

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE
COMUNICACIONES



TESIS DOCTORAL

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

**Design of Rectifying and Inverter Class E Topologies based
on GaN HEMT and E-pHEMT Devices for Wireless Powering
and Energy Harvesting Applications.**

AUTOR: MARÍA DE LAS NIEVES RUIZ LAVÍN

DIRECTOR: JOSÉ ANGEL GARCÍA GARCÍA

Tesis Doctoral para la obtención del título de Doctor
por la Universidad de Cantabria en Tecnologías de la
Información y Comunicaciones en Redes Móviles

Santander, Mayo de 2017

Certificado del Director de la Tesis

José Ángel García García, Profesor Titular del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria

HACE CONSTAR

Que el trabajo titulado “**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**” presentado por Dña. María de las Nieves Ruiz Lavín, para optar al título de Doctor por la Universidad de Cantabria, ha sido realizado en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria bajo su dirección y que reúne las condiciones exigidas a los trabajos de doctorado.

Santander, 2 de mayo de 2017.

Fdo. José Ángel García García

A mis padres y a mi hermana

A mi Blanquito

“Gain more, waste less, spend efficiently, learn.”

— Nikola Tesla, Problem of Increasing Human Energy

Agradecimientos

No es fácil expresar en unas pocas líneas el merecido agradecimiento a todas las personas que han formado parte de esta tesis. Su valentía, generosidad y pasión la han hecho posible.

Después de varios años trabajando con mi director de tesis, José Angel García, no puedo más que reconocerlo como gran tutor y mejor persona. Casualidad o no, el haber tenido la suerte de realizar mi proyecto fin de carrera con él, determinó el camino que he llevado hasta este momento, inculcándome siempre su saber hacer y tenacidad. Trabajador incansable y profesor dedicado, su magia en este campo ha permitido abrir mucho más que ventanas.

Por su puesto agradecer también a Vanesa, por su paciencia con los *deadlines* y a toda la familia, de aquí y de allá, por su amabilidad.

A Reinel, que me acompaña desde que di mi primer paso en el laboratorio y me sigue acompañando también fuera de él. Gracias por animarme para llegar hasta aquí, por tu gran familia, por tu gran corazón y por todo lo que nos espera juntos.

A toda mi familia Kantabrícola, a los que vendrán, y a los que ya trae la cigüeña. Gracias por vuestros ánimos, vuestras risas y las fiestas frikis. Se os quiere. También al Chavalote, por su manera de ver el mundo y aprovechar cada momento, y a Elena, por su amistad y ánimos.

Gracias a todos mis compañeros, con los que he coincidido en el departamento, en especial a Kaoutar, Mabel, Kike, Javi, Juan Luis, Betty, Vicente, Jaime y, por supuesto, a David y a Joserra, por los buenos ratos en el café, en el laboratorio y en los congresos, y a Jéssica (una Kantabrícola más), por su risa contagiosa, por compartir esta recta final y por su amistad más allá de la universidad. También a las chicas de Miami, Karen y Leysi, que tantos buenos ratos pasamos.

No me puedo olvidar de extender mi agradecimiento al resto de compañeros de DICOM, Antonio, Ángel, Alicia, Luisa, Tomás, Juan Pablo, Tino, Eduardo, Sergio, Almudena, Franco, Santiago y Yolanda y a todos aquellos que se me hayan podido quedar en el tintero, siempre amables y dispuestos a ayudar. Sobre todo, a Guillermina y Justo, por su simpatía y buen hacer. También gracias a Manolo, y a todos los guardias de seguridad, que nos vigilan a las tantas.

También me gustaría reconocer la labor de Ana, Eva y en especial a Sandra, por sus anécdotas en el laboratorio y porque sin ella nada de esto habría sido posible.

Agradecer igualmente a Ignacio Ruiz, por su gestión en el préstamo de los equipos de Keysight, cuando fueron necesarios, así como a Héctor Carreño, por su amable asistencia.

Ya sea en Cantabria, Barcelona o en el IMS, con Pere y Gabriel siempre aprendes y te diviertes. Gracias por vuestra amistad y colaboraciones. Agradecer también a los grupos de la Univ. de Zaragoza y del CTTC, por su colaboración en el proyecto del Ministerio.

I would also like to thank Prof. Zoya Popović, Prof. Dragan Maksimović and Ignacio Ramos, for their kind advices and collaborations.

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, por el proyecto puente concedido, y al de Doctorado y Relaciones Institucionales por su atención, con especial mención al Servicio de Gestión Académica de la Universidad de Cantabria, por su amabilidad.

A David Villa y al Servicio de Reprografía del Edificio Interfacultativo, por su ayuda y por la impresión de esta tesis, así como a los autores de las fotografías utilizadas en la introducción, en especial la utilizada para elaborar la portada, con licencia *Creative Commons*.

Por último, y más importante si cabe, a mi hermana Irene, porque no podría haber tenido otra mejor y siempre está cuando la necesito, a mi madre, por su alegría y generosidad, a mi padre, por su esfuerzo, y a mis abuelos, allá donde estén, que tanto lucharon y sacrificaron.

Si de pequeña soñaba en escribir un libro, nunca pensé que fuera este. Ha sido gracias a la educación que siempre me inculcaron mis padres, a su lucha y trabajo, y a tantas cosas imposibles de describir, que he crecido hasta llegar aquí. Gracias a todos.

Resumen

Actualmente, la mejora de la eficiencia energética se viene aplicando en muchos ámbitos para reducir, tanto la emisión de gases de efecto invernadero, provocados en gran parte por la generación de la energía eléctrica, como los costes de operación asociados. Concretamente, en el campo de RF/Microondas, se están desarrollando sistemas de transmisión inalámbrica eficientes, que permitan reducir el elevado consumo eléctrico de las estaciones base de telefonía móvil, aumentar la duración de las baterías en los terminales, así como alimentar dispositivos de forma inalámbrica, utilizando incluso la energía remanente en el ambiente.

Dado que la mejora en la eficiencia del amplificador de potencia es clave en la reducción del consumo eléctrico, en esta tesis se han propuesto distintas topologías inversoras y rectificadoras de alta eficiencia, operando en clase E, para su uso en la transmisión eficiente de señales de comunicaciones y alimentación inalámbrica. Por un lado, se han diseñado e implementado amplificadores de potencia de alta eficiencia con tecnología GaN HEMT, enfocados a su uso en arquitecturas de transmisión que permitan manejar señales con estándares tan exigentes como los vigentes WCDMA (3G) y LTE (4G), de manera lineal y eficiente. Cada uno de los diseños presentados, presenta mejoras en cuanto a su eficiencia y ancho de banda, y han sido posteriormente implementados en sendos transmisores outphasing. Asimismo, utilizando amplificadores y rectificadores síncronos a GaN HEMT, se han diseñado convertidores DC/DC Clase E², utilizados como moduladores de envolvente en arquitecturas ET/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.

Por otra parte, se han diseñado rectificadores síncronos con dispositivos E-pHEMT, con eficiencias en el estado de la técnica, enfocados hacia aplicaciones de transferencia de potencia en campo lejano y de reciclado de energía. El uso de un transistor como elemento activo, además de una estrategia de auto-alimentación de puerta, ha permitido aumentar considerablemente el rango dinámico de potencia de entrada de rectificación, en comparación con las habituales soluciones a diodo.

Por tanto, bajo una perspectiva de eficiencia energética, se han propuesto soluciones competitivas para la transmisión sostenible, teniendo en cuenta el desarrollo que experimentan actualmente las comunicaciones inalámbricas y los dispositivos móviles.

Abstract

Nowadays, many areas are focused on implement energy-aware systems to reduce both greenhouse gas emissions, mainly caused by electric energy generation, and the energy associated operating costs. In particular, in the RF/Microwave field, efficient wireless transmission systems are being developed in order to reduce base stations electric consumption, extend battery lifetime in handsets, as well as to remotely power up wireless devices by means of wireless powering transmission (WPT) or even energy harvesting solutions.

Since improvement in power amplifier efficiency is crucial to reduce power consumption, high efficient inverter and rectifier topologies, operating in class E, have been proposed in this thesis to be used on wireless communications and WPT. On the one hand, high-efficiency power amplifiers based on GaN HEMT technology, have been designed and implemented allowing efficient transmission by means of architectures able to handle signals with demanding standards such as WCDMA (3G) and LTE (4G), meeting the linearity requirements. Taking advantage from the improvements related to efficiency and bandwidth of designed RFPAs, outphasing transmitters have been also implemented. In addition, using GaN HEMT amplifiers and synchronous rectifiers, Class E² DC/DC converters have been designed, to be used as envelope modulators in ET/EER architectures, and suitable for power supplies with high power density and very fast response, thanks to its small size and wide bandwidth.

On the other hand, synchronous rectifiers with E-pHEMT technology, focused on far-field power transfer and energy harvesting applications, have been designed. State-of-the-art efficiencies have been measured in some implementations. The use of a transistor as active device, as well as

a proposed self-biasing strategy, had led to a higher dynamic range rectifier, in terms of input power, than the usually obtained with diode-based topologies.

Therefore, in an energy-efficient perspective, considering the current development on communications and mobile devices, competitive solutions have been proposed for sustainable wireless transmission.

Índice de Contenido

Agradecimientos	v	
Resumen	i	
Abstract	iii	
Índice de Contenido	v	
Capítulo I	Introducción	1
I.1	Motivación	1
I.1.i	Comunicaciones Inalámbricas	2
I.1.ii	Transferencia inalámbrica de energía (WPT)	10
I.2	Objetivos del trabajo	16
I.3	Organización de la Tesis	17
I.4	Referencias	18
Capítulo II	Fundamentos y Figuras de Mérito	25
II.1	Clases de Amplificación de Potencia	25
II.1.i	Figuras de mérito en amplificadores	27
II.1.ii	Amplificación Clase E	32
II.2	Topologías rectificadoras	49
II.2.i	Antena Rectificadora (Rectenna)	49
II.2.ii	Rectificadores a Diodo	50
II.2.iii	Rectificador Síncrono	53
II.3	Convertidores Resonantes de Potencia en RF	56
II.4	Arquitecturas de Transmisión Inalámbrica	59
II.4.i	Transmisor Polar (EER)	60
II.4.ii	Transmisor Envelope Tracking (ET)	61

II.4.iii. Amplificador Doherty	62
II.4.iv. Transmisor outphasing	64
II.5 Referencias	66
Capítulo III Breve Descripción de los Transistores y Caracterización	69
III.1 Transistores HEMT	72
III.1.i. Transistores GaN HEMT	75
III.1.ii. Transistores E-pHEMT	78
III.2 Caracterización y Modelado orientado a los Diseños de Alta Eficiencia.	80
III.2.i. Caracterización de transistores	81
III.2.ii. Modelado de transistores HEMT	86
III.2.iii. Ecuación para $I_{ds}(V_{gs}, V_{gd})$ del transistor VMMK-121891	
III.3 Referencias	94
Capítulo IV Amplificadores y Rectificadores Síncronos Clase E.....	99
IV.1 Diseño de Amplificadores de Potencia de Alta Eficiencia	99
IV.1.i. Diseño de Inversor Clase E a 770 MHz.....	100
IV.1.ii. Diseño de Inversor Clase E de Banda Ancha.....	107
IV.1.iii. Diseño de Inversor Clase E Paralelo	112
IV.2 Diseño y Caracterización de Rectificadores Síncronos.....	118
IV.2.i. Rectificador Clase E a E-pHEMT ATF-54143	120
IV.2.ii. Rectificador Auto-síncrono y Auto-alimentado	133
IV.3 Referencias	141
Capítulo V Convertidores DC/DC resonantes.....	143
V.1 Convertidor DC/DC Resonante Clase E ² en UHF	144
V.2 Convertidor DC/DC Resonante Auto-oscilante.....	150

V.3	Referencias	158
Capítulo VI	Implementación de Transmisores de Alta Eficiencia	161
VI.1	Transmisores Outphasing	162
VI.1.i.	Tx. Outphasing basado en AP Clase E Original	163
VI.1.ii.	Transmisor Outphasing basado en AP Banda Ancha....	167
VI.1.iii.	Tx. outphasing basado en AP clase E paralelo.....	172
VI.2	Referencias	183
Capítulo VII	Conclusiones y Líneas Futuras	185
VII.1	Conclusiones.....	185
VII.2	Líneas Futuras.....	193
VII.3	Referencias	194
Publicaciones	I
Lista de Acrónimos	VII

Capítulo I

Introducción

El trabajo de investigación recogido en esta tesis trata de resolver diferentes problemáticas que existen actualmente en el campo de la radiofrecuencia (RF). Bajo la premisa de la mejora de la eficiencia energética, se proponen distintas topologías que además deben superar estrictos requisitos relativos a su ancho de banda, rango dinámico o linealidad, entre otros, para ser empleadas en la transmisión inalámbrica de señales de comunicaciones y de alimentación.

Dada la diversidad de los temas tratados, en este capítulo se realizará un breve repaso histórico y de la situación actual de la técnica enfocada a las soluciones llevadas a cabo en este trabajo, seguido de los objetivos concretos que han predominado en el desarrollo de la tesis.

I.1 Motivación.

En los últimos años, ha crecido el interés en el ámbito de RF/Microondas en el desarrollo de dos áreas enfocadas en la transmisión eficiente, ya sea de señales de comunicaciones o de alimentación, como son las comunicaciones inalámbricas y los enlaces de transmisión inalámbrica de energía, que a su vez se puede dividir en lo que se conoce como “*wireless powering*” y “*energy harvesting*”

Por un lado, la necesidad de transmisores que permitan manejar señales con exigentes estándares de comunicación inalámbrica basados en formatos complejos de modulación digital (WCDMA (3G), LTE (4G), y lo que se espera de 5G) de manera lineal y eficiente y, por otro, la

implementación de enlaces de alimentación inalámbrica en campo lejano, así como de soluciones de reciclado de la energía ambiente, cada vez más eficientes, distinguen los dos enfoques principales.

I.1.i. Comunicaciones Inalámbricas

Las comunicaciones inalámbricas han evolucionado de manera notable desde su inicio en 1838 con el desarrollo del telégrafo por Samuel Morse [1] y del teléfono por Antonio Meucci en 1860 [2], sobre todo en el transcurso de la Segunda Guerra Mundial, donde el perfeccionamiento de las comunicaciones radar permitió desarrollar al mismo tiempo la infraestructura necesaria para la transmisión inalámbrica de señales a gran distancia, a frecuencias de microondas [3].

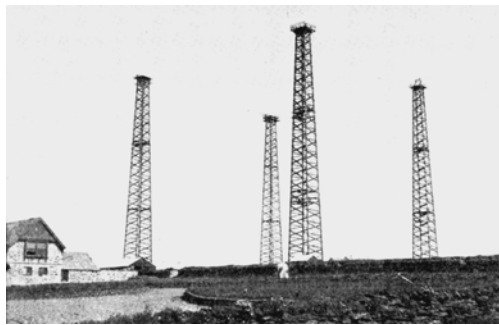


Figura I.1 Torres de madera de soporte a las antenas del sistema de telegrafía inalámbrica de Marconi Wireless Corp. en Poldhu, Cornwall, Inglaterra, desde donde se transmitió el primer mensaje trasatlántico en 1901[4].

Aunque la teoría fue desarrollada hace más de un siglo, el campo de las comunicaciones inalámbricas sigue aún muy activo, aplicándose en dispositivos de cada vez mayor frecuencia, menor tamaño (circuitos integrados) y gran ancho de banda. Los fundamentos de la teoría electromagnética fueron formulados por James Clerk Maxwell [5] en 1873 y posteriormente estudiados y ampliados por otros importantes científicos como Oliver Heaviside y Heinrich Rudolf Hertz. Sin embargo, la persona que comercializó de forma exitosa la tecnología para la comunicación inalámbrica basada en la propagación electromagnética fue Guglielmo Marconi en 1896 [6], tras los experimentos de Nikola Tesla, Julio Cervera y Aleksandr Stepánovich Popov. Más tarde, dicha teoría fue utilizada para

el desarrollo del radar y las comunicaciones por radio y satélite, tanto para aplicaciones comerciales como militares.

Tras la llegada del transistor en los 50's [7][8], se inició el camino hacia los sistemas de comunicación inalámbrica para terminales móviles que se conoce actualmente. El gran impacto que tiene en nuestro modo de vida es evidente, siendo España el país que tiene la mayor ratio de usuarios con teléfono móvil, con un 96% de la población total [9], cuando la media a nivel mundial es de 85%. Existe por tanto especial motivación por parte de los fabricantes en proporcionar mejores dispositivos, con altas prestaciones y bajo coste. Cada vez son más demandados los servicios de 3G y 4G (Figura I.2), así como terminales con menor peso y una gran duración de las baterías.



Figura I.2 Estimación del incremento del consumo global de datos de telefonía móvil en exabyte/mes (EB) hasta 2019 [10].

El peso y tamaño en los dispositivos móviles, depende en gran parte del tamaño de la batería, cuya capacidad es cada vez mayor para dar soporte a un gran número de servicios y aplicaciones simultáneas. En dichos terminales, el amplificador de potencia de RF es el encargado de realizar la transformación de potencia de DC a RF, por lo que el uso de amplificadores de potencia con mayor eficiencia, que al mismo tiempo mantengan los requerimientos de linealidad, implicaría una reducción significativa en el consumo de DC.

En las estaciones base, el consumo de potencia también es muy relevante, al elevar notablemente los costes operacionales, sobre todo

debido a la refrigeración de los amplificadores de potencia energéticamente poco eficientes (Figura I.3). El uso de amplificadores de mayor eficiencia, reduciría el calor disipado y por tanto el consumo eléctrico asociado.

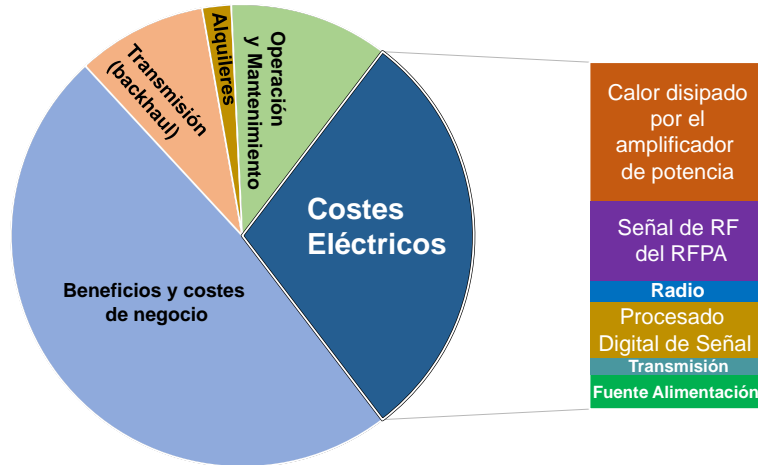


Figura I.3 Costes de operación de una estación base, con detalle de los relativos al coste eléctrico.

Alcanzar una alta eficiencia acarrea un proceso extremadamente complejo, sobre todo cuando es necesario manejar señales a múltiples frecuencias. Por dicha razón, los estudios recientes buscan la implementación de soluciones de alta eficiencia en un gran ancho de banda a través de las llamadas arquitecturas de transmisión emergentes, fundamentadas en trabajos desarrollados en los años 30 y 50 [11]-[13] y que pueden distinguirse según estén basadas en la modulación de la carga o en la modulación de la polarización. Gracias a la diversidad de dispositivos de estado sólido en materiales como InP, SiC y GaN, junto al desarrollo de técnicas de predistorsión digital (DPD) avanzadas, actualmente es posible aprovechar dichas arquitecturas para lograr una amplificación lineal y eficiente [14].

Tanto en la topología outphasing, como en la técnica de eliminación y restauración de la envolvente (EER), es posible la utilización de amplificadores Clase E, distinguidos por su alta eficiencia cuando son trabajados con señales de amplitud constante. El primer caso, la técnica

outphasing propuesta inicialmente por H. Chireix en 1935 [13] para su uso en transmisores AM, fue extendida a frecuencias de microondas con el nombre de LINC (*Linear Amplification using Nonlinear Components*) en los 70 [15]. En ella, dos amplificadores son operados con señales de entrada de amplitud constante y sus salidas son sumadas para obtener la señal con variaciones de amplitud y fase deseada, asegurando la linealidad aunque se utilicen amplificadores en modo conmutado de alta eficiencia. 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 relación potencia pico potencia promedio (PAPR), perdiéndose la mayoría de la potencia en el puerto aislado del combinador (Figura I.4). Sería necesario en dicho caso aplicar alguna técnica multinivel [16] o de reciclado de la potencia en dicho puerto [17][18], para elevar la eficiencia global.

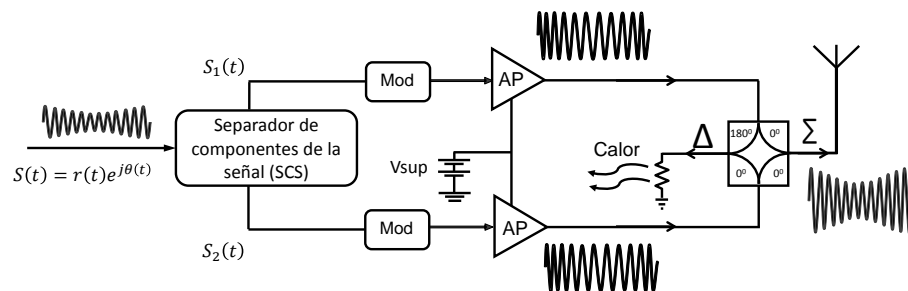


Figura I.4 Esquema simplificado de la arquitectura LINC.

Es por ello que recientemente se está retomando el interés por el uso de un combinador reactivo [13] 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 clases AB, B, F/F⁻¹, 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 por mucho tiempo. No es hasta 2009, cuando R. Beltrán *et al.*[19] proponen la solución asimétrica que permite utilizar

amplificadores clase E en un transmisor outphasing, utilizando líneas de transmisión para rotar la impedancia a 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 [20], 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 Perrault, 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 sobre los 100 W con eficiencias por encima del 56% [21][22]. Además, en [23], 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.

Por su parte, la técnica de eliminación y restauración de la envolvente (EER) propuesta por Leonard R. Kahn en 1952 [12], combina un amplificador de potencia de RF de alta eficiencia (que amplifica la componente de la señal modulada en fase de amplitud constante) con un amplificador de envolvente, para obtener un transmisor de RF lineal, con eficiencias en back-off superiores a las de un amplificador lineal [24]-[26]. Como muestra la Figura I.5, a través de la modulación de la tensión de drenador, el amplificador de RF restaura la envolvente a la portadora modulada en fase, obteniendo a la salida una réplica amplificada de la señal de entrada.

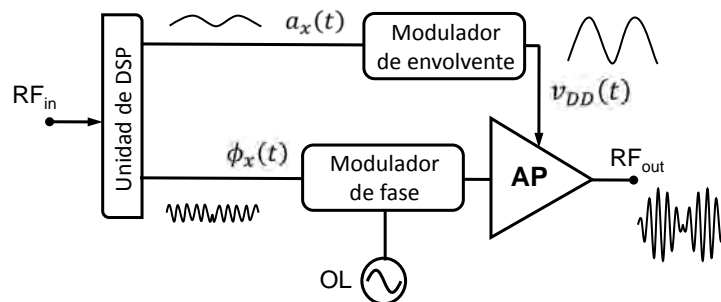


Figura I.5 Esquema simplificado de la arquitectura EER original.

La arquitectura de “seguimiento de la envolvente”(ET, de sus siglas en inglés *Envelope Tracking*), es similar a la técnica de Kahn. En este caso, el amplificador de RF contiene, además de la información de fase de la señal, información de amplitud, por lo que éste opera como una fuente de corriente de forma similar a un amplificador lineal (ligeramente comprimido) [27]. Como puede verse en la Figura I.6, en un amplificador con alimentación constante, gran parte de la potencia es disipada en forma de calor cuando el dispositivo está transmitiendo por debajo de su potencia máxima, por lo que utilizando alimentación dinámica, es posible obtener una mayor eficiencia.

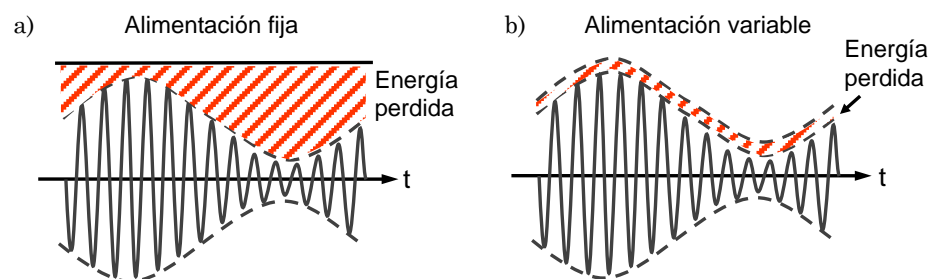


Figura I.6 Comparación de la energía que se pierde en arquitectura basada en alimentación a) fija y b) variable.

En el caso del manejo de elevados valores de PAPR asociados a las señales *downlink* de las estaciones base, donde se ha extendido el uso del amplificador Doherty, se están introduciendo cada vez más las topologías outphasing y ET, aún en fase de desarrollo, para solventar las limitaciones en ancho de banda que tiene el esquema Doherty con la evolución a sistemas multi-portadora [28]. Recientemente, se han obtenido prometedores resultados con ET, como los alcanzados en [29], con un 66% de PAE para una señal con una PAPR de 6.6 dB y ancho de banda de 5 MHz, y una potencia de salida promedio de 20 W, y en [30], donde se ha medido un valor de PAE de 53% para una LTE de 20 MHz a 880 MHz, también de 6.6 dB de PAPR. No obstante, los transmisores ET han encontrado su hueco en los terminales móviles, al poder ser implementados fácilmente sustituyendo la fuente de alimentación fija, por una dinámica.

Tanto en el transmisor polar como en el ET, el elemento clave es el modulador de envolvente. La componente de amplitud a manipular con la etapa de amplificación, presenta un contenido espectral que puede abarcar desde DC hasta un valor de frecuencia varias veces superior al ancho de banda de dicha señal en el orden de las decenas de MHz para señales como las ya mencionadas. Para soluciones banda estrecha se han empleado los convertidores DC/DC conmutados (tanto usando modulación sigma-delta como modulación por anchura de pulso, PWM), combinados con amplificadores de tipo lineal, de modo a conseguir una eficiencia promedio aceptable [31][32]. Sin embargo, de cara a mejorar las prestaciones en ancho de banda, se han propuesto distintas topologías multinivel [33][34] y, más recientemente, se está apostando por la implementación de convertidores DC/DC resonantes [35] a frecuencias de RF/microondas, al proporcionar una conversión de potencia con bajas pérdidas por conmutación.

La tecnología actual de dispositivos ha permitido realizar implementaciones de convertidores conmutados para ET o ET/EER con cada vez mayor eficiencia y ancho de banda. Por ejemplo, utilizando dispositivos GaN HEMT, en [36] se ha conseguido medir una eficiencia promedio de 83% para la envolvente de una señal LTE de 20 MHz, conmutando a 100 MHz, mientras que en [37], con envolventes de señales LTE de 2.4 MHz y 20 MHz y 4.8 dB de PAPR, se ha medido 93% y 89%, respectivamente. Asimismo, empleando tecnología Trench MOSFET de silicio, se ha implementado una solución con 10 MHz de ancho de banda y 93% de eficiencia promedio con la envolvente de una señal WCDMA de 6.8 dB de PAPR [38] y en [39], con eGaN FET, se ha propuesto una solución para estaciones base LTE 4G capaz de manejar una envolvente de 20 MHz de 7 dB de PAPR con una eficiencia promedio de 92%, entregando una potencia de salida promedio de 30 W. No obstante, un salto considerable en la frecuencia de conmutación permite, no sólo una reducción importante del valor y tamaño de los componentes, sino también una mejora notable

de las características de ancho de banda y *slew rate* de los convertidores, por lo que también se está prestando atención a implementaciones en circuitos monolíticos (MMIC) de cara a la integración en un solo chip del amplificador de RF y del modulador de envolvente, así como la circuitería de control necesaria. Entre los ejemplos de convertidores implementados en MMIC destaca el propuesto en [40] a 4.6 GHz con tecnología GaN HEMT de 0.15 μm de longitud de puerta, logrando una eficiencia de 64%.

Aunque aún no se ha realizado la definición de la quinta generación de redes móviles (5G), la evolución de la tecnología 4G hacia sistemas que incluyen agregación de portadoras (*LTE-Advanced with carrier-aggregation*) para la mejora de la capacidad de la red y el incremento de la cobertura, indica que las señales utilizadas tendrán un mayor ancho de banda, además de una alta PAPR al incrementarse la eficiencia espectral y las tasas de transmisión de datos. *Carrier aggregation* supone considerar, no sólo las múltiples bandas de telefonía móvil existentes según la zona geográfica, sino también el uso simultáneo y combinado de algunas de ellas, que con la llegada de 5G se estima que alcancen bandas *cm-wave* y *mm-wave* (6–30 GHz y 30–100 GHz, respectivamente) [28]. En este sentido, el potencial de ET ha sido explotado por las empresas Qualcomm y Nujira (actualmente adquirida por Qualcomm), con la implementación comercial de moduladores de envolvente para terminales móviles, incluidos por ejemplo en las últimas versiones de los Samsung Galaxy y iPhone (Figura I.7). En el caso del desarrollado por Nujira (*Coolteq Envelope Tracking power supply IC*), su circuito integrado combina la alta eficiencia de una fuente en modo conmutado con un amplificador lineal (*Error amplifier*) de gran ancho de banda (100 MHz), proporcionando eficiencias de conversión superiores al 80%, incluso para señales de gran ancho de banda como LTE [41].

Por último, cabe destacar que la distorsión no lineal asociada a las arquitecturas de transmisión inalámbrica presentadas, puede ser tenida

en cuenta si se utilizan las técnicas de predistorsión digital adecuadas. En este aspecto, se han presentado propuestas como la descritas en [42][43] para ET, de cara a reducir los efectos de memoria provocados por el uso de moduladores de envolvente limitados en ancho de banda o *slew rate*.

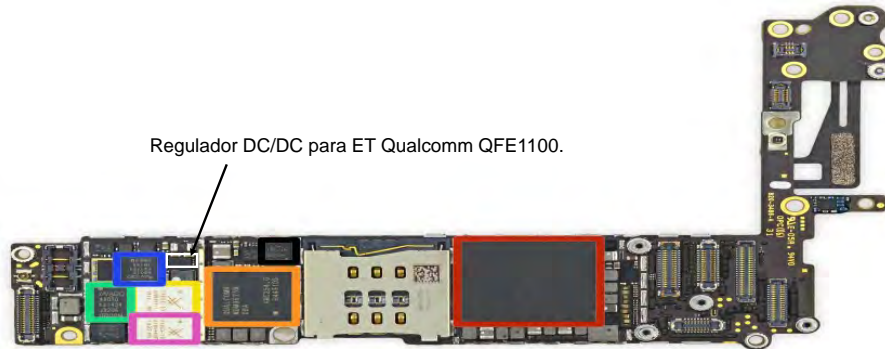


Figura I.7 Detalle del circuito integrado ET utilizado en un iPhone 6.

I.1.ii. Transferencia inalámbrica de energía (WPT)

Es bien sabido que Nikola Tesla, no solo tuvo un papel importante en el desarrollo de la radio, sino que también fue pionero en la transmisión inalámbrica de energía. La Torre Wardenclyffe, también conocida como Torre Tesla (Figura I.8), tenía la finalidad de permitir la telefonía comercial transatlántica, impulsar las retransmisiones radiofónicas, y demostrar que era posible transmitir energía de forma inalámbrica, sin cables entre emisor y receptor, y además de forma gratuita, siguiendo los mismos principios que con la radio. Sin embargo, su sueño de transmitir 300 kW de potencia a través de ondas de radio de 150 MHz, con el objetivo de transferir electricidad de forma inalámbrica a cualquier distancia [44]-[47], no funcionó, pero marcó el inicio de la WPT [48].

No es hasta los años 60, cuando Brown reanuda los experimentos en este campo [49] con tecnología de microondas de alta eficiencia desarrollada en la Segunda Guerra Mundial, llegando a desarrollar la primera antena rectificadora (*rectenna*), para la recepción y rectificación (conversión de RF-a-DC) de microondas [50][51].



Figura I.8 Torre Wardencliff, también conocida como Torre Tesla.

La eficiencia de esta primera *rectenna*, desarrollada en 1963 fue de 50%, obteniendo una potencia de salida de DC de 4 W [49]. En 1964, la *rectenna* fue utilizada por Brown para la transmisión de energía por microondas a un helicóptero atado, ampliando el experimento para helicópteros en vuelo libre cuatro años más tarde. Posteriormente, en 1975, consiguió implementar un enlace con una eficiencia de conversión DC a DC total de 54%, entregando 495 W de potencia de DC, usando un magnetrón en el Laboratorio Raytheon (véase Figura I.9).

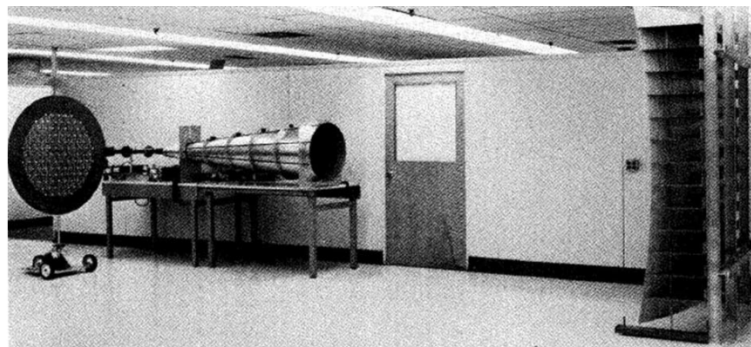


Figura I.9 Experimento de laboratorio de transmisión de energía de microondas realizado por Brown en 1975.

Aunque W. Brown tuvo éxito en los experimentos de WPT, el tamaño y coste de los sistemas era demasiado grande como para que se convirtieran en aplicaciones prácticas comerciales.

Por su parte, la transmisión inalámbrica de microondas (*Microwave Powering Transfer*, MPT) también fue desarrollada mediante la idea de utilizar un satélite de energía solar (SPS), con el enfoque propuesto por P.

Glaser en 1968 [52]. El SPS superaba algunos de los inconvenientes de los MPT, como la baja eficiencia global del sistema, al depender de la conversión microondas a DC y del gran tamaño de las antenas. El satélite de energía solar, podría proporcionar diez veces más energía que las celdas solares situadas en tierra ya que estaría en la órbita geoestacionaria en el espacio, donde no hay noche y la generación de energía ocurre las 24 horas del día. En los Estados Unidos, algunos grupos de investigación de MPT y SPS se mantuvieron hasta los años 80, pero se detuvieron debido a limitaciones presupuestarias [53]. En 1995, la NASA lanzó un proyecto para dar un nuevo enfoque a los satélites de energía solar y los estudios de transmisión inalámbrica de microondas se revitalizaron [54]. Tras el SPS-ALPHA [55] y otros SPS desarrollados por la Agencia Japonesa de Exploración Aeroespacial (JAXA) [56], actualmente se está desarrollando el llamado *Sandwich Satellite* (“Satélite Bocadillo”) que se estructuraría en tres partes: un gran sistema de espejos que capta la luz solar y la convierte en potencia de DC, un convertidor DC-a-microondas y una gran antena emisora para transmitir la energía a la Tierra [57]. La ventaja de este sistema reside en que la electricidad generada tendría que recorrer una distancia muy corta, de pocos centímetros, entre las celdas fotovoltaicas y la antena emisora, lo cual mejoraría la eficiencia.

A partir del año 2000, con el desarrollo de la tecnología para las comunicaciones móviles, se tiene en cuenta la transmisión inalámbrica de microondas para aplicaciones comerciales. En este caso, la potencia requerida es menor, lo que significa que se puede obtener la energía suficiente a partir de las microondas, como por ejemplo, de una comunicación inalámbrica. Aparecen, por tanto, nuevos conceptos como “*energy harvesting*” o “*energy scavenging*”, definidos como el proceso por el cual la energía es derivada, capturada y almacenada a partir de fuentes externas, como la energía solar, térmica, eólica, cinética o de la difusión de ondas de radio. En este último caso, el elemento clave para la recolección

de energía de la difusión de ondas de radio es la *rectenna*, que se utiliza tanto para MPT como para WPT.

Existen muchos tipos de *rectennas*, como puede verse en los ejemplos de la Figura I.10, que abarcan desde la primera rectenna (Figura I.10a)), desarrollada por Brown, hasta arrays de antenas de reducido tamaño, implementados más recientemente (Figura I.10f)).

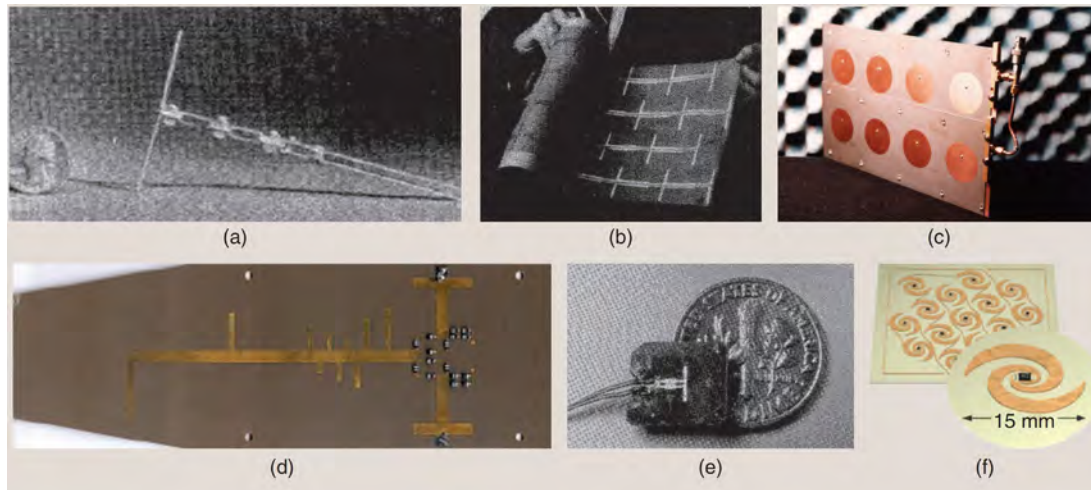


Figura I.10 Ejemplos de *rectennas*: a) Brown (2.45 GHz)[58], b) Thin-Film de Brown (2.45 GHz) [59], c) Univ. de Hokkaido (2.45 GHz) [60], d) Univ.de Kioto (2.45 GHz) [61], e) Univ. de Texas A&M (35 GHz) [62], y f) Univ. de Colorado (8.5–12.2 GHz) [63].

En los últimos años, las estrategias de transmisión de energía de RF y microondas y las tecnologías de recolección de energía (*energy harvesting*) han evolucionado muy rápidamente, estando dirigidas principalmente hacia la alimentación inalámbrica de dispositivos sin baterías como sensores, etiquetas RFID, etc. Entre sus usos se encuentra, por ejemplo, el “Internet de las Cosas” [64], al permitir una fácil interconexión entre distintos dispositivos, minimizando el uso de baterías y sin la necesidad de cables [65].

Entre los distintos métodos de transmisión de energía de manera inalámbrica en campo cercano, destaca el acoplo inductivo (IPT), extendido comercialmente para la alimentación de cepillos de dientes eléctricos o la carga baterías de teléfonos móviles sin el uso de cables, por ejemplo. A

pesar de que su eficiencia a larga distancia es muy baja, pues su uso generalmente está limitado a un rango entre unos pocos mm a un metro, este método ha encontrado su nicho en el desarrollo de implantes biomédicos o en la industria automovilística, entre otros [66]. En este sentido, las investigaciones se dirigen actualmente hacia sistemas de acoplo inductivo resonante que permitan aumentar la eficiencia y la potencia entregada, además de la distancia, como los estudios realizados por el MIT, con un sistema capaz de alimentar con 60 W una lámpara situada a 2 m, con una eficiencia del 40% [67]. El acoplo resonante también ha sido utilizado en Corea para la alimentación de un vehículo eléctrico (OLEV) [68], donde 60 kW de potencia son transferidos de forma inalámbrica a través de líneas de energía con un 80% de eficiencia (Figura I.11a)). Además, MPT también puede ser aplicado en la recarga de vehículos eléctricos, como la propuesta por la Universidad de Kioto [69], donde la recarga de la batería se realiza únicamente mediante la transmisión de microondas. Para dicha aplicación, han desarrollado un diodo Schottky de GaN, de modo a incrementar la potencia rectificadora y reducir el tiempo de carga [70].

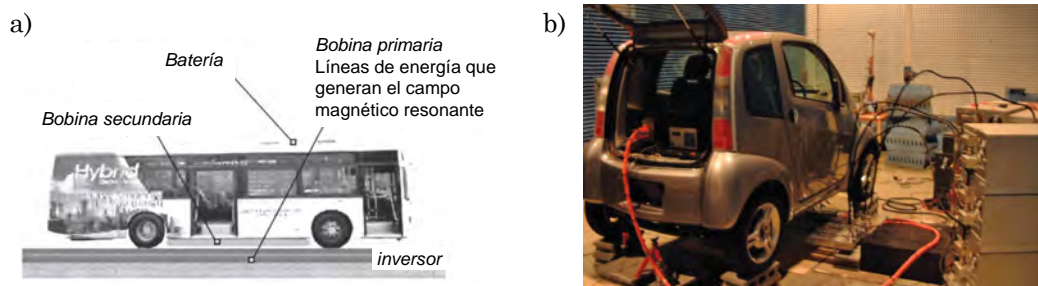


Figura I.11 Alimentación de manera inalámbrica de un vehículo eléctrico (OLEV). b) Experimentos de recarga inalámbrica con microondas realizados en la Universidad de Kioto [70].

En el caso de la alimentación inalámbrica de campo lejano, es posible alcanzar mayores distancias, aunque aún es necesario optimizar la eficiencia que es posible alcanzar, así como el peso y tamaño de los dispositivos. En la elaboración de los circuitos rectificadores para aplicaciones en campo lejano, se utilizan habitualmente los diodos

Schottky, ya sea con una baja tensión de codo (“zero bias”) y una reducida capacidad de manejo de potencia, en los casos en los que interese el reciclado de la energía, o con una baja resistencia y alta tensión de ruptura en el caso de aplicaciones de transferencia de potencia. También existen trabajos en los que se usan dispositivos E-pHEMT [71], así como otro tipo de dispositivos MOS conectados en una topología a diodo para llevar a cabo la rectificación [72]. En el caso de las implementaciones a diodo, el circuito rectificador puede obtener una buena conversión de RF a DC, pero únicamente bajo unas condiciones de operación concretas, siendo mucho más dependientes del nivel de potencia de entrada que en el caso de los dispositivos E-pHEMT, con los cuales es posible obtener una buena eficiencia de conversión RF a DC para un mayor rango de potencia de entrada.

En [73], se realiza una completa comparativa entre recientes circuitos rectificadores de RF, diferenciados según sea su tecnología: CMOS, los basados en diodos (discretos o dies) y los basados en transistor. En el caso de los rectificadores a CMOS [73], aunque no llegan a tener los niveles de eficiencia elevados de los otros dos grupos, tienen la ventaja de compartir tecnología con los chips digitales, lo que permite una total integración. Los rectificadores a diodo, han sido los que han acaparado la investigación en este campo para soluciones de muy alta eficiencia, alcanzando valores de 80% a 0.9 GHz con topologías clase F [74], o de hasta 77% a 2.45 GHz en [75], mientras que, tras la aparición de algunos de los trabajos realizados en esta tesis, se ha incrementado el interés del uso de transistores como elemento activo, para la rectificación síncrona, habiéndose incluso abordado trabajos con transistores de elevada potencia (GaN HEMTs) [76], capaces de alcanzar eficiencias por encima del 80% en la banda de 985 MHz.

Finalmente, cabe destacar que en la mayoría de las aplicaciones de alimentación inalámbrica, es necesario un convertidor DC-a-AC, para

transformar la potencia de DC rectificada a la AC que requiere el dispositivo. Sin embargo, un enfoque reciente abre el camino hacia la transmisión directa de una señal AC de 50/60 Hz, con la implementación de convertidores AC-to-RF y RF-to-AC, sin necesidad de conversiones intermedias a DC [77][78].

I.2 Objetivos del trabajo.

Las distintas aplicaciones mencionadas en el apartado anterior han motivado el desarrollo de los distintos circuitos amplificadores, rectificadores, convertidores y transmisores que se describen en este trabajo de tesis, todos ellos centrados en la maximización de la eficiencia energética, y que abarcan los siguientes objetivos:

- Análisis del modelado de los dispositivos, para elaborar herramientas que permitan simular circuitos en los que el transistor opere en el tercer cuadrante de sus características I/V , como son los rectificadores y los convertidores DC/DC.
- Desarrollo de amplificadores de potencia clase E, de alta eficiencia y gran ancho de banda, para su uso en arquitecturas de transmisión inalámbrica de señales de comunicaciones.
- Implementación de circuitos rectificadores síncronos clase E, de baja potencia, alta eficiencia y amplio rango dinámico, para aplicaciones de transmisión inalámbrica de potencia y reciclado de energía.
- Diseño de convertidores DC/DC resonantes en UHF, para su uso como modulador de envolvente en esquemas de transmisión ET/EER con señales de gran ancho de banda. Asimismo, eliminación de la necesidad de utilizar señales de RF de entrada, tanto en el rectificador clase E como en el inversor clase E que lo componen.
- Manipulación de señales de comunicaciones con alta relación potencia pico potencia promedio (PAPR), con el uso de

arquitecturas de transmisión inalámbrica de tipo outphasing que proporcionen alta eficiencia en back-off.

- Implementación de estrategias para la mejora de la linealidad de los transmisores outphasing.

I.3 Organización de la Tesis.

Dada la variedad de temas a abordar, esta tesis se ha estructurado desde el nivel de dispositivo hasta el nivel de sistema, comenzando por la introducción histórica y un esbozo del estado de la técnica tratada en este capítulo, así como los objetivos principales que centran este trabajo.

En el Capítulo II se señalan los fundamentos y las figuras de mérito de las distintas topologías mencionadas, haciendo especial hincapié en la amplificación en modo conmutado, y en particular la clase E, que ha sido la escogida para realizar los diseños. También se describen los principios, de los circuitos rectificadores y transmisores, así como de los convertidores resonantes DC/DC y de las *rectennas* orientadas a la transmisión inalámbrica de potencia, sirviendo de base teórica al resto de capítulos.

Prestando atención al nivel de dispositivo, en el Capítulo III se realiza una breve descripción de los transistores HEMT, en especial los de la tecnología de nitruro de galio (GaN) y los E-pHEMT (*enhancement-mode high-electron- mobility transistor*). Se incluye además la caracterización y el modelado de los dispositivos utilizados en las implementaciones de alta eficiencia que se muestran a lo largo de siguientes capítulos.

El diseño y caracterización de los amplificadores y los rectificadores síncronos clase E centran el Capítulo IV comprendiendo, en la banda de UHF, tanto diseños de banda estrecha como otros que mantienen una alta eficiencia en un amplio rango de frecuencias. Se aborda también la implementación de una *rectenna* para aplicaciones de alimentación inalámbrica.

Una vez descritos los inversores y los rectificadores síncronos Clase E, en el Capítulo V se aborda el diseño de los convertidores resonantes DC/DC clase E² en UHF, introduciendo su uso como moduladores de envolvente en los esquemas de transmisión inalámbrica. Además, se detalla la implementación de un convertidor resonante que prescinde de señales de RF de entrada.

A continuación, el Capítulo VI reúne las distintas implementaciones de alta eficiencia realizadas a nivel de sistema, en concreto el desarrollo de transmisores outphasing que emplean los amplificadores de alta eficiencia implementados en el Capítulo IV.

Finalmente, las conclusiones y líneas futuras son presentadas en el Capítulo VII, seguidas de las publicaciones derivadas del trabajo realizado en esta Tesis Doctoral.

I.4 Referencias.

- [1] Samuel F. B. Moesb, “Improvement in the mode of communicating information by signals by the application of electro-magnetism”, *US Patent 1,647*, June 1840.
- [2] Resolución 269, House of Representatives. *U.S. Government Printing Office*. 17 de Oct. 2001.
- [3] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, 2nd Edition, *Artech House Publishers Inc.*, 2006.
- [4] J. A. Fleming, “Hertzian Wave Wireless Telegraphy, VII.” *Popular Science Monthly*, vol. 64, pp. 152-164, Dec. 1903.
- [5] J. C. Maxwell, “A Treatise on Electricity and Magnetism”, Dover, N.Y., 1954.
- [6] G. Marconi, “Improvements in Transmitting Electrical impulses and Signals, and in Apparatus therefor”, *GB12039 patent*, July 1897.
- [7] J. Bardenn, W.H. Brattan, Bell Telephone Lab Inc., “Three-electrode circuit element utilizing semiconductive materials” *US Patent 2524035*, Oct 1950.
- [8] W. Shockley, Bell Telephone Lab Inc. “Circuit element utilizing semiconductive material” *US Patent 2569347 A*, Sep 1951.
- [9] PewResearchCenter, “Global Digital Communication: Texting, Social Networking Popular Worldwide”, Feb. 2012. Disponible en : <http://www.pewglobal.org/2011/12/20/global-digital-communication-texting-social-networking-popular-worldwide/>
- [10] Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update 2014–2019.

-
- [11] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," *Proc. IRE*, vol. 24, no. 9, pp. 1163-1182, Sept. 1936.
- [12] L. R. Kahn, "Single sideband transmission by envelope elimination and restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, July 1952.
- [13] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Proc. IRE*, vol. 23, no. 11, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
- [14] 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, Mar. 2002.
- [15] D. Cox, "Linear amplification with nonlinear components," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 22, no. 12, pp. 1942-1945, 1974.
- [16] S. Chung, P. A. Godoy, T. W. Barton, E. W. Huang, D. J. Perreault and J. L. Dawson, "Asymmetric multilevel outphasing architecture for multi-standard transmitters," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Boston, MA, 2009.
- [17] R. Langridge et. al., "A Power Re-use Technique for Improved Efficiency of Outphasing Microwave Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 8, pp. 1467-1470, Aug. 1999.
- [18] 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," *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, Aveiro, 2016.
- [19] R. Beltran, F. H. Raab, and A. Velazquez, "HF outphasing transmitter using class-E power amplifiers", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2009.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] F. H. Raab and D. J. Rupp, "High-efficiency single-sideband HF/VHF transmitter based upon envelope elimination and restoration," *Proc. 6th Int. Conf. HF Radio Systems Techniques*, New York, pp. 21-25, July 1994.
- [25] F. H. Raab, M. C. Poppe, and D. L. Myer, "High-efficiency linear power-amplifier module for magnetic-resonance imaging", *Proc. ISMRM*, Montreal, QC, Canada, 2011.
- [26] F. H. Raab and M. C. Poppe, "Kahn-technique transmitter for L-band communication/radar," *IEEE Radio Wireless Symp. Dig.*, New Orleans, LA, no. MO3A-1, Jan. 2010.

- [27] E. McCune, "Envelope Tracking or Polar—Which Is It? [Microwave Bytes]," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 13, no. 4, pp. 34-56, May-June 2012.
- [28] P. Asbeck and Z. Popovic, "ET Comes of Age: Envelope Tracking for Higher-Efficiency Power Amplifiers," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 17, no. 3, pp. 16-25, March 2016.
- [29] J. J. Yan, P. Theilmann, and D. F. Kimball, "A high efficiency 780 MHz GaN envelope tracking power amplifier," *Proc. IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symp.*, 2012.
- [30] Y. Liu, C. S. Yoo, J. Fairbanks, J. Yan, D. Kimball and P. Asbeck, "A 53% PAE envelope tracking GaN power amplifier for 20 MHz bandwidth LTE signals at 880MHz," *2016 IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR)*, Austin, TX, 2016, pp. 30-32.
- [31] R. Bondade, Y. Zhang and D. Ma, "A linear-assisted DC-DC hybrid power converter for envelope tracking RF power amplifiers," *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh, PA, 2014, pp. 5769-5773.
- [32] P. F. Miaja, M. Rodriguez, A. Rodriguez and J. Sebastian, "A Linear Assisted DC/DC Converter for Envelope Tracking and Envelope Elimination and Restoration Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3302-3309, July 2012.
- [33] M. Vasic, O. Garcia, J. A. Oliver, P. Alou, D. Diaz and J. A. Cobos, "Multilevel Power Supply for High-Efficiency RF Amplifiers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 4, pp. 1078-1089, April 2010.
- [34] M. Rodríguez, P. Fernández-Miaja, A. Rodríguez and J. Sebastián, "A Multiple-Input Digitally Controlled Buck Converter for Envelope Tracking Applications in Radiofrequency Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 2, pp. 369-381, Feb. 2010.
- [35] M.K. Kazimierczuk and D. Czarrkowski, *Resonant Power Converters*, NJ: John Wiley & Sons, 2011.
- [36] Y. Zhang, M. Rodriguez, D. Maksimovic, "100 MHz 20 V 90% efficient synchronous Buck converter with integrated gate driver", *Proc. IEEE Energy Conyers. Congr Expo.*, 2014.
- [37] 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.
- [38] M. Norris, D. Maksimovic, "10 MHz large signal bandwidth 95% efficient power supply for 3G-4G cell phone base stations", *Proc. IEEE 27th Annu. Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 7-13, Feb. 2012.
- [39] Y. Zhang, J. Strydom, M. de Rooij and D. Maksimović, "Envelope tracking GaN power supply for 4G cell phone base stations," *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, 2016, pp. 2292-2297.
- [40] 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.
- [41] Nijura Coolteq-h Datasheet. Disponible online: <http://www.nujira.com/>

-
- [42] J. Jeong, D. F. Kimball, M. Kwak, C. Hsia, P. Draxler, and P. M. Asbeck, "Wideband Envelope Tracking Power Amplifiers with Reduced Bandwidth Power Supply Waveforms and Adaptive Digital Predistortion Techniques," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 57, no. 12, pp. 3307–3314, Dec. 2009.
- [43] G. Montoro, P. Gilabert, J. Berenguer, and E. Bertran, "Digital Predistortion of Envelope Tracking Amplifiers Driven by Slew-Rate Limited Envelopes," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, 2011.
- [44] N. Tesla, "High Frequency Oscillators for Electro-Therapeutic and Other Purposes", *The Electrical Engineer*, vol. XXVI, Nov. 17, 1898.
- [45] N. Tesla, *US Patent No. 645,576*, Mar. 1900.
- [46] N. Tesla, "The Problem of Increasing Human Energy", *Century Illustrated Magazine*, The Century Co., Jun. 1900.
- [47] N. Tesla, *US Patent No. 1,119,732*, Dec. 1914
- [48] N. Shinohara, "Power Without Wires," *IEEE Microwave Mag.*, pp. S64-S73, Dec. 2011.
- [49] W. C. Brown et al., *U. S. Patent 3 434 678*, Mar. 25, 1969.
- [50] W. C. Brown, "The history of power transmission by radio waves," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 32, pp. 1230–1242, 1984.
- [51] W. C. Brown, "The history of the development of the rectenna," *Proc. SPS Microwave Systems Workshop at JSC-NASA*, 1980, pp.271–280.
- [52] P. E. Glaser, "Power from the sun; its future," *Science*, vol. 162, no. 3856, pp. 857–886, 1968.
- [53] H. Matsumoto, "Research on solar power satellites and microwave power transmission in Japan," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, no. 4, pp. 36-45, Dec 2002.
- [54] J. O. Mcspadden and J. C. Mankins, "Space solar power programs and microwave wireless power transmission technology," *IEEE Microwave Mag.*, pp. 46–57, Dec. 2002.
- [55] J. C. Mankins, *Final report to NIAC and NASA: PhI_SPS_Alpha.*, Sept. 2015. https://www.nasa.gov/pdf/716070main_Mankins_2011_PhI_SPS_Alpha.pdf
- [56] S. Sasaki and K. Tanaka, "Wireless power transmission technologies for solar power satellite," *2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications*, Uji, Kyoto, 2011.
- [57] N. Shinohara "Wireless Power Transmission for Solar Power Satellite (SPS)", *Georgia Tech's Space Solar Power Workshop*, Dec., 2011.
- [58] W. C. Brown, "Optimization of the efficiency and other properties of the rectenna element," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.Dig.*, vol. 76, no. 1, pp. 142–144, 1976.
- [59] W. C. Brown, "A Microwave powered, long duration, high altitude platform," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 86, no. 1, pp. 507–510, 1986.

- [60] K. Itoh, "Study of rectenna as ground site of solar power satellite (in Japanese)," *Tech. Rep. Grant-in-Aid Scientific Res.* [Grant-in-Aid Sci. Res. (A)], 1984.
- [61] N. Shinohara, S. Kunimi, T. Miura, and H. Matsumoto, "Open experiment of microwave power transmission with automatically target-chasing system (in Japanese)," *IEICE Trans. B-II*, vol. J81-B-II, no. 6, pp. 657–661, 1998.
- [62] J. O. Mcspadden, L. Fun, and K. Chang, "A high conversion efficiency 5.8 GHz rectenna," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 547–550, 1997.
- [63] J. A. Hagerty, N. D. Lopez, B. Popovic, and Z. Popovic, "Broadband rectenna arrays for randomly polarized incident waves," *Proc. 30th European Microwave Conf.*, pp. 1014–1024, 2000.
- [64] F. Xia, L.T. Yang, L. Wang and A. Vinel "Internet of Things", *Int. J. Commun. Syst.* vol. 25, pp.1101–1102, 2012.
- [65] N. Borges Carvalho *et al.*, "Wireless Power Transmission: R&D Activities Within Europe," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 4, pp. 1031-1045, April 2014.
- [66] G. A. Covic and J. T. Boys, "Inductive power transfer," *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1276–1289, Jun. 2013.
- [67] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *Science*, vol. 317, pp. 83-86, 2007.
- [68] S. Ahn and J. Kim, "Magnetic field design for high efficient and low emf wireless power transfer in on-line electric vehicle," *Proc. EUCAP*, pp. 4148–4151, 2011.
- [69] N. Shinohara, "Be am efficiency of wireless power transmission via radio waves from short range to long range," *J. Korean Inst. Electromagn. Eng. Sci.*, vol. 10, no. 4, pp. 224–230, 2011.
- [70] N. Shinohara, "Wireless charging system of electric vehicle with GaN Schottky diodes," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.* 2011 Workshop WFA.
- [71] C. Gomez, J. A. García, A. Mediavilla, A. Tazón, "A high efficiency rectenna element using E-pHEMT technology", *Proc. 12th GAAS Symp.*, 2004.
- [72] J. Yi, W.-H. Ki, and C.-Y. Tsui, "Analysis and design strategy of UHF micro-power CMOS rectifiers for micro-sensor and RFID applications," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 54, no. 1, pp. 153–166, 2007.
- [73] 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.
- [74] J. Guo, H. Zhang, and X. Zhu, "Theoretical analysis of RF–DC conversion efficiency for class-F rectifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, no. 4, pp. 977–985, Apr. 2014.
- [75] J. Guo and X. Zhu, "An improved analytical model for RF–DC conversion efficiency in microwave rectifiers," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 2012.

- [76] S. Abbasian and T. Johnson, "High efficiency GaN HEMT class-F synchronous rectifier for wireless applications," *IEICE Electron. Exp.*, vol. 12, no. 1, pp. 1–11, 2015.
- [77] J. R. Perez-Cisneros, M. N. Ruiz, M. Lobeira, C. Brañas, J. de Mingo and J. A. Garcia, "Class-E power converters for AC (50/60 Hz) wireless transmission," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, San Francisco, CA, 2016.
- [78] 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 Symposium (IMS)*, Honolulu, HI, 2017.

Capítulo II

Fundamentos y

Figuras de Mérito

En este capítulo, se realiza un breve repaso por los conceptos fundamentales de las distintas topologías abordadas a lo largo de la tesis, comenzando por los que caracterizan a los amplificadores de potencia y a los rectificadores. Posteriormente, se describen soluciones más complejas, como son los convertidores DC/DC, hasta llegar hasta el nivel de sistema presidido por las arquitecturas de transmisión inalámbrica.

II.1 Clases de Amplificación de Potencia

El diseño de los amplificadores de radiofrecuencia puede dividirse en diferentes clases de operación, dependiendo de su punto de operación y de la topología de la red de adaptación de salida [1]. Cada uno de los modos puede distinguirse por sus formas de onda de tensión y corriente presentadas en el plano de salida intrínseco del dispositivo y están clasificados según se comporten, idealmente, como una fuente de corriente controlada por la tensión de puerta (amplificadores lineales) o como un conmutador (amplificadores conmutados).

En el caso de los amplificadores lineales, considerando que cada transistor de potencia es una fuente de corriente controlada por una tensión de entrada, la selección de la tensión de puerta afecta a la forma de onda de la corriente de salida en drenador, en términos del ángulo de conducción [2]. La elección del punto de operación causa que el dispositivo

activo no esté, necesariamente, conduciendo durante el ciclo completo de una señal sinusoidal. De hecho, sólo lo hace en la denominada clase A. En el resto, sólo conduce durante un número determinado de grados del ciclo de la señal de entrada. En la Figura II.1, puede verse la función de transferencia ideal de un dispositivo FET, donde se han señalado los puntos de polarización de cada una de las clases A, B, AB y C, siendo su ángulo de conducción correspondiente, el recogido en la Tabla II.1.

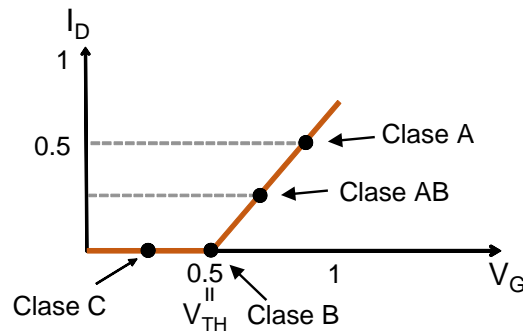


Figura II.1 Puntos de polarización de las clases A, B, AB y C, considerando una función de transferencia lineal.

CLASE	Punto de operación		Ángulo de conducción
	Tensión ($V_G - V_{TH}$)	Corriente (I_D)	
A	0.5	0.5	2π
AB	0 – 0.5	0 – 0.5	$\pi - 2\pi$
B	0	0	π
C	< 0	0	$0 - \pi$

Tabla II.1 Clasificación de los modos de amplificación lineal según su ángulo de conducción [1].

Por su parte, en los amplificadores en modo conmutado, los dispositivos de potencia se utilizan como conmutadores de muy alta velocidad en lugar de como fuentes de corriente controladas. Cuando el dispositivo pasa al estado ON, la tensión entre drenador y fuente, $V_{ds}(t)$, es prácticamente cero y la corriente que lo atraviesa, $I_{ds}(t)$, es elevada. Esto resulta en una resistencia de conducción, R_{ON} , muy pequeña, por lo que se puede considerar que el transistor se comporta idealmente como un cortocircuito. Por otra parte, en el estado OFF, $I_{ds}(t) = 0$ mientras que $V_{ds}(t)$ dependerá de la red conectada entre drenador y fuente. De esta forma, las formas de

onda $V_{ds}(t)$ e $I_{ds}(t)$ no se solapan, lo que implica una potencia disipada mínima y, por tanto, una maximización de la eficiencia.

Las clases D, E, F, F^{-1} , son algunas de las pertenecientes a este modo de operación, siendo la clase E la utilizada en todos los diseños presentados en esta tesis, por lo que se profundizará en su análisis en la sección II.1.ii. Dicha topología aparece como solución a los problemas relacionados con la operación e implementación en altas frecuencias de los amplificadores clase D y fue propuesta por Nathan y Alan Sokal en 1975 [3], aunque su auge no tuvo lugar hasta los años 90, con el despliegue de la telefonía móvil y el aumento de los requerimientos de eficiencia, al poder alcanzar una eficiencia teórica del 100%.

A modo de resumen, en la Tabla II.2, pueden verse comparadas las principales características de las clases de operación mencionadas. Como puede verse, a mayor linealidad, menor eficiencia teórica es posible alcanzar, y viceversa, razón por la cual, se presta atención a las arquitecturas de transmisión que combinan amplificadores en modo conmutado de alta eficiencia con una reproducción lineal de la señal a la salida.

CLASE	Amplificadores de potencia						
	Modo fuente de corriente				Modo conmutado		
	A	AB	B	C	D	E	F/F^{-1}
$\eta_{m\acute{a}x}$ (%)	50	50 – 78.5	78.5	100	100	100	100
Linealidad	Muy buena	Buena	Buena	Mala	Mala	Mala	Mala
Ganancia (dB)	Muy alta	Alta	Baja	Muy baja	Muy baja	Muy baja	Baja

Tabla II.2 Comparación de la eficiencia, linealidad y ganancia que es posible obtener según la clase de amplificación [2].

II.1.i. 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.

II.1.i.a. Eficiencia y Potencia de Salida

La Figura II.2 muestra un esquema de un amplificador y las potencias involucradas: la potencia de entrada de DC (P_{inDC}), la potencia de entrada de RF a la frecuencia fundamental (P_{inRF}), la potencia de salida (P_{outRF}), y la potencia disipada (P_{dis}) en forma de calor, así como las componentes no deseadas, que resulta de la parte de la potencia de entrada de DC que no es convertida en P_{outRF} .

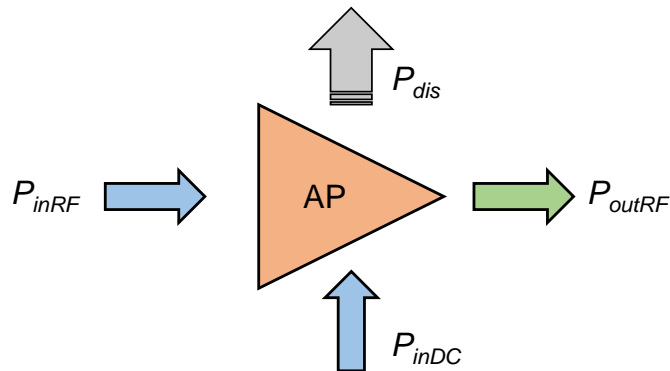


Figura II.2 Esquema de las relaciones de potencias en un amplificador de potencia.

Por tanto, el balance de potencia correspondiente es el mostrado en la ecuación (II.1):

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

La eficiencia en drenador, también conocida como eficiencia de conversión DC-RF, se obtiene como la relación entre la potencia de salida de RF y la potencia de entrada de DC (II.2).

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

Por su parte, la ganancia, que relaciona la potencia de salida con la de entrada, viene dada por:

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

La eficiencia de potencia añadida (PAE), incorpora además la potencia de entrada de RF, P_{inRF} , pudiendo expresarse como muestra la ecuación (II.4), así como en función de la eficiencia en drenador y la ganancia (II.5):

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

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

La indicación del valor de PAE es importante, sobre todo en dispositivos con baja ganancia, al permitir conocer su impacto en la eficiencia global. Así, en el caso de dispositivos con alta ganancia, la potencia de entrada apenas influiría, siendo los valores de PAE y η muy cercanos.

Finalmente, la eficiencia total, que compara la potencia total a la entrada del amplificador (RF+DC) con la potencia total entregada a la salida, se expresa de la siguiente manera:

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

II.1.i.b. Comportamiento no lineal del amplificador

Un sistema no lineal es aquel que incumple el principio de superposición, de modo que cuando una combinación lineal de señales es inyectada a su entrada, no se obtiene una combinación lineal de sus salidas respectivas. Los amplificadores de potencia, al ser implementados con dispositivos no lineales poseen ciertas características a tener en cuenta en su diseño, de forma que presenten un comportamiento lineal en las condiciones de trabajo deseadas.

Del análisis presentado en [4], se deduce que la variación de la amplitud de la envolvente de la señal de entrada provoca una variación tanto en la amplitud como en la fase a la salida, dando lugar a la característica AM-AM y AM-PM del amplificador.

La Figura II.3, muestra las características AM-AM y AM-PM para un amplificador, donde se puede apreciar una variación lineal de la potencia de salida (a) y una respuesta de fase (b) constante hasta que la primera comienza a comprimir y la segunda experimenta una desviación, lo que define dos regiones conocidas como región lineal y región de saturación.

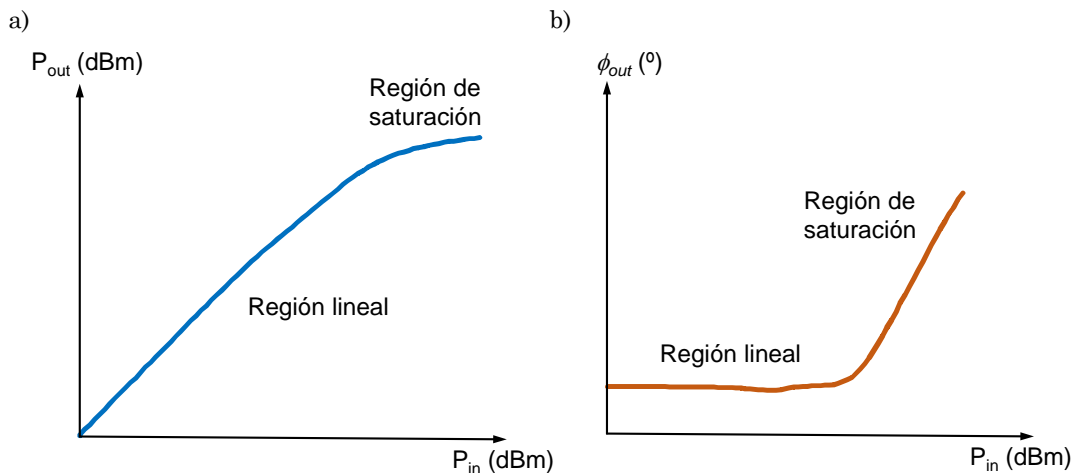


Figura II.3 Principales no linealidades en amplificadores: a) característica AM/AM, b) característica AM/PM.

Para obtener una amplificación lineal, el nivel pico de potencia debe mantenerse dentro de la región lineal del amplificador, y evitar así los efectos no deseados (como, por ejemplo, la distorsión de intermodulación de tercer orden). En este sentido, sería necesario trabajar lejos del punto de compresión (véase sección II.1.i.c), y en consecuencia la eficiencia del amplificador de potencia disminuirá respecto a la que se obtendría en compresión.

En [4], 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 como muestra la ecuación siguiente:

$$V_{out}(t) = G_V \cdot V_{in}(t) + k_2 \cdot V_{in}^2 + k_3 \cdot V_{in}^3 + \dots + k_N \cdot V_{in}^N(t) \quad (II.7)$$

Si consideramos únicamente los tres primeros términos, el primero corresponde al término lineal de ganancia por la entrada. El segundo

término es proporcional al cuadrado de la tensión de entrada y provoca la distorsión armónica de segundo orden. 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 segundo y tercer orden del polinomio. Pueden identificarse componentes en banda y fuera de la banda de frecuencias de la señal original, como la distorsión armónica de 2^o y 3^{er} orden y la distorsión de intermodulación de 2^o y 3^{er} orden.

La distorsión armónica puede 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.

II.1.i.c. Punto de compresión de 1 dB

El punto de compresión de 1 dB es uno de los parámetros extraídos con la prueba de un tono y es el valor de potencia para el cual el amplificador abandona un comportamiento lineal y la ganancia se comprime 1 dB como se observa en la Figura II.4.

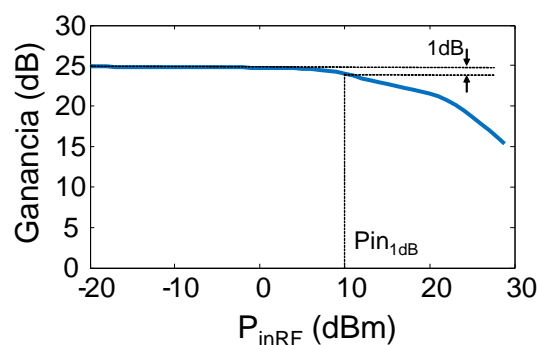


Figura II.4 Gráfico de ganancia frente a la potencia de entrada en un amplificador excitado con un tono.

Esta figura de mérito define la frontera entre el régimen de trabajo de pequeña señal y de gran señal y puede ser fácilmente estimada a partir del perfil de ganancia frente a potencia de entrada. Este parámetro se suele

dar tanto en términos de entrada como de salida (coordenadas $P_{in\ 1dB}$ y $P_{out\ 1dB}$ en el perfil de potencia de salida).

II.1.i.d. ACPR

Unas de las figuras de mérito utilizadas para la caracterización de la distorsión en señales más complejas, como las modulaciones multinivel y multiportadoras de alto orden, es la relación de potencia de canal adyacente o ACPR de sus siglas en inglés. 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. Como muestra la Figura II.5, este parámetro se calcula midiendo la diferencia entre la potencia integrada en el canal adyacente (definido según el estándar de la señal de comunicaciones que se esté midiendo) y la potencia integrada de la portadora o canal principal.

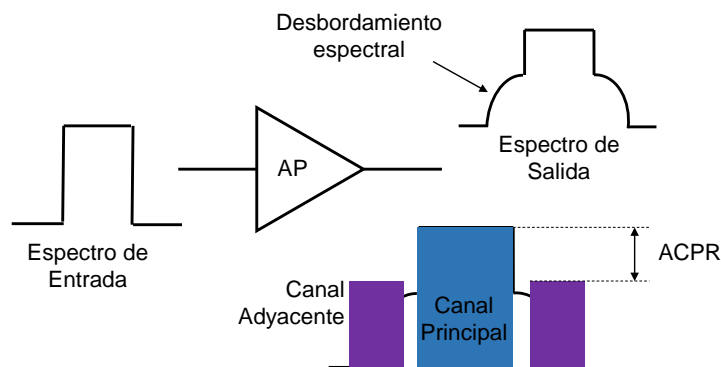


Figura II.5 Descripción gráfica del concepto de ACPR.

II.1.ii. Amplificación Clase E

El amplificador clase E fue propuesto en 1975 por N.O. Sokal y A.D. Sokal [3], siendo su topología original la mostrada en la Figura II.6, donde L_b se comporta como una inductancia infinita. La red resonante de salida incluía, como principal innovación, una capacidad en paralelo con el dispositivo. Esta capacidad podría ser aportada de manera externa, o bien estar constituida, en parte o completamente, por la capacidad parásita de salida del dispositivo.

Posteriormente, con un enfoque que amplía el número de soluciones posibles, se han abordado el circuito clase E con circuito paralelo [5] y la continuidad de los modos clase E [6][7], que serán resumidos al final de esta sección.

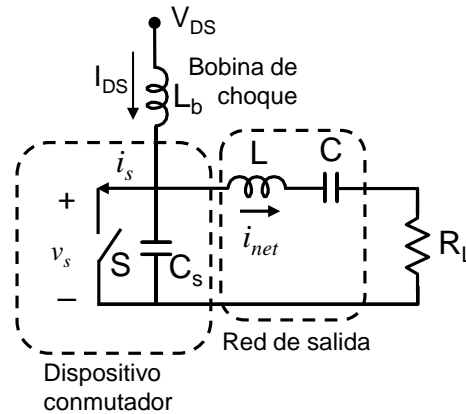


Figura II.6 Circuito de alta eficiencia clase E original [3].

II.1.ii.a. Análisis del Circuito Clase E

La topología del amplificador en modo conmutado clase E se analiza en este apartado desde el punto de vista de la alta eficiencia, según el estudio realizado por Mader en [8]. El amplificador clase E es un circuito resonante en modo conmutado en el cual el producto de la tensión y la corriente en el dispositivo conmutador es idealmente nulo en todo momento. El transistor actúa como un interruptor, y el circuito que lo acompaña ha de ser debidamente diseñado para procurar un funcionamiento clase E.

En bajas frecuencias, estos circuitos han conseguido eficiencias de hasta el 96%. Idealmente, la eficiencia sólo está limitada por la resistencia de saturación drenador-fuente del transistor, y por las propiedades de sus elementos parásitos. Las reactancias parásitas del elemento activo están incluidas en el diseño del circuito sintonizado por lo que no degradan las prestaciones del amplificador. La capacidad C_s (Figura II.6) puede representar la capacidad de salida intrínseca del transistor, mientras que parte de la inductancia L estaría relacionada con el efecto del empaquetado del transistor.

Para analizar el circuito clase E se realizan varias suposiciones:

- El “*duty cycle*” o ciclo de trabajo usado en este análisis es del 50%, por lo que el conmutador está en estado ON durante medio periodo (entre $t=0$ y $t=T_s/2$) y en estado OFF durante el otro medio (entre $t=T_s/2$ y $t=T_s$). Este valor es el que produce un funcionamiento óptimo.
- El dispositivo conmutador tiene una resistencia en estado ON, R_{ON} , que idealmente será nula, e infinita en estado OFF, R_{OFF} . En la práctica se debe asegurar que la resistencia ofrecida por el dispositivo cuando se encuentra en abierto sea alta, y que la resistencia parásita que ofrece cuando se encuentra en corto sea lo más pequeña posible. El condensador C_s , para un diseño de frecuencia máxima, consiste únicamente en la capacidad parásita de salida del transistor, la cual se asumirá como lineal en este análisis. En la práctica, la capacidad C_s es a menudo no lineal, y cambia en función de la tensión aplicada.
- La corriente que circula a través de la carga será idealmente sinusoidal a la frecuencia fundamental de trabajo, y la corriente que fluye por la bobina de choque L_b se asume constante (I_{DS}). Se aplica, por tanto, una corriente equivalente a través de la capacidad de conmutación, que se compone de un nivel constante (DC) más una senoide (RF).

La solución exacta de este circuito en el dominio del tiempo, aun asumiendo elementos ideales y C_s lineal, requiere la solución de un sistema de ecuaciones diferenciales de tercer orden variante en el tiempo, pero, con las aproximaciones supuestas anteriormente, se reduce a un sistema de primer orden variante en el tiempo, como muestra la Figura II.7.

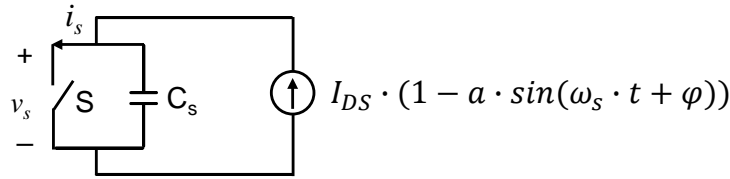


Figura II.7 Circuito de alta eficiencia clase E asumiendo corriente sinusoidal en la carga.

Análisis de estados y formas de onda del amplificador clase E

- Conmutación de ON (cerrado) a OFF (abierto) ($t=0$).

En el instante en que el conmutador pasa a estado ON, la corriente que lo atraviesa es cero, pero en el instante en que conmuta a estado 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.

- Estado ON (Cerrado) ($T_s/2 < t < T_s$)

Cuando el interruptor está cerrado (ON) y suponiendo que la resistencia en conducción R_{ON} es ideal ($R_{ON} = 0$), no hay tensión entre sus terminales y una corriente sinusoidal (más una componente de continua) fluye por él.

- Estado OFF (Abierto) ($0 < t < T_s/2$)

Cuando el conmutador está en OFF, la corriente sinusoidal continúa circulando, pero lo hace a través de la capacidad en paralelo al interruptor.

$$C_s \cdot \frac{\partial v_s}{\partial t} = I_{DS} \cdot (1 - a \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \varphi)) \quad (\text{II.8})$$

Que integrando resulta:

$$v_s(t) = \frac{I_{DS}}{C_s} \cdot \int_0^t (1 - a \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \varphi)) \cdot dt \quad (\text{II.9})$$

Resolviendo (II.9):

$$v_s(t) = \frac{I_{DS}}{\omega_s \cdot C_s} \cdot (\omega_s \cdot t + a \cdot (\cos(\omega_s \cdot t + \varphi) - \cos \varphi)) \quad (\text{II.10})$$

- Conmutación de OFF (Abierto) a ON (Cerrado) ($t=T_s/2$)

Cuando el conmutador está abierto el condensador se carga y en el momento en que pasa de estado OFF a ON la energía almacenada en el condensador se disipa por la resistencia R_{ON} . Estas pérdidas se denominan pérdidas de conmutación que ocurren siempre que se cierra el circuito, lo que sucede durante un pequeño instante en cada periodo.

$$P_{\text{pérdidas}_{\text{conmutación}}} = \frac{1}{2} \cdot f \cdot C_s \cdot V_{DS}^2 \quad (\text{II.11})$$

Condiciones ZVS y ZVDS

Para garantizar un modo de operación clase E es necesario imponer ciertas condiciones de contorno sobre $v_s(t)$, como que el condensador C_s permanezca descargado en los cambios de estado del conmutador, de ON a OFF y viceversa, y procurar transiciones suaves en la forma de onda de la señal.

Estas condiciones para el amplificador clase E son:

- ZVS (Conmutación a tensión cero):

$$v_s(t = t_{ON}) = 0 \quad (\text{II.12})$$

- ZVDS (Conmutación a derivada de la tensión nula):

$$\left. \frac{\partial v_s(t)}{\partial t} \right|_{t = t_{ON}} = 0 \quad (\text{II.13})$$

La primera de las dos condiciones evita que el condensador se cortocircuite en los cambios de estado del conmutador y la segunda asegura transiciones suaves en dichos cambios de estado.

Cuando se imponen las condiciones ZVS y ZDVS, se pueden determinar a y φ :

$$a = \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}} \cong 1.862 \quad (\text{II.14})$$

$$\varphi = -\tan^{-1}\left(\frac{2}{\pi}\right) \cong -32.48^\circ \quad (\text{II.15})$$

Estas constantes son válidas para cualquier circuito clase E de elevado factor de calidad, con una capacidad en paralelo con el conmutador. Por tanto, las tensiones y corrientes en el conmutador se pueden expresar según las ecuaciones (II.16) y (II.17), siendo sus formas de onda correspondientes las representadas en la Figura II.8:

$$v_s(t) = \begin{cases} \frac{I_{DS}}{\omega_s \cdot C_s} \cdot (\omega_s \cdot t + a \cdot (\cos(\omega_s \cdot t + \varphi) - \cos \varphi)), & 0 \leq \omega_s \cdot t \leq \pi \\ 0, & \pi \leq \omega_s \cdot t \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

$$i_s(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq \omega_s \cdot t \leq \pi \\ I_{DS} \cdot (1 - a \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \varphi)), & \pi \leq \omega_s \cdot t \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

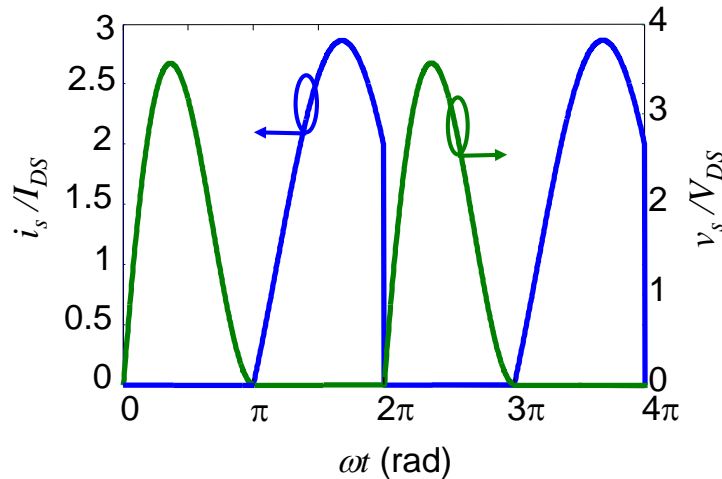


Figura II.8 Formas de onda teóricas de la tensión y la corriente en un conmutador clase E, con $T_s = 2\pi$.

La corriente I_{DS} que se genera para una tensión dada V_{DS} , y viceversa, se expresa como:

$$V_{DS} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} v_s(t) \cdot dt = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{I_{DS}}{\omega_s \cdot C_s} \quad (\text{II.18})$$

$$I_{DS} = \pi \cdot \omega_s \cdot C_s \cdot V_{DS} \quad (\text{II.19})$$

Si se asume que el valor mínimo de C_s es la capacidad parásita del dispositivo, y que, a una determinada frecuencia, un dispositivo con una capacidad C_s dada, debe operar con una tensión de alimentación V_{DS} suficientemente elevada y función de las características del elemento activo, las expresiones anteriores tienen importantes implicaciones en circuitos clase E prácticos de microondas.

Una vez establecidas ω_s , C_s y V_{DS} , el dispositivo debe estar habilitado para manejar la corriente máxima requerida, cuya expresión puede verse a continuación.

$$I_{max} = (1 + a) \cdot I_{DS} \cong 2.86 \cdot I_{DS} \quad (\text{II.20})$$

Del mismo modo, existe una tensión máxima de operación que viene dada por [9]:

$$V_{max} = 3.562 \cdot V_{DS} \quad (\text{II.21})$$

Un valor orientativo de la frecuencia máxima de operación se puede obtener mediante la siguiente expresión:

$$f_{max} = \frac{I_{DS}}{2 \cdot \pi^2 \cdot C_s \cdot V_{DS}} = \frac{I_{max}}{C_s \cdot V_{DS}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi^2 \cdot (1 + a)} \cong \frac{I_{max}}{56.5 \cdot C_s \cdot V_{DS}} \quad (\text{II.22})$$

Para mayores tensiones de polarización de drenador, la frecuencia máxima de operación se reduce de forma proporcional. Por encima de esta frecuencia, el circuito no puede funcionar como un clase E ideal. Sin embargo, se puede conseguir un funcionamiento aproximado al ideal, a costa de una ligera degradación de la eficiencia máxima obtenida [10].

Parámetros de la red de carga

Observando la componente de DC de $v_s(t)$, se obtendrá una expresión que describe los parámetros de continua del circuito clase E (V_{DS} e I_{DS}). En cambio, si se estudia la componente a la frecuencia fundamental de $v_s(t)$, se obtiene información acerca de las impedancias complejas en RF del circuito. Por tanto, esto puede ser utilizado para encontrar ecuaciones de diseño para los elementos de la red de carga.

Las componentes frecuenciales de los armónicos superiores, presentes en la tensión del conmutador, no serán consideradas para este análisis de primer orden. Sin embargo, se supondrá que la red de carga tiene una impedancia casi infinita a estos armónicos superiores y, por lo tanto, la corriente que fluye por el conmutador para los armónicos superiores deberá tender a cero. La componente fundamental de la corriente en la carga i_{net1} es conocida, pero la componente fundamental de la tensión en la carga v_{s1} debe ser hallada mediante el uso de series de Fourier, dado que $v_s(t)$ es una función periódica.

Por lo tanto:

$$v_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \cdot e^{j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} \quad (\text{II.23})$$

Dónde:

$$K_n = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} v_s(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} \cdot dt \quad (\text{II.24})$$

Para $n=1$:

$$K_1 = \frac{I_{DS}}{\omega_s \cdot C_s \cdot T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} (\omega_s \cdot t + a \cdot (\cos(\omega_s \cdot t + \varphi) - \cos \varphi)) \cdot e^{-j \cdot \omega_s \cdot t} \cdot dt \quad (\text{II.25})$$

La integral se toma sólo en la primera mitad del periodo porque $v_s(t)$ es cero en la segunda mitad del mismo, resultando:

$$v_{s1} = a_0 \cdot I_{DS} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \varphi_0) \quad (\text{II.26})$$

$$i_{net1} = a \cdot I_{DS} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \varphi) \quad (\text{II.27})$$

Donde las constantes a_0 y φ_0 son:

$$a_0 = \frac{2 \cdot |K_1|}{I_{DS}} = \frac{1}{\omega_s \cdot C_s} \cdot \sqrt{\frac{\pi^2}{16} + \frac{4}{\pi} - \frac{3}{4}} \quad (\text{II.28})$$

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{2} + \angle K_1 = \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{2 \cdot \pi}{8 - \pi^2} \right) \quad (\text{II.29})$$

El fasor impedancia de la red de carga externa puede ser ahora calculado como:

$$Z_{net1} = \frac{a_0}{a} \cdot e^{j \cdot (\varphi_0 - \varphi)} \cong \frac{0.28015}{\omega_s \cdot C_s} \cdot e^{j \cdot 49.0524^\circ} \quad (\text{II.30})$$

Es interesante destacar que el ángulo de la impedancia de carga requerida para operar como clase E, con un condensador en paralelo al conmutador, es una constante independiente del resto de la topología del circuito, mientras que la magnitud es directamente proporcional a la impedancia del condensador en paralelo a la frecuencia de conmutación. Por tanto, para asegurar un funcionamiento clase E, todo lo que se necesita es obtener una impedancia a la frecuencia fundamental igual a Z_{net1} , y condiciones de circuito abierto a todos los armónicos superiores, con lo que se cumplen las condiciones de ZVS y ZVDS.

En la Figura II.9, se expone una topología específica para la red de carga externa:

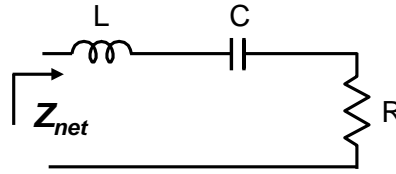


Figura II.9 Red de carga externa vista por el dispositivo conmutador a frecuencias de RF

Esta red satisface la condición de alta impedancia a todas las frecuencias de armónicos superiores a la fundamental, por lo que sólo importa que la impedancia de la red sea la impedancia anterior a la frecuencia fundamental. Es decir, que:

$$Z_{net1} = Z_{net} = R + j \cdot \omega_s \cdot L - \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C} \quad (\text{II.31})$$

Si se iguala esta expresión a la obtenida anteriormente para Z_{net1} (II.30), se obtiene una ecuación compleja con dos incógnitas, C_s y C .

$$\begin{aligned} Z_d(f) &= R + j \cdot \omega_s \cdot L - \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C} = \frac{0.18}{\omega_s \cdot C_s} + j \cdot \frac{0.21}{\omega_s \cdot C_s} \\ &= \frac{0.28015}{\omega_s \cdot C_s} \cdot e^{j \cdot 49.0524^\circ} \end{aligned} \quad (\text{II.32})$$

Para el resto de frecuencias tendríamos:

$$Z_d(K \cdot f) = \infty \quad \text{con } K > 1 \quad (\text{II.33})$$

Esto se consigue gracias a las condiciones antes descritas de ZVS y ZVDS. Igualando las partes reales e imaginarias de ambas expresiones se obtiene:

$$C_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot \left(\frac{\pi^2}{4} + 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}} \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot 5.447} \quad (\text{II.34})$$

$$\begin{aligned} C &= C_s \cdot \left(\frac{\left(\frac{\pi^2}{4} + 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}}{Q_L} \right) \cdot \left(1 + \frac{\frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}}{Q_L - \frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}} \right) \\ &\cong C_s \cdot \frac{5.447}{Q_L} \cdot \left(1 + \frac{1.153}{Q_L - 1.153} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.35})$$

Donde Q_L se define como:

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

Estas ecuaciones de C_s y C fueron desarrolladas en [8] y comparadas con las ecuaciones originales. La expresión para C_s obtenida por Mader es idéntica a la original, mientras que la expresión dada por Sokal para C , donde las constantes han sido ajustadas a partir de datos experimentales, es:

$$C \cong C_s \cdot \left(\frac{5.447}{Q_L} \right) \cdot \left(1 + \frac{1.42}{Q_L - 2.08} \right) \quad (\text{II.37})$$

Para diseñar un amplificador clase E basándose en esta topología, sería conveniente establecer valores iniciales para ω_s , L y R con los que obtener el valor de Q_L y calcular a partir de este las capacidades C_s y C .

II.1.ii.b. Generalización del Amplificador Clase E

El modelo planteado en el apartado anterior para el amplificador clase E, contempla un funcionamiento “óptimo” (o nominal) del mismo según el cual se deben cumplir las condiciones ZVS y ZVDS. No obstante, solo la condición ZVS (II.12) es crucial para la obtención de una eficiencia ideal

del 100%. Cuando la derivada de la tensión en el conmutador es distinta de cero en el cambio de estado, se habla de un modo de operación “sub-óptimo” cuyo funcionamiento se describe en profundidad en [11].

El análisis que se presenta a continuación está realizado en [13] y [14] en torno a la idea de utilización de una bobina de choque no ideal (finita), lo que resulta en una variación en la conmutación. Sin embargo, parte de las condiciones establecidas siguen manteniéndose: se asume el funcionamiento del transistor como un conmutador ideal, la red de carga mantiene un factor de calidad elevado y se considera que la corriente en dicha red es sinusoidal.

La condición ZVDS se verá alterada, y representará ahora la pendiente de v_S en el momento del cierre del conmutador [12]:

$$\left. \frac{\partial v_S(t)}{\partial t} \right|_{t=t_{ON}} = \omega_s \cdot V_{DS} \cdot k \quad (\text{II.38})$$

Donde k es un valor real que nos permite cierto grado de libertad a la hora de realizar el diseño del amplificador. Para $k = 0$ tendríamos el modo de operación “óptimo” original, que puede considerarse un caso particular de esta extensión. Esta particularidad nos permite realizar variaciones en la red de carga del amplificador en función de las especificaciones del diseño.

Esta variación, se puede expresar en términos del parámetro de diseño q , definido por Mustafa Acar en [12] como:

$$q = \frac{1}{\omega_s \sqrt{L_b \cdot C_s}} \quad (\text{II.39})$$

Dicho parámetro determina la contribución de la capacidad paralela y la bobina de choque (L_b) a la impedancia de carga del amplificador. Por tanto, se puede redefinir la impedancia de carga óptima como:

$$Z_{net} = j \cdot \omega_s \cdot L_b || (R + j \cdot X) \quad (\text{II.40})$$

Y se define la máxima potencia de salida como:

$$P_{out} = K_p(q) \cdot \frac{V_{DS}^2}{R} \quad (\text{II.41})$$

Donde R , L_b y X pueden obtenerse como:

$$R = \frac{K_C(q)}{\omega_s \cdot C_s} \quad (\text{II.42})$$

$$L_b = R \frac{K_L(q)}{\omega_s} \quad (\text{II.43})$$

$$X = R \cdot K_X(q) \quad (\text{II.44})$$

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 [13]. Una vez determinados los valores de C_s y ω_s , se obtendrán estos parámetros para el valor de q elegido.

$$K_L = \frac{\omega_s \cdot L_b}{R} \quad (\text{II.45})$$

$$K_C = \omega_s \cdot C_s \cdot R \quad (\text{II.46})$$

$$K_p = P_{out} \cdot \frac{R}{V_{DS}^2} \quad (\text{II.47})$$

$$K_X = \frac{X}{R} \quad (\text{II.48})$$

Análisis de Funcionamiento del Amplificador Clase E Generalizado

Para simplificar el análisis de este modelo generalizado, se parte en [14] de unas hipótesis, similares a las utilizadas para el análisis del circuito clase E original [3]. Para aprovechar y seguir de la mejor manera posible el desarrollo en [14], se debe destacar que los intervalos en los que el conmutador está cerrado y abierto, no coinciden con los usados en la sección II.1.ii.a, lo que no tiene mayor importancia. En la Figura II.10, se muestra el circuito clase E generalizado, utilizado en este análisis [14].

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 $t = \frac{d\pi}{\omega_s}$ con periodo $T = \frac{2\pi}{\omega_s}$. 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 ($t = \frac{2\pi}{\omega_s}$).

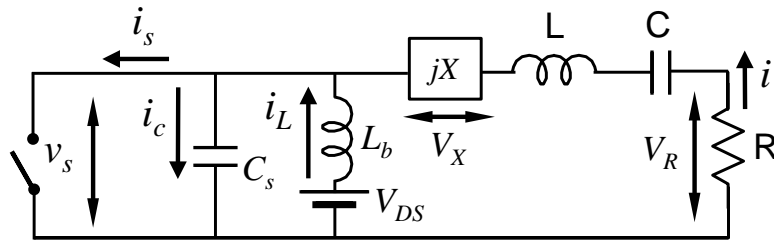


Figura II.10 Circuito clase E con red de salida generalizada [14].

Bajo dichas hipótesis, la corriente en la carga se asume sinusoidal. Así pues, cuando el conmutador está cerrado ($0 \leq \omega_s t < d \cdot \pi$), la tensión en este vendrá dada por:

$$v_s(\omega_s t) = V_{DS} - v_L(\omega_s t) = 0 \quad (\text{II.49})$$

En este intervalo de tiempo, la corriente en el conmutador será, por lo tanto:

$$i_s(\omega_s t) = \frac{V_{DS}}{\omega L} \omega t + I_{DS} [\sin(\omega t + \varphi) - \sin(\varphi)] \quad (\text{II.50})$$

Cuando el circuito está abierto (OFF, $d \cdot \pi \leq \omega_s t < 2 \cdot \pi$), $i_s(\omega_s t) = 0$ y la corriente a través del condensador paralelo se define como:

$$i_c(\omega_s t) = i_L(\omega_s t) + i(\omega_s t) \quad (\text{II.51})$$

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

$$LC \frac{\partial^2 v_s(\omega_s t)}{\partial t^2} + v_s(\omega_s t) - V_{DS} - \omega_s L \cdot I_{DS} \cdot \cos(\omega_s t + \varphi) = 0 \quad (\text{II.52})$$

Cuya solución general se obtiene de la forma:

$$v_s(\omega_s t) = C_1 \cos(q\omega_s t) + C_2 \sin(q\omega_s t) + V_{DS} - \frac{q}{1-q^2} p \cdot V_{DS} \cdot \cos(\omega_s t + \varphi) \quad (\text{II.53})$$

Donde

$$q = \frac{1}{\omega_s \sqrt{L_b C_s}} \quad (\text{II.54})$$

$$p = \frac{\omega_s L_b \cdot I_{DS}}{V_{DS}} \quad (\text{II.55})$$

y los coeficientes C_1 y C_2 vienen determinados por las condiciones de estado iniciales en $\omega_s t = d \cdot \pi$.

$$C_1 = \left\{ \frac{q^2 \cos(2q\pi) \cos(\varphi)}{1-q^2} p + \frac{q \cdot \sin(2q\pi) \sin(\varphi)}{1-q^2} p - \cos(2q\pi) \right\} V_{DS} \quad (\text{II.56})$$

$$C_2 = \left\{ \frac{q^2 \sin(2q\pi) \cos(\varphi)}{1-q^2} p + \frac{q \cdot \cos(2q\pi) \sin(\varphi)}{1-q^2} p - \sin(2q\pi) \right\} V_{DS} \quad (\text{II.57})$$

Por tanto, para unos valores de d , q , p y φ conocidos, $v_s(\omega_s t)$ e $i_s(\omega_s t)$ pueden expresarse en términos de la tensión de polarización y la frecuencia de trabajo.

Ambas formas de onda de tensión y corriente para en el conmutador, a frecuencia fundamental ($i_{sI}(\omega_s t)$ y $v_{sI}(\omega_s t)$), 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 [14].

$$I_R = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(\omega_s t) \sin(\omega_s t + \varphi) d(\omega t) = I_{DS} \quad (\text{II.58})$$

$$I_X = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(\omega_s t) \cos(\omega_s t + \varphi) d(\omega t) \quad (\text{II.59})$$

$$V_R = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_s(\omega_s t) \sin(\omega_s t + \varphi) d(\omega t) = V_{DS} \quad (\text{II.60})$$

$$V_X = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_s(\omega_s t) \cos(\omega_s t + \varphi) d(\omega t) \quad (\text{II.61})$$

II.1.ii.c. El Amplificador Clase E Paralelo

El amplificador clase E paralelo puede entenderse como una solución particular para la generalización presentada en el apartado anterior. En esta topología, la red de carga está formada por una bobina de choque finita L_b , una capacidad paralela C_s , un circuito resonante serie resonando al fundamental y una resistencia de carga R (ver Figura II.11).

A la frecuencia fundamental, el conmutador verá el circuito paralelo formado por la resistencia de carga y el paralelo de L_b y C .

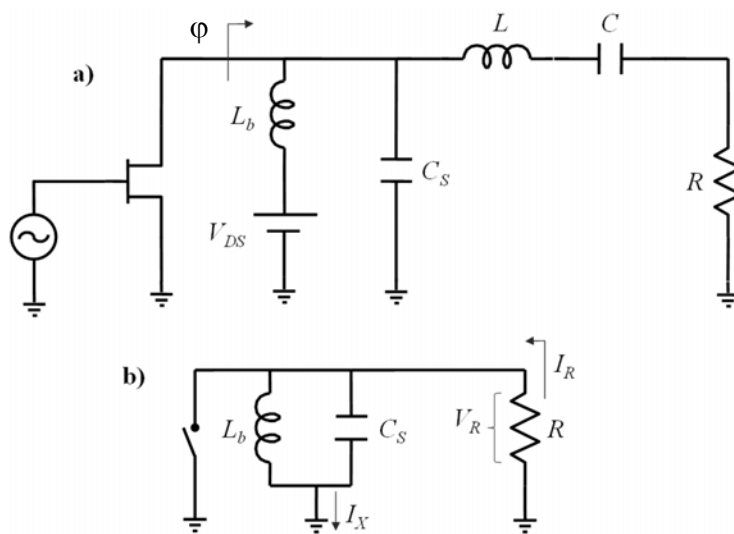


Figura II.11 Circuitos equivalentes del amplificador clase E paralelo.

Un primer análisis del amplificador Clase E Paralelo fue llevado a cabo por V.B. Kozyrev en 1971 [15]. Posteriormente fueron Grebennikov y Jaeger en [16] quienes desarrollaron un conjunto completo de ecuaciones de diseño basadas en un estudio analítico similar al propuesto en los apartados II.1.ii.a y II.1.ii.b.

Suponiendo un periodo de trabajo del 50% ($d = 1$), para obtener los parámetros que definen la red de carga del amplificado (q , p y ϕ), es necesario establecer un sistema de tres ecuaciones. Dos de estas ecuaciones surgen de aplicar las condiciones ZVS y ZVDS a la ecuación (II.53). Una tercera ecuación se obtiene del análisis de las componentes en cuadratura de la tensión de drenador a la frecuencia fundamental: dado

que el circuito LC serie resuena al fundamental, toda la tensión de drenador se disipa en la carga, con lo que su parte reactiva es nula. Esto nos proporciona una tercera ecuación de diseño:

$$V_X = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_s(\omega_s t) \cos(\omega_s t + \varphi) d(\omega t) = 0 \quad (\text{II.62})$$

Resolviendo dicho sistema, se obtienen los siguientes valores numéricos para los parámetros mencionados:

$$q = 1.412 \quad (\text{II.63})$$

$$p = 1.210 \quad (\text{II.64})$$

$$\varphi = 15.155^\circ \quad (\text{II.65})$$

El ángulo de fase entre las formas de onda de corriente y tensión al fundamental ($i_{s1}(\omega_s t)$ y $v_{s1}(\omega_s t)$) se puede definir a partir de las componentes I_X e I_R o como función de los elementos de la red de carga:

$$\varphi = \tan^{-1} \left(-\frac{I_X}{I_R} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{R}{\omega_s L} - \omega_s R C_s \right) \quad (\text{II.66})$$

Parámetros de la red de carga

Ya bien como resultado de desarrollo de esta expresión o utilizando las ecuaciones de diseño (II.42), (II.43), (II.44) junto con (II.41), se pueden obtener los valores óptimos de los elementos de la red [16]:

$$L_b = 0.732 \frac{R}{\omega_s} \quad (\text{II.67})$$

$$C_s = \frac{0.685}{\omega_s R} \quad (\text{II.68})$$

$$R = 1.365 \frac{V_{DS}^2}{P_{out}} \quad (\text{II.69})$$

Los parámetros del circuito resonante serie dependen de un factor de calidad Q_L el cual debe seleccionarse para ser lo más elevado posible:

$$C = \frac{1}{\omega_s R Q_L} \quad (\text{II.70})$$

$$L = \frac{1}{\omega_s^2 C} \quad (\text{II.71})$$

Parámetros de operación

Los valores máximos que pueden alcanzar la tensión y corriente de drenador para una operación eficiente, se pueden obtener de las ecuaciones (II.50) y (II.53). Así pues [16]:

$$V_{smax} = 3.647 \cdot V_{DS} \quad (\text{II.72})$$

$$I_{smax} = 2.647 \cdot I_0 \quad (\text{II.73})$$

En cuanto a la frecuencia de operación, resulta importante conocer el rango máximo que esta puede alcanzar en función de la tensión de alimentación y la capacidad de salida del dispositivo (II.74). Esta última es la que proporciona una mayor limitación en frecuencia, dado que es un parámetro propio del transistor. Esta frecuencia, es 1.4 veces mayor que la soportada por el amplificador clase E original.

$$f_{max} = 0.0798 \frac{P_{out}}{C_{out} V_{DS}^2} \quad (\text{II.74})$$

El amplificador clase E paralelo aporta otra ventaja fundamental respecto a la topología clásica, dado que el circuito resonante se sintoniza a la frecuencia del fundamental, pues la impedancia óptima tan solo depende del propio dispositivo y de la bobina de polarización (C_{out} y L_b). Esto nos permite obtener perfiles de eficiencia y potencia de salida centrados a la frecuencia de trabajo, con lo que el ancho de banda que somos capaces de manejar es mucho mayor que en el amplificador clase E original (donde ambos perfiles están descentrados), siendo patente en los diseños realizados en el Capítulo IV.

II.2 Topologías rectificadoras

Tanto la recuperación de energía ambiente, como la transferencia de potencia, para la alimentación de dispositivos de manera inalámbrica, requieren del uso de una *rectenna* (rectificador + antena), que permita capturar la señal de RF a rectificar y realizar la conversión de RF a DC. En este sentido, en esta tesis se prestará atención al desarrollo de circuitos rectificadores de alta eficiencia, basados en el uso de un transistor como elemento activo (a diferencia de los habituales circuitos a diodo), para ser utilizados en dichas aplicaciones, por lo que en esta sección se repasan los conceptos fundamentales de la *rectenna* y las limitaciones de los circuitos rectificadores implementados a diodo.

II.2.i. Antena Rectificadora (Rectenna)

Como muestra la Figura II.12, la *rectenna* está compuesta por una antena que recibe la energía de RF/microondas, un filtro paso bajo, que rechaza los armónicos superiores y un rectificador (formado normalmente por un diodo y el filtro de salida) que realiza la conversión de la señal de microondas recibida a DC.

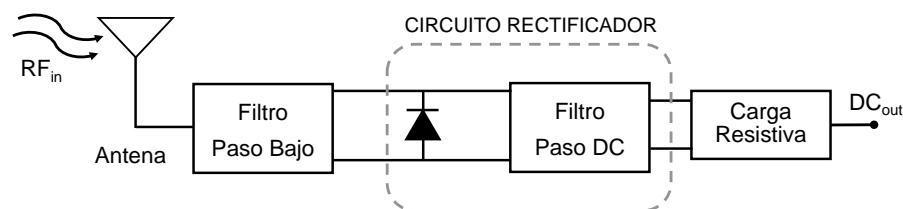


Figura II.12 Esquema simplificado de una rectenna.

Tanto la antena como el circuito rectificador deben ser adecuadamente diseñados de cara a maximizar la cantidad de potencia de DC que pueda ser obtenida a la salida. Por tanto, la antena debe operar en la frecuencia a la cual la energía será recolectada y el circuito rectificador debe ser optimizado para maximizar su eficiencia de conversión de RF a DC a dicha frecuencia.

La eficiencia de conversión de RF a DC del circuito rectificador depende del dispositivo activo seleccionado, de la topología del rectificador y de la carga de salida, y viene dada por la ecuación (II.75).

$$\eta_{RF_DC} = \frac{P_{outDC}}{P_{inRF}} \quad (\text{II.75})$$

Además, en la mayoría de las implementaciones, ha de tenerse en cuenta el nivel de potencia de entrada disponible que alcanzará al rectificador a la hora de realizar el diseño del circuito.

II.2.ii. Rectificadores a Diodo

La rectificación de señales de radiofrecuencia se ha venido utilizando desde los inicios de la radio, pero no fue hasta 1974 con la introducción de los diodos de unión metal-semiconductor o Schottky cuando se abre una nueva etapa en la implementación de sensores y rectificadores de microondas, ya que estos tenían la posibilidad de detectar potencias tan bajas como -70 dBm a frecuencias de hasta 18 GHz.

En el caso de los diodos de barrera Schottky, a diferencia de los diodos típicos de unión P-N de silicio, no almacenan cargas en su unión, presentando una capacidad de unión menor y, de este modo puede operar a frecuencias mucho mayores. Dichos diodos presentan además una tensión umbral inferior, lo que garantiza una operación más eficiente en rectificación a potencias bajas.

La rectificación a diodos se basa en su característica i - v dada por:

$$i = I_s \left(e^{\frac{q}{nKT}v} - 1 \right) \quad (\text{II.76})$$

donde i es la corriente del diodo, v es la tensión entre sus terminales, I_s es la corriente de saturación que es constante a una temperatura dada, K es la constante de Boltzmann, T la temperatura absoluta, q la carga del electrón y n una constante de ajuste de la ecuación. Esta característica está representada de forma general en la Figura II.13, a la que se le ha añadido además la región de ruptura.

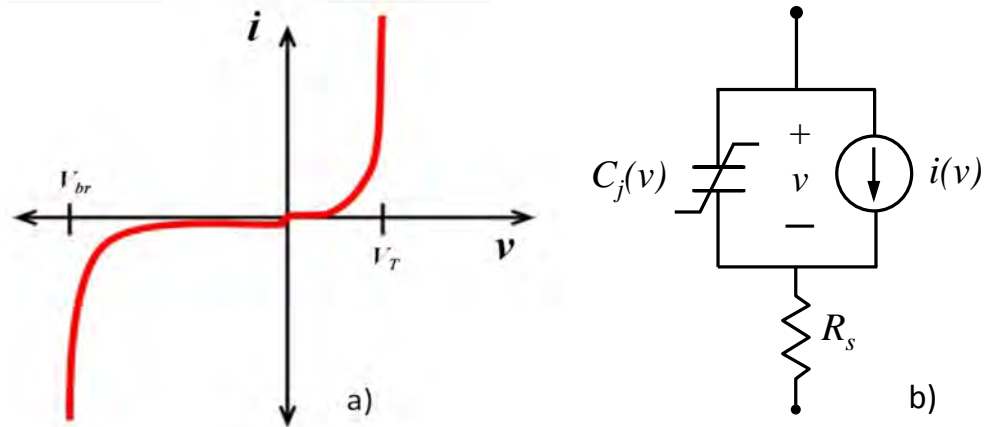


Figura II.13 a) Característica i - v típica de un diodo y b) circuito equivalente del modelo general de un diodo.

Para el análisis de las propiedades de rectificación del diodo, se suele utilizar la expresión en forma de series de potencia [17]. Si se sustituye q/nKT por α , quedaría:

$$i = I_s \left(\alpha v + \frac{(\alpha v)^2}{2!} + \frac{(\alpha v)^3}{3!} + \dots \right) \quad (\text{II.77})$$

En la ecuación (II.77), la rectificación está dada por los términos pares de la ecuación. En régimen de pequeña señal, solo el término de segundo orden es significativo, por lo que se dice que el diodo está funcionando en la región cuadrática de operación. A medida que aumenta la tensión, comienza a ser significativo el término de cuarto orden, siendo esta región denominada cuasi-cuadrática o región de transición. Por encima de esta región el diodo entra en la zona lineal donde la corriente de salida es proporcional a la tensión de entrada.

Existen dos tipos principales de diodos Schottky empleados en la rectificación: los diodos con polarización (*externally biased diode*) y los diodos sin polarización (*zero biased diode*). Los diodos que requieren polarización externa suelen ser de tipo-n, mientras que los tipo-p no requieren polarización, son más baratos y más pequeños por lo que se emplean con más frecuencia en aplicaciones de energy harvesting [18].

Pérdidas en los rectificadores a diodos

Existen tres parámetros fundamentales que afectan directamente en la conversión de RF a DC en los rectificadores basados en diodos:

- La tensión de umbral (threshold) V_T y la tensión inversa de ruptura V_{br} (ver Figura II.13a)). Estos parámetros afectan directamente a la eficiencia del rectificador. Por un lado, está el conocido como efecto V_T , que se aprecia al analizar un perfil de eficiencia de este tipo de rectificadores (en la Figura VII.1, del Capítulo VII de conclusiones, se muestran algunos de estos perfiles para rectificadores en el estado del arte), donde la eficiencia cae a potencias bajas debido que no hay energía suficiente para cargar la capacidad de unión. Por otro lado, está el efecto V_{br} a potencias altas, donde a partir del nivel de potencia de DC máximo ($P_{DCmax} = V_{br}^2/4R_L$), esta permanece constante y por lo tanto la eficiencia disminuye de manera relativamente abrupta.

- La desadaptación de impedancias. Si en el caso de la *rectenna* no existe una buena adaptación entre la impedancia del rectificador y de la antena, una parte de la potencia de RF se reflejará nuevamente al medio, por lo que la eficiencia se verá afectada. Conseguir una buena adaptación es una tarea complicada debido a la característica no lineal de los elementos del circuito equivalente (véase Figura II.13b) que varían con la frecuencia y la potencia de entrada.

- Elementos parásitos. Además de los elementos representados en la Figura II.13b, que influyen en cuanto a pérdidas por disipación, en el caso de las resistencias, y en cuanto a limitación en frecuencia, en el caso de la capacidad, existen otros elementos parásitos no representados y que están asociados al empaquetado del dispositivo. Estos elementos pueden contribuir en degradar las figuras de mérito del rectificador.

- Generación de armónicos. Como se pudo ver en la ecuación (II.77). La característica no lineal del diodo, que por un lado le otorga la capacidad de

rectificación, también es una fuente de pérdidas en sí misma, al producir componentes a los armónicos de la frecuencia incidente que reducen la proporción de la energía que se convierte en DC. En los últimos años se han presentado varios trabajos encaminados a minimizar el impacto de este fenómeno implementando redes de terminación de armónicos similares a las que se utilizan, por ejemplo, en los amplificadores conmutados como los clase E, F o variantes inversas para manipular sus formas de onda. En [19] se demuestra que muchas de las técnicas de manipulación de las componentes armónicas introducidas para la mejora de la eficiencia en los amplificadores se puede aplicar directamente a rectificadores basados en diodo.

II.2.iii. Rectificador Síncrono

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. En [20], puede verse una extensa comparativa entre rectificadores realizados en distintas tecnologías, tanto a diodo como a transistor.

Antes de describir el funcionamiento del rectificador síncrono, es necesario introducir brevemente el principio de dualidad con inversión temporal (*Time Reversal Duality*), descrito por David C. Hamill en [21]. En dicho principio se establece que, cualquier amplificador resonante, puede transformarse en un rectificador resonante de la misma clase de operación, siendo uno el dual del otro. De este modo, los resultados obtenidos para el inversor, pueden aplicarse directamente a su correspondiente rectificador, y viceversa.

Este principio es muy útil en el diseño de convertidores resonantes DC/DC, compuestos por un inversor, que realiza la conversión de DC a RF, y un rectificador, que realiza la conversión de RF a DC nuevamente. En

esta dualidad, se cumple que las formas de onda de tensión y corriente de ambos circuitos son versiones reflejadas con inversión temporal entre ellos (ecuaciones (II.78) y (II.79)), como puede verse en la Figura II.14, siendo la relación entre sus potencias instantáneas, la mostrada en (II.80). La potencia promediada en un ciclo, tiene signos opuestos, por lo que el sentido del flujo de corriente se ha invertido en el rectificador, adecuado para la conversión RF-DC requerida.

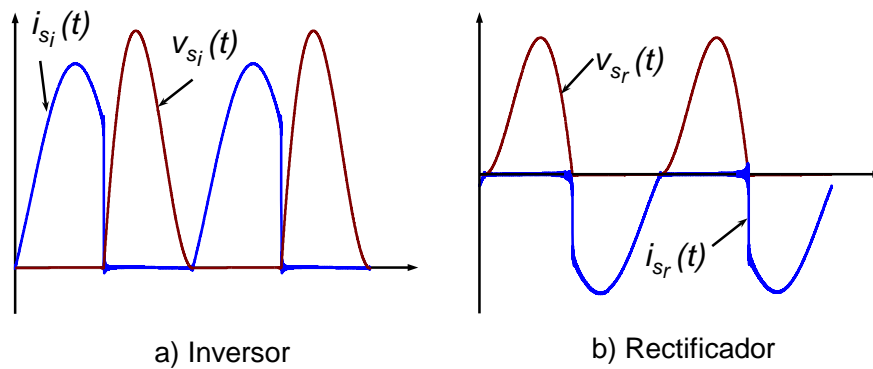


Figura II.14 Formas de onda de tensión (—) y corriente (—) del a) inversor y b) rectificador.

$$v_{sr}(t) = v_{si}(-t) \quad (\text{II.78})$$

$$i_{sr}(t) = -i_{si}(-t) \quad (\text{II.79})$$

$$p_r(t) = -p_i(-t) \quad (\text{II.80})$$

Rectificador síncrono clase E

Utilizando del principio de dualidad descrito, es posible obtener el circuito rectificador clase E a partir del inversor clase E. Aunque la teoría fue propuesta por Marian Kazimierczuk [22] para su uso en electrónica de potencia, se ha extendido su uso en radiofrecuencia [23][19], teniendo en cuenta las pérdidas de conmutación asociadas al aumento de la frecuencia.

Además, es necesario prestar atención, al utilizar un transistor como elemento activo en un circuito rectificador síncrono, en los siguientes aspectos:

- En un amplificador, como el 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 carga 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.

Por tanto, para evitar las pérdidas por conmutación, se puede utilizar la topología clase E, al asegurar las condiciones ZVS y ZVDS, que, en el caso del rectificador, son forzadas en la transición ON-OFF (Figura II.14b)). Considerando el análisis del circuito clase E, descrito en la sección II.1.ii (operando con un ciclo de trabajo de 50%), al cargar el rectificador con el valor R_{DC} nominal (presentado por el amplificador clase E a la fuente de alimentación, véase Figura II.15) y terminando adecuadamente la red de salida de drenador teniendo en cuenta las disposiciones anteriores, en esta tesis se han implementado distintos circuitos rectificadores síncronos, a partir de su dual, tanto para su uso en transmisión inalámbrica de

potencia, como en la implementación de convertidores DC/DC (sección IV.2 del Capítulo IV y Capítulo V, respectivamente).

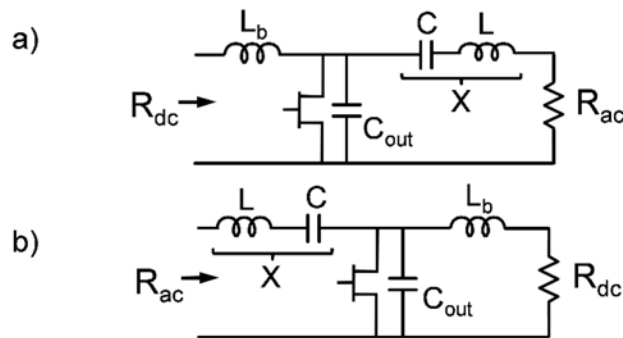


Figura II.15 a) Inversor o Amplificador de Potencia Clase E y b) su dual, el rectificador síncrono Clase E.

II.3 Convertidores Resonantes de Potencia en RF

En las arquitecturas de control de la polarización descritas previamente en la I.1.i, se presentó al modulador de envolvente como el bloque encargado de amplificar las variaciones de la amplitud de la señal 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 (como se verá más adelante) 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 ó EER.

Los procesos de transformación de energía juegan un papel muy importante en los sistemas de alimentación, al estar presentes en prácticamente todos los equipos electrónicos, siendo la electrónica de potencia la rama que estudia este tipo de dispositivos. Los sistemas encargados de realizar esta transformación se denominan convertidores, y

se clasifican según la naturaleza de sus fuentes de energía de entrada y salida en:

- Convertidores AC-DC: Conocidos también como rectificadores y que están presentes en la gran mayoría de las fuentes de alimentación que se conectan a la red de distribución (100-200V 50-60 Hz).
- Convertidores AC-AC: Que incluyen los transformadores y autotransformadores.
- Convertidores DC-AC: Conocidos como inversores y utilizados generalmente en sistemas que requieren tensiones sinusoidales.
- Convertidores de corriente a tensión y viceversa: Muy utilizados actualmente en sistemas ópticos y optoelectrónicos para la excitación de LED y láseres.
- Convertidores DC-DC: Permiten obtener, de manera eficiente, una tensión de DC de salida a partir de una tensión de DC de entrada.

La principal aplicación de los convertidores es la regulación de tensión, que consiste en generar una tensión constante regulada a la salida a partir de una fuente de entrada no regulada. Estos reguladores se suelen dividir en reguladores lineales y reguladores conmutados. Los lineales suelen ser poco eficientes, voluminosos y pueden generar solamente tensiones menores a la de la entrada. A cambio, producen una tensión a la salida muy estable, con mínimo rizado. Por otro lado, en los reguladores conmutados los transistores operan como interruptores, permitiendo así alcanzar eficiencias muy altas. Además, son mucho más versátiles ya que permiten generar tensiones de salida mayores que la de entrada (boost), menores (buck) o con polaridad inversa [24].

Los reguladores o convertidores conmutados se dividen a su vez en tres categorías principales: convertidores que utilizan modulación por ancho de pulso (PWM), convertidores resonantes y reguladores de tensión basados en la carga y descarga periódica de un condensador, los cuales son utilizados comúnmente para generar tensiones inversas.

Si se quisiera implementar un modulador de envolvente para aplicaciones ET/EER, empleando, por ejemplo, un convertidor buck típico con modulación de ancho de pulso (PWM) [25], este podría manipular una frecuencia de la señal moduladora que fuera una fracción de la frecuencia de conmutación (un 20% o menos de dicho valor). Al quedar esta última limitada a cientos de kHz, o decenas de MHz en el mejor de los casos, debido a su impacto sobre las pérdidas de conmutación, estos convertidores pueden utilizarse de modo eficiente para anchos de banda, de pocas centenas de kHz o unos pocos MHz.

Para solucionar estos problemas se ha propuesto, por ejemplo, utilizar un amplificador lineal y un convertidor de potencia en modo conmutado de alta eficiencia, de manera conjunta. Así, mientras el bloque conmutado se ocupa del contenido de baja frecuencia de la envolvente, el amplificador lineal sigue la dinámica más allá de las capacidades del convertidor. Siguiendo este esquema, se han propuesto topologías de separación de banda (*split-band*) [26] o de realimentación [27], logrando elevados valores de eficiencia con señales de hasta 20 MHz de ancho de banda. Más recientemente, se han propuesto soluciones multinivel y multifase, que operan a frecuencias más altas, permitiendo manejar envolventes de señales LTE de hasta 20 MHz [28].

Con el fin de mejorar prestaciones de ancho de banda de los convertidores, ya en la década de los 80s se propusieron técnicas para conmutar los convertidores a frecuencias cada vez más altas [22]. En estos casos, la utilización de ondas cuadradas, como por ejemplo PWM o sigma-delta ($\Sigma\Delta$), presenta serias dificultades debido a su elevado contenido espectral, que provoca pérdidas adicionales y restringe las dimensiones de los elementos reactivos afectando la densidad de potencia. Además, es una fuente importante de interferencia EMI (Electro-Magnetic Interference por sus siglas en inglés), que es muy difícil de filtrar en el resto de los circuitos del sistema. Teniendo en cuenta estos factores, se propuso entonces

implementar la conmutación con señales sinusoidales lo que implicaba la introducción de resonadores serie o paralelo, dando lugar a los convertidores resonantes [24].

El esquema general de un convertidor resonante se puede observar en la Figura II.16, donde la conversión de DC a DC se implementa con un inversor y un rectificador en cascada, unidos por una red de adaptación que posibilita que ambos bloques trabajen en sus modos óptimos de operación. Esta configuración, al utilizar señales sinusoidales de alta frecuencia pero de envolvente constante, tiene la ventaja de poder utilizar técnicas de amplificación de alta eficiencia.

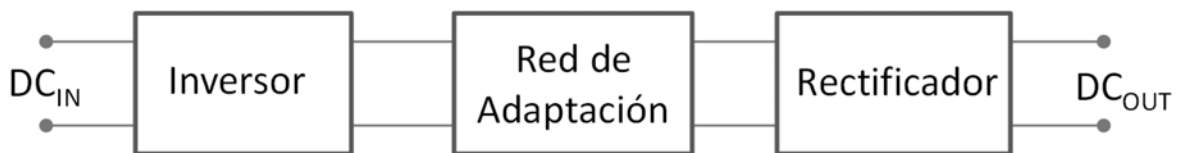


Figura II.16 Diagrama de bloques de un convertidor DC-DC resonante.

Como se ha comentado, aprovechando el principio de dualidad [16], es posible realizar el diseño del rectificador síncrono clase E, a partir del amplificador de potencia clase E. Además, utilizando ambos en cascada, es posible obtener un convertidor DC/DC clase E², como puede verse en la Figura II.17. Un mayor detalle de esta topología será descrito en el Capítulo V, donde se implementan tres convertidores DC/DC clase E².

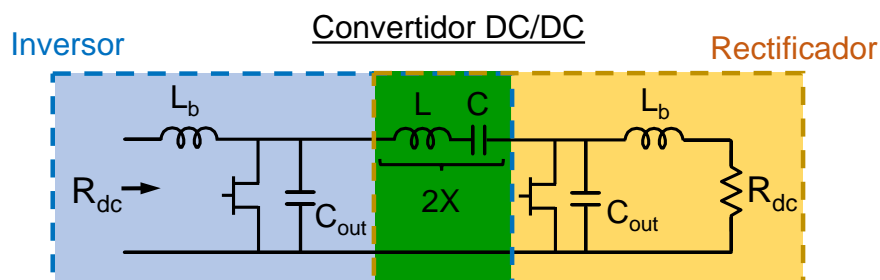


Figura II.17 Circuito básico convertidor Clase E² DC/DC obtenido a partir de los circuitos, inversor y rectificador, en cascada.

II.4 Arquitecturas de Transmisión Inalámbrica

Para hacer frente al compromiso linealidad-eficiencia en la transmisión inalámbrica de señales de comunicaciones se utilizan diferentes

arquitecturas, algunas de ellas mencionadas en el Capítulo I. A continuación, se resumen las características de las topologías utilizadas en esta tesis, así como del esquema Doherty, muy utilizado actualmente en las estaciones base para comunicaciones móviles.

II.4.i. Transmisor Polar (EER)

El concepto de transmisor polar, mostrado en la Figura II.18, se basa en el concepto de Eliminación y Restauración de Envoltura (EER), propuesto por Kahn en 1952 [27].

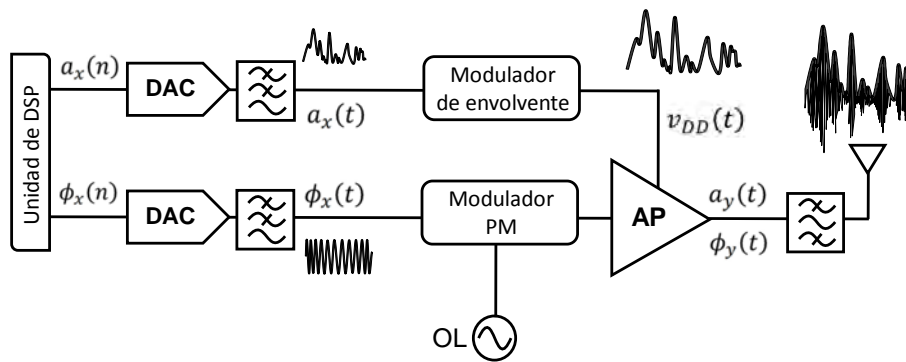


Figura II.18 Arquitectura de un transmisor polar.

Su arquitectura se basa en la analogía con un sistema vectorial, donde para generar señales con variaciones simultáneas de amplitud y fase se sustituye el típico modulador I/Q o Cartesiano, por un modulador AM/PM o polar.

Por ejemplo, si en una arquitectura polar se quisiera transmitir una señal pasobanda del tipo:

$$x(t) = a_x(t)\cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad (\text{II.81})$$

Las componentes de amplitud $a_x(t)$ y fase $\phi_x(t)$ serían separadas digitalmente y manipuladas de manera individual por dos trayectorias diferentes hasta combinarse en la salida del amplificador de potencia de RF. Este amplificador trabaja en modo conmutado, es decir en clase D, E, F o sus variantes inversas, empleando un dispositivo FET cuya tensión de polarización en drenador es precisamente proporcional a la señal $a_x(t)$,

mientras su excitación de RF en puerta es una señal de amplitud constante modulada en fase según $\phi_x(t)$, siendo este un ejemplo típico de aumento de la eficiencia por variación dinámica de la polarización presentada en Capítulo I (Figura I.6). En este caso, la modulación y la amplificación tienen lugar simultáneamente en el mismo dispositivo.

Para este tipo de topologías, el elemento clave en la eficiencia es el modulador de envolvente, el cual constituye uno de los temas de investigación más importante en la actualidad relacionados con la transmisión inalámbrica eficiente. En este sentido, en esta tesis se presentarán distintos convertidores DC/DC resonantes para ser utilizados como modulador de envolvente.

II.4.ii. Transmisor Envelope Tracking (ET)

Los transmisores basados en *envelope tracking* (seguimiento de la envolvente) también son arquitecturas basadas en control dinámico de la polarización y en esencia es muy similar al del EER, como se puede apreciar en el diagrama de la Figura II.19, donde se muestra una topología típica ET con control digital.

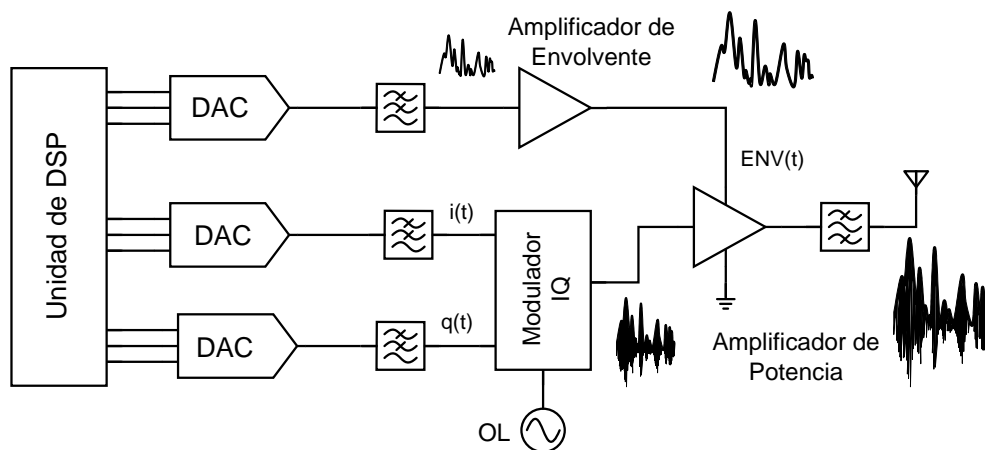


Figura II.19 Arquitectura típica del envelope tracking.

Como se puede observar, la diferencia fundamental radica en que en el *envelope tracking* se introduce la señal con amplitud y fase a la entrada del

amplificador de potencia mientras que por la vía de polarización se inyecta la variación de envolvente $ENV(t)$.

En las topologías *envelope tracking* de banda ancha la señal del modulador de envolvente reproduce exactamente la envolvente de la señal, lo cual se traduce en unas especificaciones de ancho de banda y *slew-rate* muy difíciles de conseguir como se verá más adelante. Debido a esto, se suele manipular matemáticamente la señal de envolvente de modo que siga solamente las variaciones lentas de la señal [30].

II.4.iii. Amplificador Doherty

Una de las arquitecturas que está cada vez más presente en la actualidad para la mejora de la eficiencia en sistemas con estrictos requisitos de linealidad es el amplificador Doherty, llamado así por ser propuesto en 1936 por W.H. Doherty [31].

El esquema general de esta topología se muestra en la Figura II.20 y está formada por un amplificador de portadora (*carrier amplifier*), también llamado principal y un amplificador de picos (*peaking amplifier*) o auxiliar. La carga de salida está conectada al amplificador principal a través de un inversor de impedancias (transformador $\lambda/4$) y de manera directa al amplificador auxiliar. Como es sabido, dicho transformador permite la inversión de impedancias de acuerdo con [14],

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_{out}} \quad (\text{II.82})$$

donde Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión. Si se despeja Z_{out} de la ecuación (II.82),

$$Z_{out} = \frac{Z_0^2}{Z_{in}} \quad (\text{II.83})$$

se deduce fácilmente que la impedancia de salida, Z_{out} , es inversamente proporcional a la impedancia de entrada, Z_{in} , para un valor de Z_0 constante. El transformador $\lambda/4$ a la entrada del amplificador auxiliar es necesario para compensar el desfase de 90° causado por el transformador

$\lambda/4$ a la salida del amplificador principal. Además, es necesaria otra línea $\lambda/4$ a la salida, con impedancia característica $Z_0 = \sqrt{25\Omega \cdot 50\Omega} = 35\Omega$, para adaptar a la impedancia de carga (50Ω) cuando ambos amplificadores, diseñados para un entorno de 50Ω , entregan la máxima potencia.

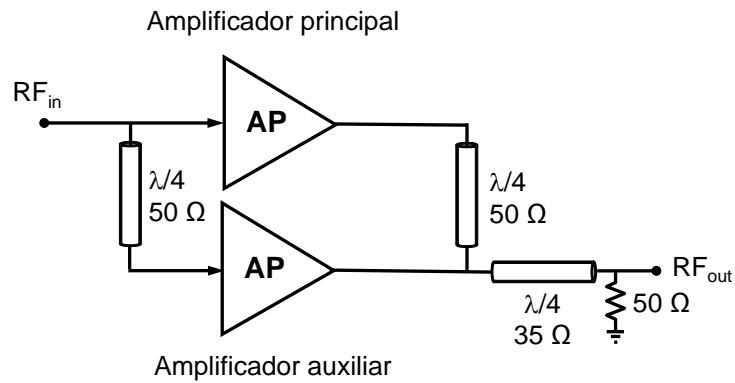


Figura II.20 Esquema simplificado del amplificador Doherty.

En la práctica, el amplificador principal se polariza en clase B mientras que el auxiliar se polariza en clase C. La potencia de salida del sistema será por tanto una combinación de la que otorguen ambos dispositivos, de forma que, cuando los niveles de entrada sean menores o iguales a $P_{max}/4$, siendo P_{max} el pico de la envolvente, únicamente opera el amplificador de principal. A medida que aumenta el nivel de potencia de entrada, éste se satura y la contribución de potencia vendrá dada por el amplificador auxiliar, permitiendo obtener a la salida un perfil de potencia lineal, como se observa en la Figura II.21.

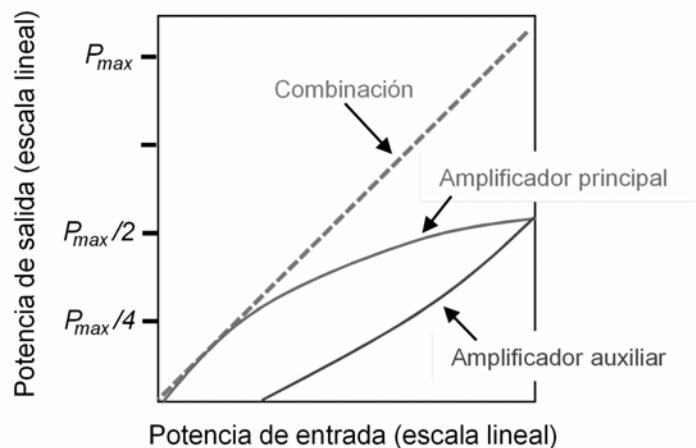


Figura II.21 Comportamiento del amplificador Doherty [1].

Para un nivel de back-off de potencia de 6 dB, la potencia de salida saturada del amplificador principal es cuatro veces menor que la potencia de salida pico.

II.4.iv. Transmisor outphasing

En el Capítulo I ya se introdujo de manera breve el principio de operación de los transmisores outphasing. Estos fueron propuestos por, H. Chireix en 1935 [32], con la idea de mejorar las condiciones de eficiencia y linealidad en los transmisores AM de tubo de la época y su diagrama de bloques simplificado se muestra en la Figura II.22. En esta topología, dos amplificadores son operados con señales de entrada de amplitud constante y sus salidas son sumadas para obtener la señal con variaciones de amplitud y fase deseada. Dicha señal de salida se consigue mediante la variación del *ángulo de outphasing* (fase relativa entre las dos señales de excitación). Se aprovecha, por tanto, el uso de señales de entrada de amplitud constante que permite, a priori, la utilización de amplificadores conmutados altamente eficientes (y altamente no lineales).

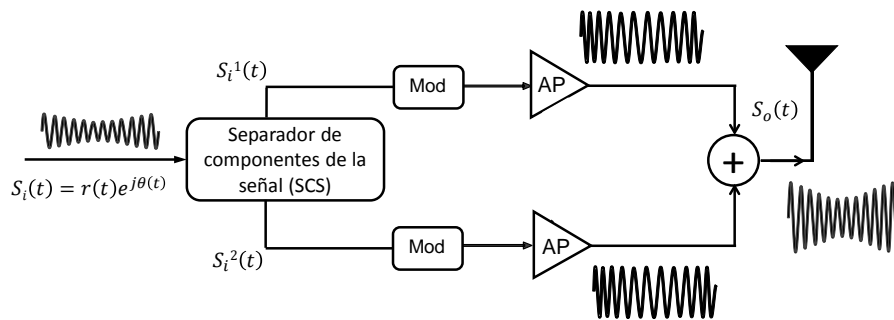


Figura II.22 Diagrama de bloques simplificado del transmisor outphasing [33].

Esta topología, al igual que los amplificadores Doherty, emplean la modulación dinámica de la carga para la amplificación lineal y eficiente de señales complejas. En este tipo de señales, las variaciones de las componentes de amplitud ($E(t)$) y fase ($\theta(t)$) de la señal de RF se pueden definir como [34]:

$$S_i(t) = E(t) \cdot \cos(\omega t + \theta(t)) \quad (\text{II.84})$$

son codificadas en dos señales moduladas en fase de amplitud constante,

$$S_i^1(t) = E_{max} \cdot \cos(\omega t + \theta(t) + \phi(t)) \quad (\text{II.85})$$

$$S_i^2(t) = E_{max} \cdot \cos(\omega t + \theta(t) - \phi(t)) \quad (\text{II.86})$$

donde $2\phi(t)$ representa al ángulo de outphasing que contiene la información de la modulación en amplitud y E_{max} es el valor máximo de la envolvente $E(t)$.

$$\phi(t) = \arccos\left(\frac{E(t)}{E_{max}}\right) \quad (\text{II.87})$$

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 $+\phi(t)$ y $-\phi(t)$, que son amplificadas de manera independiente mediante etapas de potencia no lineales e idénticas y combinadas posteriormente para conseguir la señal modulada en amplitud deseada a la salida. El pico de potencia de salida se obtiene con $\phi = 0^\circ$, 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 $\phi = 90^\circ$, cuando las corrientes se cancelan mutuamente. De este modo, los valores de ϕ entre 0° y 90° , 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 [35], y se mencionaron sus limitaciones al usar un combinador aislado. En cambio, la solución propuesta por Chireix [32] 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* (BO) de potencia de, por ejemplo, un esquema Doherty típico (arquitectura muy empleada actualmente en estaciones base), como puede verse en la Figura II.23.

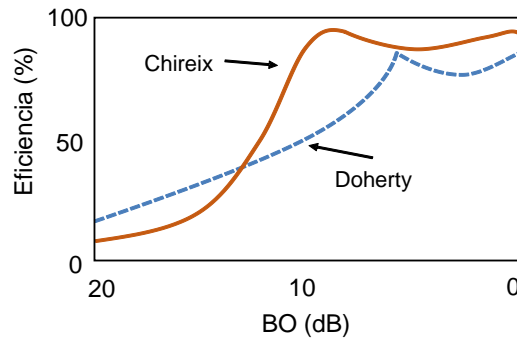


Figura II.23 Comparación del perfil de eficiencia frente al *back-off* de potencia de los amplificadores Chireix y Doherty.

Debido al gran potencial de esta tecnología, esta tesis dedica una parte importante al estudio e implementación de varios transmisores Chireix-Outphasing basados en amplificadores clase E que serán abordados en el Capítulo VI.

II.5 Referencias

- [1] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Artech House, 1999.
- [2] V. Carrubba, “Novel Highly Efficient Broadband Continuous Power Amplifier Modes,” *Ph.D. dissertation*, Division of Elec. Eng., Cardiff University, United Kingdom, 2012.
- [3] N. A. Sokal, 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, N° 3, Junio 1975.
- [4] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*, 1 ed., Artech House Inc., 2003.
- [5] A. V. Grebennikov and H. Jaeger, “Class E with Parallel Circuit – A New Challenge for High-Efficiency RF and Microwave Power Amplifiers,” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 1627-1630, Seattle, WA, June 2002.
- [6] M. Acar, A. J. Annema, and B. Nauta, “Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers,” *IEEE Trans. Circuits & Systems - I: Regular Papers*, vol. 54, no. 12, pp. 2706-2717, Dec. 2007.
- [7] M. Ozen, R. Jos, and C. Fager, “Continuous Class-E Power Amplifier Modes,” *IEEE Trans. Circuits & Systems – II: Express Briefs*, vol. 59, no. 11, pp. 731-735, Nov. 2012.
- [8] T. B. Mader, “Quasi-optical Class-E Power Amplifiers”, *PhD Dissertation*, University of Colorado, 1995.
- [9] F. H. Raab, “Idealized operation of the class E tuned power amplifier,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CS-24, no. 12, pp. 725–735, Dec. 1977.

-
- [10] F. H. Raab, "Suboptimum operation of class-E power amplifiers," *Proc. RF Techn. Expo*, Santa Clara, CA, USA, Feb. 1989.
- [11] M. K. Kazimierczuk y T. Suetsugu, "Analysis of Sub-optimum Operation of Class E Amplifier", *Circuits and Systems, 2003 IEEE 46th Midwest Symposium on*, vol. 3, pp. 1071-1074, Dec 2003.
- [12] M. Acar, A. J. Annema y B. Nauta, "Generalized Design Equations for Class-E Power Amplifiers with Finite DC Feed Inductance", *Microwave Conference, 2006. 36th European*, pp. 1308-1311, Sept 2006.
- [13] 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.
- [14] A. Grebennikov, N.O. Sokal, M.J. Franco, *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers, 2nd ed., Elsevier Inc, 2012.*
- [15] V. B. Kozyrev, "Single-Ended Switched-Mode Tuned Power Amplifier with Filtering Circuit", vol. 6, pp. 152-166, 1971.
- [16] A. V. Grevennikov y H. Jaeger, ((Class E with Parallel Circuit - A New Challenge for High-Efficiency RF and Microwave Power Amplifiers)), *IEEE MIT-S Int. Microwave Symp*, pp. 1627-1630, Jun 2002.
- [17] Keysight Technologies, "Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 2)" *Application Note AN 1449-2*, literature number 5988-9214EN.
- [18] J.A. Hagerty, W. H. McCalpin, R. Zane, Z. B. Popovic, "Recycling Ambient Microwave Energy With Broad-Band Arrays", *IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques*, 2004, Vol. 52.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] D. C. Hamill, "Time Reversal Duality and the Synthesis of a Double Class E DC-DC Converter," *21st Power Electronics Specialist Conf., PESC'90*, pp. 512-521, 1990.
- [22] M. K. Kazimierczuk, J.Jozwik "Class E² Narrow-Band Resonant DC/DC Converters", *IEEE Trans. Instrum. Meas*, vol.38, no 6, pp 1064-1068, Dec. 1989.
- [23] 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.

- [24] M.K. Kazimierczuk, D. Czarkowski, *Resonant Power Converters*, 2nd Edition, Wiley-IEEE Press, 2011.
- [25] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed., Springer: NY, 2001.
- [26] F. H. Raab, "Split-Band Modulator for Kahn-Technique Transmitters," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, June 2004, pp. 887-890.
- [27] C. Hsia, A. Zhu, J. J. Yan, P. Draxler, D. F. Kimball, S. Lanfranco, and P. M. Asbeck, "Digitally Assisted Dual-Switch High-Efficiency Envelope Amplifier for Envelope-Tracking Base-Station Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 59, no. 11, pp. 2943-2952, Nov. 2011.
- [28] Y. Zhang, J. Strydom, M. de Rooij and D. Maksimović, "Envelope tracking GaN power supply for 4G cell phone base stations," *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, 2016.
- [29] L. R. Kahn, "Single Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, pp. 803-806, July 1952.
- [30] P.L. Gilabert, G. Montoro, "Look-Up Table Implementation of a Slow Envelope Dependent Digital Predistorter for Envelope Tracking Power Amplifiers," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.22, no.2, pp.97-99, Feb. 2012.
- [31] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," *Proc. IRE*, vol. 24, pp. 1163–1182, Sept. 1936.
- [32] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Proceedings of the IRE*, vol. 23, no. 11, pp. 1370–1392, Nov. 1935.
- [33] X. Zhang, L.E. Larson, P.M. Asbeck, *Design of Linear RF Outphasing Power Amplifiers*, Artech House, 2003.
- [34] N. Borges et. al., *White Space Communications Technologies*, Cambridge University Press, 2015.
- [35] D. Cox, "Linear Amplification with Nonlinear Components," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 22, no. 12, pp. 1942–1945, Dec. 1974.

Capítulo III

Breve Descripción de los Transistores y Caracterización

En el diseño de topologías amplificadoras y rectificadoras, como las desarrolladas en este trabajo de tesis, es necesario realizar una buena elección de la tecnología del transistor, ya que las características del dispositivo activo escogido van a determinar las propiedades y el rendimiento del circuito final.

Actualmente, los transistores LDMOS (MOSFETs de difusión lateral) y los de Nitruro de Galio (GaN HEMTs) son dos de los dispositivos más empleados en amplificadores de potencia para comunicaciones. Sin embargo, cada uno de ellos presenta sus restricciones en cuanto a frecuencia de operación y potencia de salida se refiere. Por un lado, los transistores LDMOS suministran elevados niveles de potencia (del orden de centenares de W, o incluso superiores al kW para aplicaciones en la banda de VHF con dispositivos como el MRF1K50H de NXP [1]) y permiten ser usados a altas tensiones en drenador (50 V), pero aún está limitado su uso a frecuencias de hasta 3-4 GHz [2][3].

Para el caso de aplicaciones en las bandas de frecuencia desde UHF hasta banda X, la tecnología GaN ha destacado gracias a su alta tensión de ruptura y elevada densidad de potencia, entre otras características.

Además, la reducción de la longitud de puerta en los nuevos procesos de fabricación, le hacen apto para aplicaciones de mayor frecuencia que deban alcanzar una potencia de salida del orden de decenas de vatios, llegando incluso a entregar hasta 60 W en banda Ku (12-18 GHz) con dispositivos como el CGHV1J070D de Wolfspeed [4] de 0.25 μm . También se han reportado diseños de MMICs en banda W, con una longitud de puerta de 0.14 μm [5], que compiten con los realizados en fosfuro de indio (InP) o GaAs en esas frecuencias. No obstante, las propiedades del GaN también se están aprovechando en usos que requieren un nivel de potencia superior al que pueda proporcionar un sólo dispositivo, gracias a la combinación apropiada de varios amplificadores de estado sólido (SSPA). Es el caso del satélite Galileo, donde actualmente se estudia la sustitución de los amplificadores de tubos de vacío (TWTA) por SSPA a GaN HEMT [6],[7], y de las aplicaciones en aceleradores de partículas, donde ya se habían sustituido los klystrons por SSPA basados en transistores LDMOS [8] y ahora se introduce el GaN [9], permitiendo en ambos casos implementaciones de mayor eficiencia y por tanto, una reducción importante de los costes operacionales.

A modo de ejemplo, en la Figura III.1 pueden verse los rangos de operación que cubren las tecnologías más usadas en la fabricación de amplificadores de potencia en términos de frecuencia y potencia de salida, así como algunas implementaciones. Es el caso del amplificador Doherty basado en el transistor LDMOS A2I20D040N de NXP [3], la placa de evaluación de Wolfspeed (antes CREE) del transistor GaN HEMT CGHV1F025S [10], el amplificador de tubo de vacío de la división MEC de Teledyne [11], el SSPA en banda satelital DBS de 400 W basado en GaN de TTI Norte [12], el amplificador en banda E (75 – 83 GHz) de Erzia [13] y el amplificador de media potencia de la serie Cougar GaN de Teledyne Microwave Solutions [14].

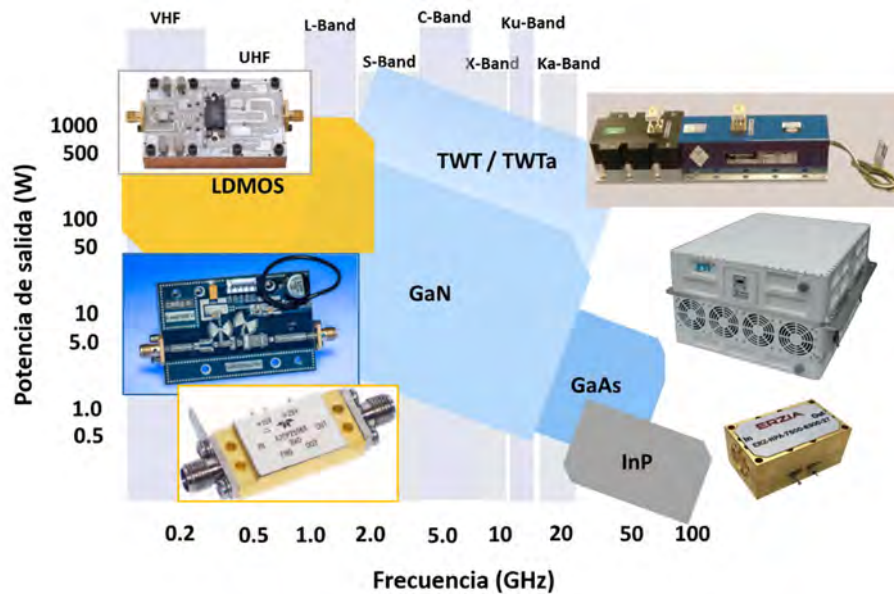


Figura III.1 Visión general de las bandas de frecuencia y potencia de salida que comprenden algunas de las tecnologías más usadas en el diseño de amplificadores.

Además de las descritas, la tecnología E-pHEMT también está experimentando una reducción en la longitud de puerta, permitiendo ser usada hasta banda K, como es el caso del VMMK-1225 de Broadcom, que tiene una longitud de puerta de $0.25 \mu\text{m}$ y puede trabajar en un rango de 0.5 a 26 GHz, aunque con niveles de potencia de salida mucho menores [15].

Es necesario destacar que, no sólo es posible aprovechar las características proporcionadas por los transistores E-pHEMT y GaN HEMT en el diseño de amplificadores para comunicaciones, sino que además es factible su uso en la realización de topologías rectificadoras dirigidas hacia aplicaciones tan diversas como la recuperación inalámbrica de potencia (*energy harvesting*), la alimentación inalámbrica (*wireless powering*) o como etapa rectificadora dentro de un convertidor DC/DC de alta frecuencia [16].

Aunque son los diodos Schottky los que copan la mayoría de las implementaciones relativas a la rectificación de potencia [17],[18], son muchas las ventajas que proporcionan los transistores HEMT

pseudomórficos (pHEMT) si son usados como elemento activo en circuitos rectificadores, como es el caso de los descritos en el Capítulo IV.

En resumen, desde el punto de vista del dispositivo, este trabajo de tesis se centra en el uso de transistores E-pHEMTs y HEMTs de Nitruro de Galio (GaN HEMTs) para llevar a cabo el diseño de topologías amplificadoras y rectificadoras dirigidas a distintos campos de aplicación, tales como comunicaciones, y las ya mencionadas, transferencia inalámbrica de potencia (*wireless power transfer*, WPT) o reciclado de energía (*energy harvesting*).

III.1 Transistores HEMT

Como es bien conocido, las tres principales familias de dispositivos utilizadas en los circuitos de RF y microondas son los diodos de barrera Schottky, los transistores de unión (que comprenden a su vez a los transistores de unión bipolar (BJTs) y los de heterounión (HBTs)) y los transistores de efecto de campo (FETs). En éstos últimos (los dispositivos FET), la magnitud de la corriente que circula entre los contactos óhmicos situados en ambos extremos (terminales fuente y drenador) es controlada por el tercer terminal (puerta), normalmente definido por su longitud (L_G) y anchura (W_G).

Los transistores FET se distinguen entre los denominados “*normally-on*” o de depleción y los “*normally off*” o de enriquecimiento. En el primer caso, los electrones están confinados en el canal, existiendo una densidad de corriente entre la fuente y el drenador sin necesidad de aplicar ninguna tensión entre puerta y fuente ($V_{gs}=0$ V). Por lo tanto, la modulación de la carga se realiza aplicando tensiones negativas entre la puerta y la fuente que hacen que se vaya vaciando el canal por extensión de la zona de carga espacial, llegando a una tensión de corte V_p (*pinch-off*), para la cual la corriente entre drenador y fuente (I_{ds}) se hace nula. El dispositivo está limitado hasta una tensión máxima entre drenador y fuente, que se define

como tensión de ruptura (*breakdown*, V_{br}). En cambio, en los dispositivos de enriquecimiento el canal se encuentra cortado cuando la tensión entre puerta y fuente es nula, por lo que es necesario aplicar una tensión V_{gs} positiva y superior a la tensión umbral (*threshold*) ($V_{gs} > V_{th} > 0$ V), para obtener corriente entre drenador y fuente.

Para representar las zonas de funcionamiento del dispositivo, se suele hacer uso de sus características I/V (corriente/tensión), que muestran la evolución de la corriente I_{ds} frente a la tensión V_{ds} , parametrizadas para distintos valores de V_{gs} . Como puede verse en la Figura III.2, aumentando la tensión drenador-fuente desde $V_{ds}=0$ V, se observa un comportamiento lineal (zona óhmica) hasta alcanzar la tensión de codo (V_{knee}), a partir de la cual I_{ds} satura y su valor permanece aproximadamente constante (zona de saturación). Si se aumentase V_{ds} por encima de V_{br} , se alcanzaría la zona de ruptura (*breakdown*), donde se produce un aumento brusco e irreversible de la corriente I_{ds} y, por lo tanto, la destrucción del dispositivo. La zona de corte se define para una $V_{gs} < V_p$, donde no existe corriente I_{ds} .

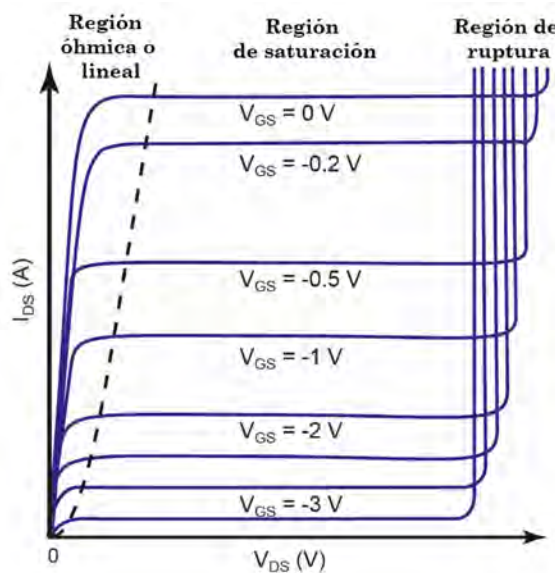


Figura III.2 Características I/V de un dispositivo FET.

Aunque los dispositivos FET se clasifican en diferentes tipos según el método de aislamiento entre el canal y la puerta, se prestará atención en este caso el transistor de alta movilidad electrónica (HEMT), que presenta

un comportamiento global muy bueno gracias, entre otras características, a su alta transconductancia y su bajo ruido [19], y será el utilizado en las implementaciones realizadas en este trabajo de tesis.

En la Figura III.3a, se muestra una sección transversal de un dispositivo HEMT, en la que se observan las distintas capas que lo componen. La principal diferencia con un dispositivo MESFET es el uso de la heterounión en lugar de un canal dopado simple.

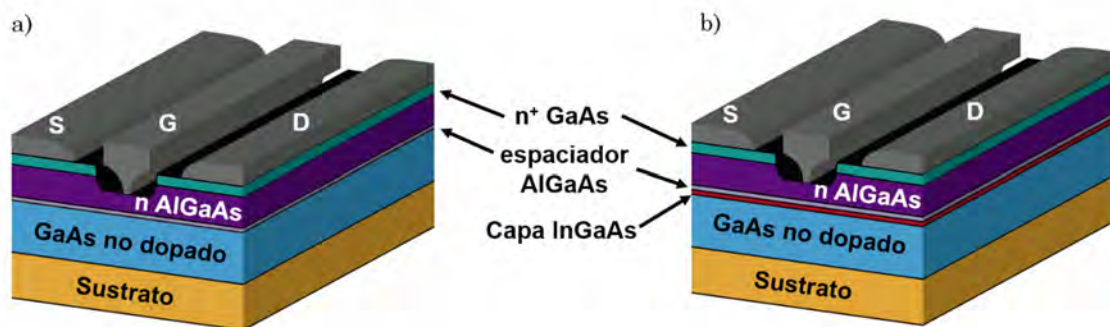


Figura III.3 Estructura de los dispositivos a) HEMT y b) pHEMT.

La heterounión se compone de una capa de n AlGaAs inmediatamente debajo de puerta, una capa separadora muy delgada no dopada y una capa de GaAs no dopada. Dicha separación permite que se forme una capa fina de electrones debajo del terminal de puerta, entre la capa de GaAs no dopada y el espaciador. La concentración de electrones se modula con la tensión en puerta y, de este modo, se varía la corriente en drenador. Aunque la transconductancia resultante pueda ser muy alta, la cantidad de corriente disponible para producir potencia de salida es muy baja, por lo que es necesario el uso de varias heterouniones para incrementarla.

En base a esta estructura, se pueden realizar modificaciones para optimizarla, como es el caso del HEMT pseudomórfico (pHEMT), que incluye una capa extra entre el espaciador n AlGaAs y la capa GaAs (véase Figura III.3b), lo que resulta en una discontinuidad de la banda prohibida más grande que provoca una mayor carga en la capa de electrones, aumentando la transconductancia y la potencia de salida, por

lo que se obtienen dispositivos con mayor ganancia y mejor figura de ruido.

Del mismo modo, el GaN HEMT utiliza una zona denominada gas de electrones bidimensional de alta densidad (2DEG) entre las capas de GaN y AlGaN, lo que permite obtener un transistor con una resistencia en estado ON (R_{on}) muy baja [20].

Tanto el GaAs como el GaN son semiconductores compuestos por elementos de las Categorías III (boro, aluminio, galio, indio y talio) y V (nitrógeno, fósforo, arsénico, antimonio y bismuto), por lo que son conocidos por semiconductores III-V [21]. La combinación de elementos de dichas categorías, da lugar a un semiconductor con una mayor movilidad de electrones que la del silicio, permitiendo su uso a mayores frecuencias, por lo que les hacen particularmente útiles en amplificadores de potencia de RF/microondas.

III.1.i. Transistores GaN HEMT

Durante las dos últimas décadas, el interés en la obtención de los primeros LEDs emisores de luz azul y blanca, ha supuesto también un impulso en el desarrollo del GaN para electrónica de radiofrecuencia. Ya en los 90's, el nitruro de galio fue considerado un material semiconductor óptimo para la fabricación de transistores de alta potencia y alta frecuencia, dados sus parámetros de movilidad electrónica, velocidad de saturación del electrón y energía de banda prohibida (*bandgap*), que pueden verse comparados con los de otros materiales semiconductores en la Tabla III.1.

Actualmente, los usos que se le dan a los transistores de RF, tanto comerciales como militares, continúan exigiendo el perfeccionamiento de los dispositivos GaN, sobre todo de cara al aumento de la densidad de potencia y de la frecuencia de operación. En este sentido, la elección del sustrato es crucial y determina el rendimiento y la fiabilidad del

dispositivo final [21], siendo el silicio (Si) y el carburo de silicio (SiC) los utilizados de forma predominante en la fabricación de los transistores GaN HEMT para aplicaciones de alta potencia. A diferencia del mercado de los LEDs basados en GaN, el uso del zafiro (Al_2O_3) como sustrato no es una opción viable debido a la pobre conductividad térmica que tiene comparada con las del Si y el SiC.

Características	Unidades	Semiconductor (Materiales típicos)				
		Silicio	Arseniuro de Galio	Fosforo de Indio	Carburo de Silicio	Nitruro de Galio
Bandgap	eV	1.1	1.42	1.35	3.25	3.49
Movilidad de Electrones a 300 °K	cm ² /Vs	1500	8500	5400	700	1000-2000
Velocidad de Saturación de Electrones	x 10 ⁷ cm/s	1	1.3	1	2	2.5
Campo Crítico de Ruptura	MV/cm	0.3	0.4	0.5	3	3.3
Conductividad Térmica	W/cm °K	1.5	0.5	0.7	4.5	>1.5
Constante Dieléctrica Relativa	ϵ_r	11.8	12.8	12.5	10	9

Tabla III.1 Parámetros de los materiales semiconductores para RF/Microondas [22].

Las ventajas del uso del SiC como sustrato en lugar del Si, siendo las más relevantes enumeradas a continuación, han hecho que el primero sea la opción elegida por los principales fabricantes, tales como Quorvo, Wolfspeed o NXP, a pesar de su diferencia de coste:

- **Mayor tensión de ruptura**

El hecho de que el GaN sea un material con gran anchura de gap da lugar a que tenga una alta tensión de ruptura (*breakdown*), pudiendo ser empleado a mayores tensiones de funcionamiento y por tanto, ser usado en aplicaciones de más alta potencia que otros dispositivos semiconductores.

- **Mayor conductividad térmica**

Gracias a la alta conductividad térmica del SiC, el GaN sobre SiC puede funcionar a una mayor temperatura. Además, se mantiene más frío que dispositivos de GaAs o Si, para una misma cantidad de potencia disipada, lo que le hace más fiable.

- **Mayor velocidad de saturación de los electrones**

Permite menores pérdidas de conmutación, frecuencias de trabajo más altas y mayor densidad de corriente, logrando así una densidad de potencia elevada.

La alta densidad de potencia de que dispone el GaN, que se suele expresar en W/mm (ya que la potencia se escala con la anchura de la puerta, no con su área), permite proporcionar una mayor potencia de salida con un mismo tamaño [23]. De este modo, se avanza hacia la miniaturización, pudiendo alcanzar un requerimiento de potencia dado con un dispositivo más pequeño. Teniendo en cuenta que existe una relación inversamente proporcional entre las capacidades que presenta el dispositivo (siendo la C_{gs} predominante y directamente proporcional a la anchura de puerta) y su frecuencia máxima de operación [24], la reducción del tamaño no sólo consigue abaratarlo, sino que además llevará asociado capacidades más pequeñas, permitiendo un diseño a más alta frecuencia.

En este sentido, actualmente es posible conseguir, a través de los principales fabricantes, dispositivos GaN HEMT que operen a tensiones de drenador de 28, 40 ó 50 V, con longitudes de puerta de 0.4 y 0.25 μm , pudiendo alcanzar una densidad de potencia de hasta 8 W/mm [25]. Por su parte, Sumitomo Electric (SEDI Inc.) está desarrollando los primeros MMICs que operan a 65 V. Como puede verse en la Figura III.4, con este aumento de la tensión de operación, se consigue una reducción de la C_{ds} y por tanto, una mejora del factor de calidad, lo que le permite ser apto para aplicaciones pulsadas de banda ancha entre 8.5 y 10 GHz [26].

Por tanto, esta tecnología está en constante desarrollo, principalmente debido a las exigencias de los mercados de infraestructura inalámbrica y defensa que adoptan cada vez más aplicaciones basadas en señales con una alta relación potencia pico potencia promedio (PAPR) y gran ancho de banda. Es aquí donde entran en juego los amplificadores en modo conmutado como el clase E y las arquitecturas como *outphasing* y *envelope*

tracking, de cara a aumentar también la eficiencia de los sistemas de transmisión.

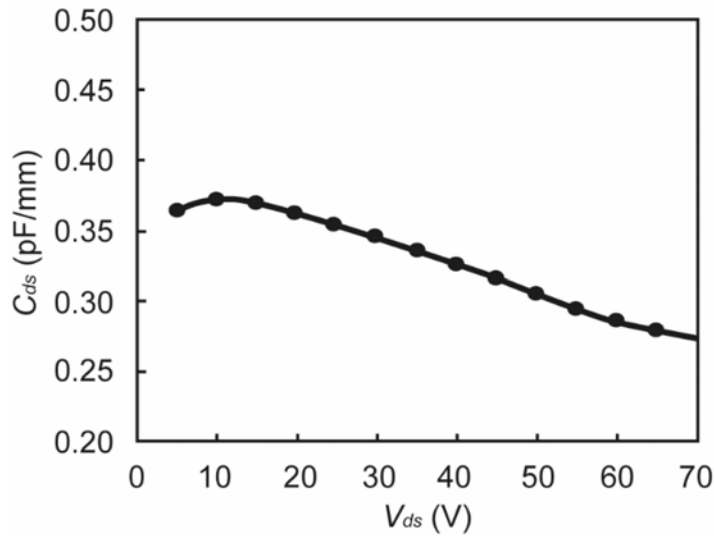


Figura III.4 Dependencia de la C_{ds} con la tensión de drenador [26].

Como ya se comentó en el apartado II.2.ii. del Capítulo II acerca de los amplificadores en modo conmutado, existe una R_{on} finita a través de la cual se produce disipación de potencia en el estado ON, que junto con las pérdidas de conmutación debidas a las capacidades parásitas, influyen en la pérdida de eficiencia. Vistas las características del GaN HEMT, es evidente que una baja R_{on} , debida a su zona de alta densidad (2DEG), y sus bajas capacidades parásitas en comparación con los dispositivos de Si, le hacen apto para operar con un bajo consumo de potencia y sustituir a los dispositivos MOSFETs de cara a su uso en convertidores DC/DC de alta frecuencia.

III.1.ii. Transistores E-pHEMT

Con el objetivo de ser usado en amplificadores para los terminales de usuario de telefonía móvil, a finales de los 90, HP Laboratory desarrolló el transistor E-pHEMT (*Enhancement-mode Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor*) [27]. En ese momento, los fabricantes de teléfonos móviles preferían amplificadores que operasen en torno a 3 – 3.6V, ya que es una tensión que podían proporcionar fácilmente con las baterías

disponibles, pero los procesos GaAs MESFETs y pHEMTs que podrían ajustarse, requieren además una tensión negativa para el encendido, por lo que no eran adecuados. Eran pues las tecnologías como GaAs HBT, Si BJT o Si MOSFETs, que requerían mayor tensión, las usadas previo paso por un convertidor DC/DC o aumentando el tamaño de las baterías y por tanto el tamaño y coste de los dispositivos. Para salvar dichos aspectos, surgen los E-pHEMTs, un proceso semiconductor optimizado para aplicaciones inalámbricas que es capaz de operar con una única fuente de tensión positiva. En el detalle de la Figura III.5, se muestra la configuración interna del transistor E-pHEMT encapsulado utilizado por HP Laboratory, en el que se han incluido condensadores para acortar el camino de retorno a masa y así minimizar las pérdidas inductivas parásitas.

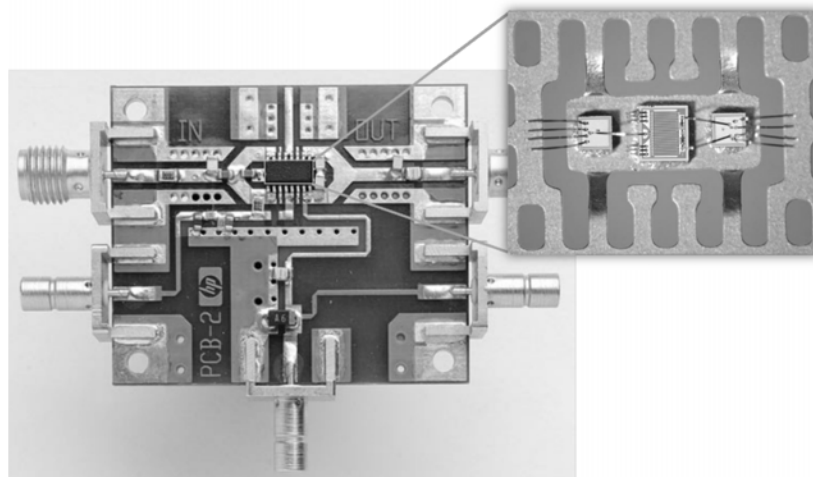


Figura III.5 Fotografía de la placa de circuito impreso utilizada para evaluar el E-pHEMT desarrollado por HP Lab. y detalle del interior del empaquetado [28].

Esta tecnología presenta unas características únicas que lo diferencian de los dispositivos PHEMT en modo de empobrecimiento y de otras tecnologías. En primer lugar, además de requerir únicamente tensión positiva, tiene una corriente I_{ds} muy baja con $V_{GS} = 0$ V, lo que facilita el diseño de las redes de polarización y elimina el ruido asociado con la generación de una tensión negativa. Asimismo, tiene una alta transconductancia a baja corriente de reposo, permitiendo una excelente

eficiencia de potencia añadida (PAE). Y, por último, su baja tensión de codo, baja resistencia de conducción y alta tensión de ruptura hacen a este dispositivo adecuado para la amplificación de potencia con una alta ganancia, alta densidad de potencia y alta eficiencia a una baja tensión de alimentación. Por tanto, se vienen usando en amplificadores de potencia, amplificadores de bajo ruido (LNA) [29] y como pre-amplificadores (*driver*) cuyo destino puede ir desde tarjetas para PC (PCMCIA) hasta redes de área local inalámbricas, pasando por su uso en estaciones base, terminales móviles, o incluso en escáneres para la captura de imágenes de resonancia magnética, entre otros [30],[31]. No obstante, también se hace uso de los transistores E-pHEMT en aplicaciones distintas a las de circuitos amplificadores, ya que su puerta puede ser utilizada en sustitución de un diodo en el diseño de, por ejemplo, mezcladores [32], [33] o detectores [34].

III.2 Caracterización y Modelado orientado a los Diseños de Alta Eficiencia.

La disponibilidad de un modelo no lineal que pueda predecir el comportamiento de los transistores HEMT, puede ser muy útil en el diseño de amplificadores y rectificadores de potencia de alta eficiencia. Sin embargo, el proceso que es necesario llevar a cabo para la obtención del mismo, conlleva un gran número de medidas de caracterización del transistor, siendo largo e inevitablemente meticuloso si el objetivo es que pueda reproducir el comportamiento para distintas condiciones de trabajo. Aunque existen antecedentes en el desarrollo de modelos, en el Grupo de RF y Microondas de la Univ. de Cantabria [35]-[37], no es el objetivo de esta tesis el desarrollo de un modelo elaborado de transistor, sino más bien, la obtención de una metodología que permita, a partir de medidas empíricas sencillas del dispositivo, conseguir simular distintos circuitos de alta eficiencia.

En el caso de los diseños realizados con GaN HEMT, se han utilizado el modelo proporcionado por el fabricante, basado en el propuesto por Statz-

Fager [38],[39], y un modelo sencillo de conmutador, obtenido a partir de medidas del transistor. Este último permite, por un lado, reducir los tiempos de computación y por otro, simular circuitos en los que el transistor opere en el tercer cuadrante de sus características I/V , como son los rectificadores y los convertidores DC/DC. Siguiendo este propósito, para el caso de las topologías rectificadoras basadas en E-pHEMT, se ha propuesto una ecuación para la principal no linealidad $I_{ds}(V_{gs}, V_{gd})$, haciendo especial hincapié en la reproducción de las regiones lineales tanto en el primer como en el tercer cuadrante.

III.2.i. Caracterización de transistores

Previamente a la definición de los modelos mencionados, es necesario disponer de medidas experimentales del transistor. En este caso, la caracterización realizada a cada uno de los dispositivos es relativamente sencilla, ya que se basa principalmente en medidas de DC y de parámetros [S] en las condiciones de trabajo adecuadas para ser usados en amplificadores de potencia en modo conmutado. Es necesario señalar que, en las implementaciones basadas en la tecnología GaN HEMT, se ha utilizado el transistor GH35030F de Wolfspeed (CREE Inc.) cuyo procedimiento de caracterización ya ha sido descrito en [16],[40]. Dicho proceso se detallará brevemente a continuación, ya que será también el utilizado en el caso de los transistores E-pHEMT ATF-54143 y VMMK-1218 de Avago [41],[42], empleados en el resto de circuitos.

Transistor GaN HEMT CGH35030F

Como se ha comentado, para las topologías de alta eficiencia realizadas en GaN HEMT se ha seleccionado transistor encapsulado CGH35030F. Se trata de un dispositivo orientado a aplicaciones de alta eficiencia, alta ganancia y gran ancho de banda, pudiendo proporcionar una ganancia en pequeña señal de unos 12 dB a 3.6 GHz [43] y una potencia de salida de hasta 30 W.

A la hora de determinar el punto de trabajo, es necesario tener en cuenta el pico de la forma de onda de tensión del transistor cuando es operado como clase E, ya que puede superar 3.5 veces la tensión de polarización en drenador [44],[45], como se vio en la sección II.1.ii. Dada su alta tensión de ruptura ($V_{br} > 120$ V), es posible operarlo a una tensión $V_{DS} = 28$ V sin que peligre el dispositivo. En cuanto a la tensión de polarización en puerta, fue seleccionado el valor de tensión más alto para el cual no se aprecia conducción en drenador, que en este caso fue de -3.5 V. En la carta de Smith de la Figura III.6, puede verse el parámetro S_{22} medido para el punto de polarización escogido, del cual se han extraído la capacidad de salida del dispositivo (C_{out}) y la resistencia en estado OFF (R_{off}), según las siguientes expresiones:

$$C_{out} = \frac{Im(Y_{out})}{2\pi f} \quad (III. 1) \quad R_{off} = \frac{1}{Re(Y_{out})} \quad (III. 2)$$

donde:

$$Y_{out} = Y_0 \frac{(1-S_{22})}{(1+S_{22})} \quad (III. 3) \quad Y_0 = \frac{1}{Z_0} = \frac{1}{50} S \quad (III. 4)$$

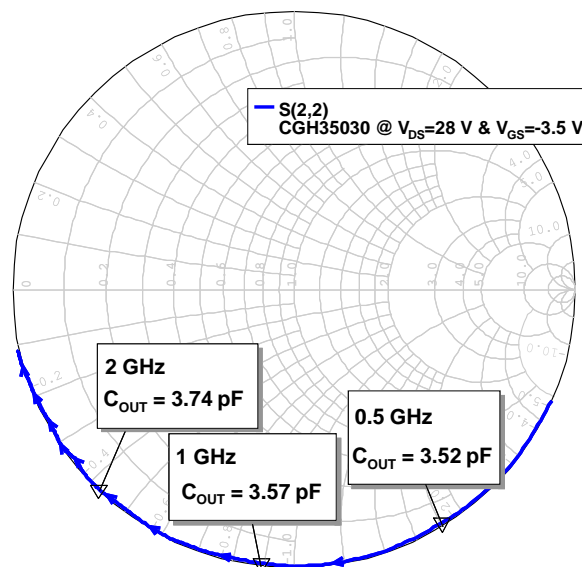


Figura III.6 Medida del parámetro S_{22} del transistor CGH35030F a $V_{GS} = -3.5$ V y $V_{DS} = 28$ V, para la extracción de C_{out} y R_{off} .

Aunque es posible obtener una mejor estimación de la resistencia en estado ON (R_{ON}) a partir de las medidas pulsadas de las curvas I/V [46], las medidas de DC también pueden emplearse en modelos de conmutador, si se busca una solución con tiempos de modelado y simulación reducidos [47]. En la Figura III.7, se muestra una fotografía del set-up utilizado en la adquisición de las curvas I/V, sencillo en comparación con el necesario para medidas pulsadas, junto con el resultado de las mismas. Como se observa, la resistencia en estado ON se ha obtenido de la pendiente, en la zona lineal, de la curva correspondiente a la tensión de puerta más alta ($V_{GS}=0$ V).

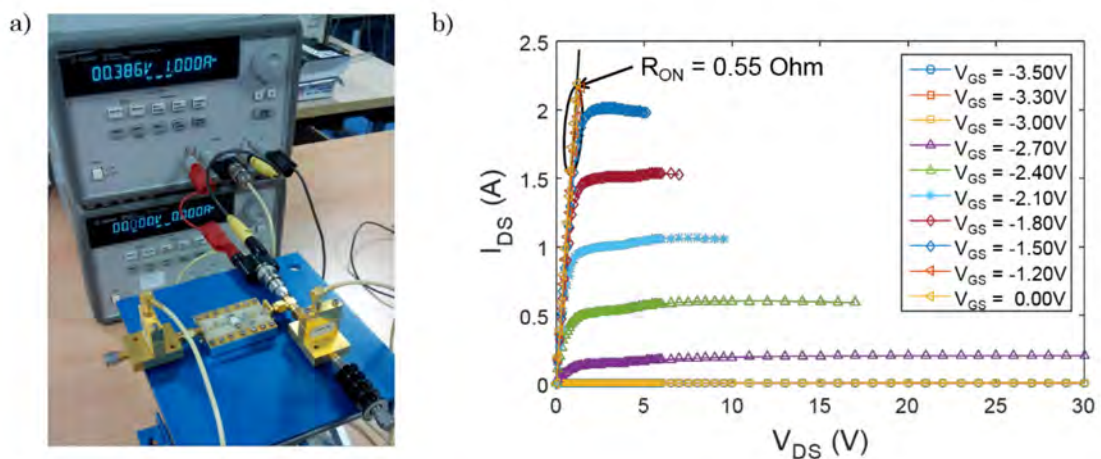


Figura III.7 a) Fotografía del set-up de medida de las curvas IV del transistor CGH35030F y b) resultado de las mismas.

Transistor E-pHEMT ATF-54143 y VMMK-1218

De igual manera que para el transistor GaN HEMT utilizado en la sección anterior, se realizó la caracterización de los dispositivos E-pHEMT estableciendo la tensión de drenador adecuada para la operación en clase E, al mismo tiempo que, dado que son transistores de enriquecimiento, se aprovecha su funcionamiento a $V_{GS}=0$ V. Gracias a ello, es posible implementar topologías rectificadoras sin necesidad de aplicar una tensión en puerta.

El transistor ATF-54143, es un dispositivo de Broadcom que se presenta en un encapsulado de bajo coste (SOT-343). Dispone de una anchura de

puerta de 800 μm y está indicado para distintas aplicaciones inalámbricas en el rango de 450 MHz a 6 GHz de frecuencia. Por su parte, el VMMK-1218, se ofrece con un encapsulado sub-miniatura 0402 (GaAsCap), tiene una longitud de puerta de 0.25 μm y puede ser usado hasta 18 GHz. Aunque ambos presentan alta ganancia y baja figura de ruido, sus rangos de potencia de salida difieren bastante, siendo su $P_{1\text{dB}}$ de 20.4 y 12 dBm, respectivamente.

Una vez medidas las curvas IV del transistor ATF-54143 que se muestran en la Figura III.8, se realizó un barrido de la tensión V_{DS} a $V_{GS} = 0$ V para extraer la tensión de ruptura del dispositivo. Dicho valor se estimó en $V_{br} = 18$ V, siendo la corriente en drenador inferior a 0.05 mA en ese caso. De este modo, con V_{br} y mediante la ecuación (III. 5) es posible calcular la tensión máxima para su operación como clase E. En base dicho resultado se realizaron las medidas de parámetros [S] para distintas tensiones de drenador, entre 0 y $V_{DD\text{max}} = 5$ V, cuyo parámetro S_{22} se representa en la Figura III.9. Finalmente, se obtuvo el valor de R_{ON} para este dispositivo (2.3 Ω).

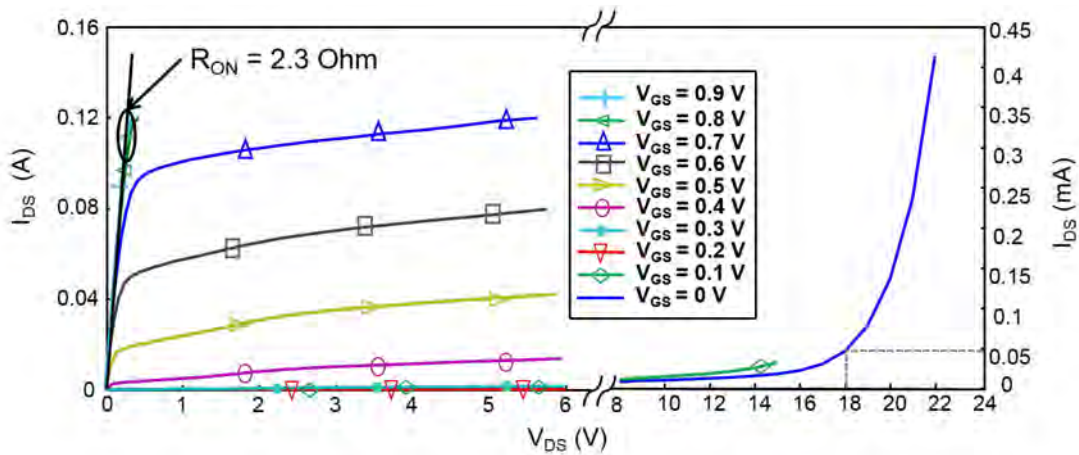


Figura III.8 Curvas I/V del transistor Broadcom ATF-54143 obtenidas mediante medidas en DC y curva a $V_{GS} = 0$ V para mayor valor de V_{DS} .

$$V_{DD\text{max}} = \frac{V_{br}}{3.562} = \frac{18}{3.562} \approx 5 \text{ V} \quad (\text{III. 5})$$

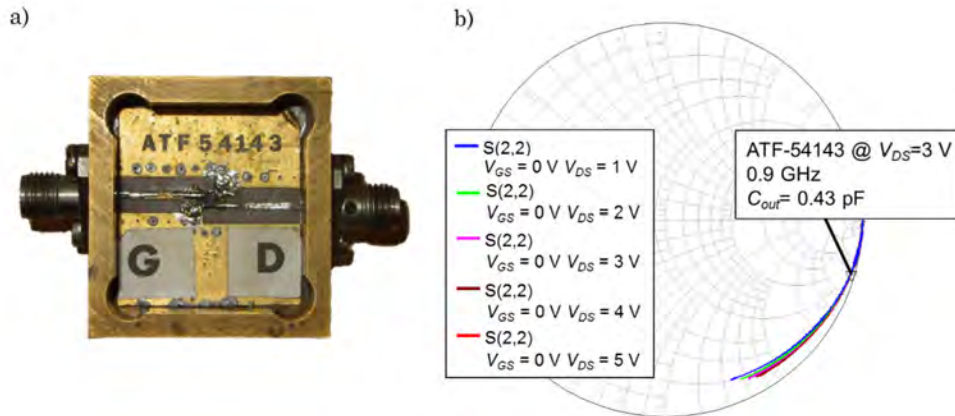


Figura III.9 a) Fotografía del transistor Broadcom ATF-54143 y b) medida de su parámetro S_{22} hasta 3 GHz, para distintas V_{DS} .

Asimismo, se obtuvieron las curvas I/V para el transistor VMMK-1218 y los parámetros [S] a $V_{GS} = 0 V$ y $V_{DS} = 3 V$ (véanse las Figura III.10 y Figura III.11).

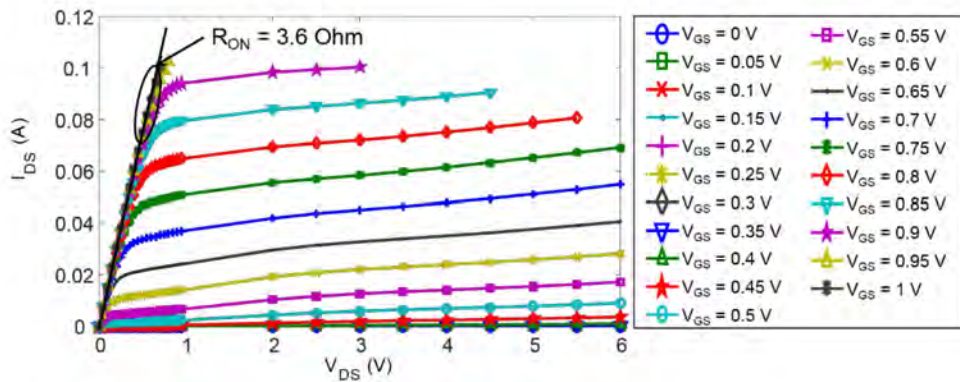


Figura III.10 a) Curvas I/V del transistor Broadcom VMMK-1218 medidas.

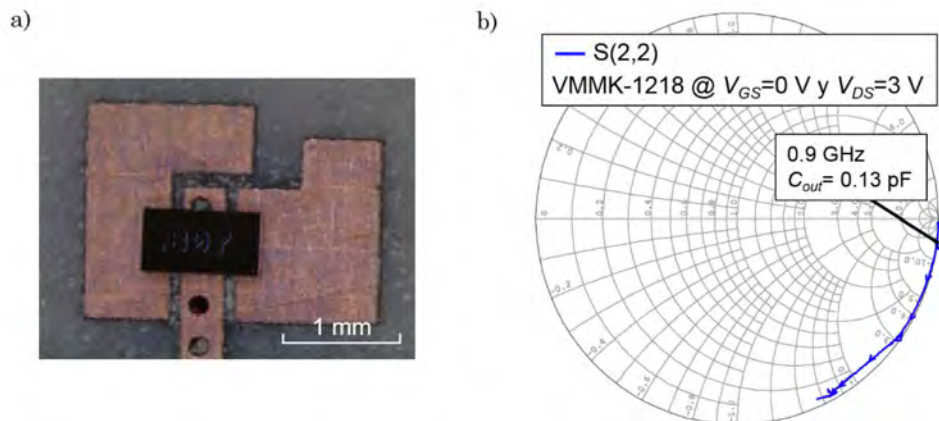


Figura III.11 a) Fotografía y b) parámetro S_{22} del transistor Broadcom VMMK-1218, medido hasta 8 GHz.

A modo de resumen, para una frecuencia de 900 MHz, los parámetros extraídos de las medidas realizadas a los transistores son los mostrados en la Tabla III.2.

Transistor	R_{ON} (Ω)	R_{off} (k Ω)	C_{out} (pF)	Pto. Polarización	
				V_{GS} (V)	V_{DS} (V)
CGH35030F	0.55	6.675	3.56	-3.5	28
ATF-54143	2.3	11.4	0.43	0	3
VMMK-1218	3.6	6300	0.13	0	3

Tabla III.2 Parámetros extraídos de las medidas de parámetros [S] y curvas I/V de cada uno de los transistores utilizados.

III.2.ii. Modelado de transistores HEMT

Con la aparición de la prometedora tecnología GaN HEMT, a principios de siglo comenzaron a proponerse modelos no lineales para predecir su comportamiento. Basado en los propuestos por Statz [38] y Fager [39] para dispositivos FET de GaAs y LDMOS, respectivamente, Cabral propone en [49] una solución para el diseño de amplificadores de potencia a GaN HEMT (clase AB), que además tiene en cuenta los fenómenos de distorsión debidos a la intermodulación (IMD). Este tipo de modelos permiten ser validados de manera completa en una aplicación real, requiriendo una extracción exhaustiva de los elementos intrínsecos y extrínsecos del dispositivo.

No obstante, en el caso de rectificadores y amplificadores de potencia de alta eficiencia, como los que operan en clase E, la idea de poder implementar un modelo de conmutador de un dispositivo HEMT a partir de medidas sencillas del mismo, que además presente una buena convergencia, puede ser interesante, dado que la mayoría de los modelos no lineales están orientados al diseño de amplificadores modo fuente de corriente, por lo que normalmente no se centran en la reproducción de la zona lineal de las curvas I/V ni en la de operación inversa (V_{ds} e $I_{ds} < 0$).

Como puede verse en la Figura III.12a), la ecuación del modelo de conmutador es muy simple, por lo que su precisión en cuanto a valores de

eficiencia no será exacta si se compara con la que se obtendría en las implementaciones reales, pero a cambio permite simular el comportamiento de distintas topologías rectificadoras y amplificadoras, requiriendo únicamente las medidas de R_{ON} y parámetros [S] realizadas anteriormente. Nótese en el esquemático de AWR utilizado para simular un amplificador clase E, según la topología original [44], (Figura III.12b)), que la tensión de entrada V_1 , parámetro de la fuente de corriente controlada por tensión, recibe únicamente pulsos entre '0' y '1', de tal forma que reproduzca al transistor como si de un conmutador ideal se tratase. Por tanto, no es posible realizar una red de adaptación de entrada que permita obtener resultados de PAE.

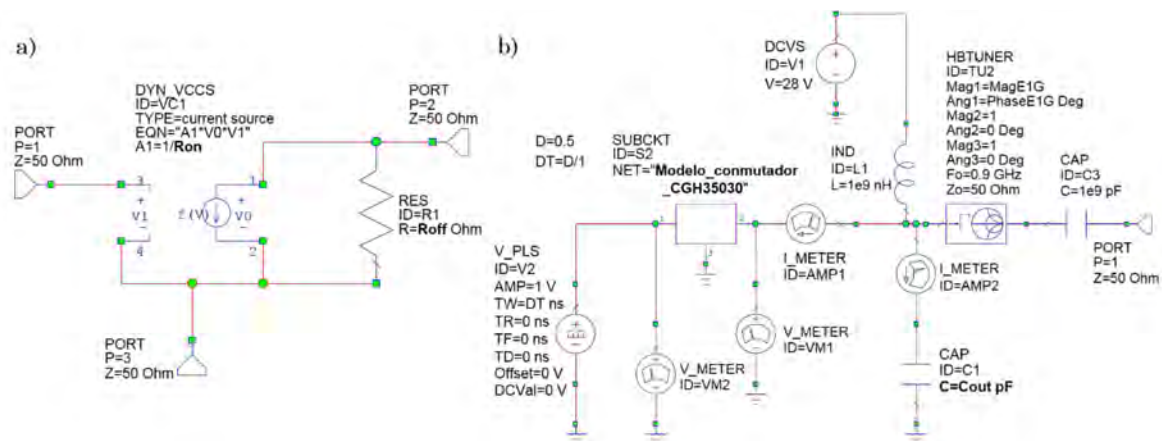


Figura III.12 a) Esquema básico del modelo de conmutador y b) Esquemático en AWR MWO utilizado en la simulación de un amplificador clase E a 900 MHz.

Siguiendo dicho circuito como ejemplo, en la Figura III.13 se muestran los contornos de *load pull* de eficiencia y potencia de salida obtenidos con el modelo de conmutador, para el esquemático de la Figura III.12b), y con el del fabricante, donde se observan las diferencias entre ambos.

En el caso de los círculos de eficiencia, destaca el desplazamiento del punto de impedancia que proporciona el valor máximo, siendo el del modelo de conmutador, mucho más próximo al valor teórico [44]. Sin embargo, teniendo en cuenta que la única diferencia con el caso ideal es que en el modelo de conmutador se tiene en cuenta que la R_{on} y la R_{off} no son 0 e ∞ , respectivamente, en general los círculos de eficiencia son aptos

para conocer la zona de impedancias a la cual terminar el primer armónico en drenador

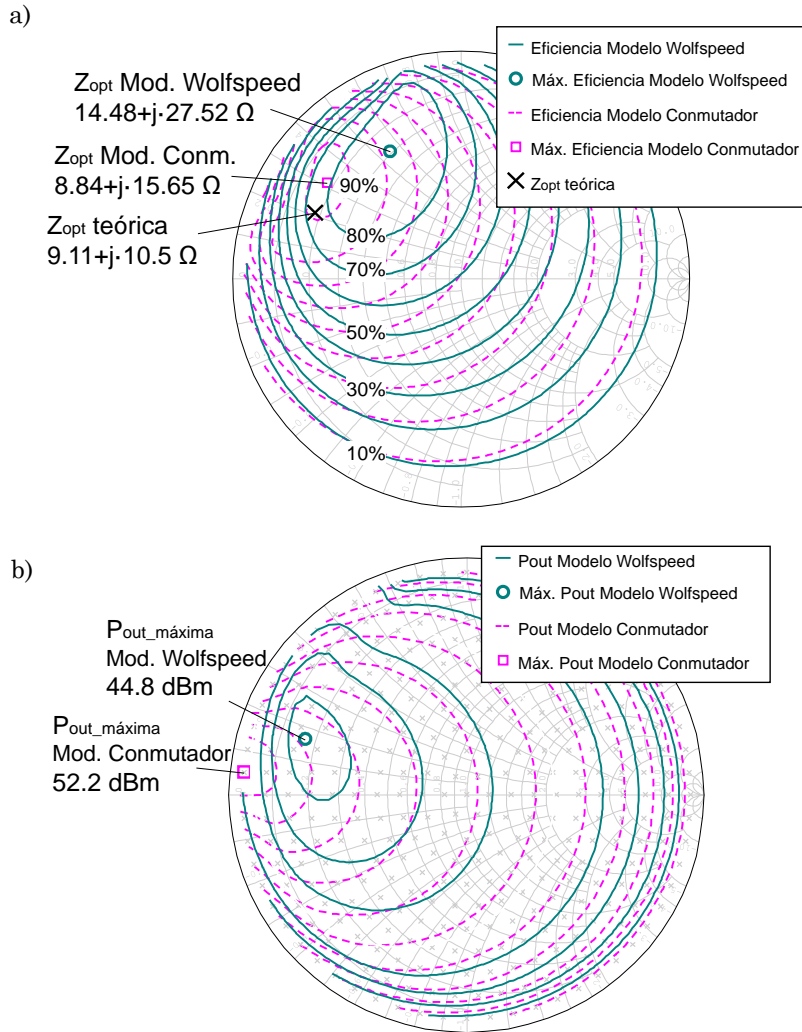


Figura III.13 Comparación de los contornos de load pull obtenidos con el modelo del fabricante (—) y el de conmutador (- -).

Un ajuste más exhaustivo se realizará posteriormente, cuando se realice la implementación con el transistor real, gracias a la flexibilidad en el diseño de las redes que proporciona el uso de elementos concentrados. Si se hiciese uso del modelo del fabricante, también sería necesario dicho ajuste, dadas las diferencias existentes con el comportamiento real del transistor.

En el caso de las curvas de potencia de salida, dado que no se ha fijado ningún límite relativo a la tensión de ruptura del transistor o su corriente máxima, el modelo de conmutador llega hasta valores muy por encima de

los esperados para un dispositivo de 30 W. Pese a ello, estos círculos se pueden aprovechar para conocer la variación en potencia que existe, dado que mantienen la proporción y las zonas de máxima y mínima potencia con los círculos obtenidos con el modelo de Wolfspeed.

Una de las ventajas que presenta este modelo sencillo de conmutador es que, si se desea simular grosso modo un circuito rectificador, bastaría con aplicar el principio de dualidad (descrito en la sección II.2.iii) y añadir una excitación en la vía de RF de drenador, a la vez que se carga con la R_{DC} correspondiente, mientras que con el modelo de Wolfspeed no sería tan evidente. En ese caso, aparecen problemas de convergencia debidos a que el dispositivo trabaja, en estado ON, en una zona donde V_{ds} e $I_{ds} < 0$.

A continuación, se muestran las ecuaciones en las que se basa el modelo del fabricante para definir la fuente de corriente no lineal [39]:

$$V_{gs1} = V_{gs} - V_t \quad (III. 6)$$

$$V_{gs2} = V_{gs1} - \frac{1}{2} \left(V_{gs1} + \sqrt{(V_{gs1} - VK)^2 + \Delta^2} - \sqrt{VK^2 + \Delta^2} \right) \quad (III. 7)$$

$$V_{gs3} = VST \cdot \ln \left(1 + e^{\frac{V_{gs2}}{VST}} \right) \quad (III. 8)$$

$$I_{ds} = \frac{\beta \cdot V_{gs3}^2}{1 + \frac{V_{gs3}}{VL}} \cdot (1 + \lambda V_{ds}) \tanh \left(\frac{\alpha \cdot V_{ds}}{V_{gs3}^{psat}} \right) \quad (III. 9)$$

Dado que la ecuación para la I_{ds} se basa en el uso de la tangente hiperbólica (III. 9), inevitablemente existe una simetría de tipo impar en sus curvas I/V , por lo que la reproducción del tercer cuadrante no es acertada. Esto es evidente en la Figura III.14, donde se comparan dichas curvas con las obtenidas mediante medidas.

Como puede verse, este modelo realiza una buena reproducción del comportamiento del dispositivo cuando es polarizado en la zona de saturación directa ($V_{ds} > 0$), por lo que es especialmente útil en el diseño de amplificadores clase AB.

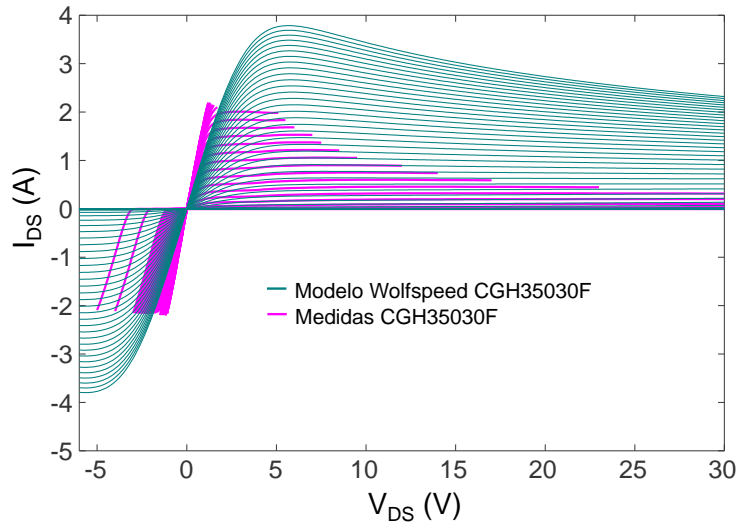


Figura III.14 Comparación de las curvas I/V simuladas usando el modelo del fabricante (—) y las curvas I/V medidas (—).

Por tanto, aunque la simulación de circuitos con dispositivos GaN HEMT se ha visto limitada por las carencias de ambos modelos, se han aprovechado sus virtudes en favor del diseño de las distintas topologías presentadas en los dos capítulos siguientes. Además, se debe de tener en cuenta que gracias a que la frecuencia de trabajo de los circuitos presentados permite el uso de elementos concentrados, existe un amplio grado de control en el montaje real de los mismos, por lo que las simulaciones no son tan claves como pudiera serlo en el caso de utilizar elementos distribuidos o frecuencias más elevadas.

No obstante, de cara a la reproducción fiable del comportamiento de transistores GaN HEMT, también se ha definido un modelo para la fuente de corriente, cuya ecuación para la no linealidad predominante $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$, detallada en [40], es la siguiente:

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{gd}) = \beta(1 + \lambda(V_{gs} - V_{gd})) \left(\left(\frac{V_{gs}^2}{1 + \frac{V_{gs}^{plin}}{VL} + \frac{V_{gs}^{psat}}{VS}} \right) - \left(\frac{V_{gd}^2}{1 + \frac{V_{gd}^{plin}}{VL} + \frac{V_{gd}^{psat}}{VS}} \right) \right) \quad (\text{III.10})$$

Si se comparan las curvas I/V obtenidas con este modelo, con las medidas realizadas en el transistor, puede verse que, a diferencia de lo

observado para el modelo del fabricante (Figura III.14), el modelo propuesto reproduce con bastante exactitud tanto el comportamiento de las curvas I_{DS} vs V_{DS} en la parte negativa, como la zona lineal cuando $V_{DS} > 0$ V.

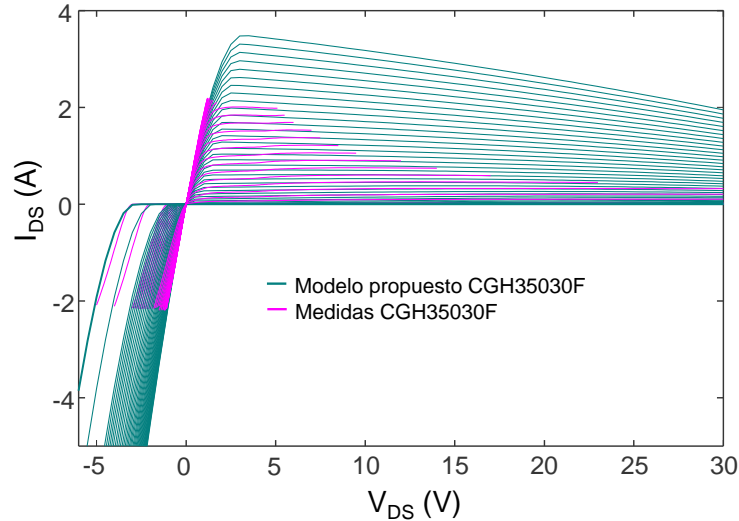


Figura III.15 Comparación de las curvas I/V simuladas usando el modelo propuesto (—) y las curvas I/V medidas (o).

Además, cabe destacar otras soluciones de este tipo orientadas también a la mejora de la predicción de rectificadores y convertidores, como la propuesta por Jardel et al.[52], utilizada por el Grupo de RF y Microondas de la Univ. de Colorado (Boulder), así como en un trabajo conjunto con dicha universidad [53].

III.2.iii. Ecuación para $I_{ds}(V_{gs}, V_{gd})$ del transistor VMMK-1218

Como se ha visto en la sección anterior, un modelo sencillo de conmutador puede ser adecuado para sintetizar una red de terminación de drenador en un amplificador clase E, pero no es suficiente si se desea diseñar la red de adaptación de entrada o simular la operación inversa del dispositivo bajo una topología rectificadora auto-síncrona. En dicho caso, sería necesario el uso de más parámetros, como los que describen la unión Schottky puerta-canal. En este sentido, para el caso del transistor E-pHEMT VMMK-1218 se definió una ecuación para la principal no linealidad $I_{ds}(V_{gs}, V_{gd})$, de cara a obtener una buena reproducción de sus

características I/V en la zona lineal, tanto en operación directa como inversa, que permitiese diseñar circuitos amplificadores y rectificadores con dicho dispositivo. Su circuito equivalente, en su parte intrínseca (se han tenido en cuenta los elementos extrínsecos del modelo proporcionado por el fabricante), se muestra en la Figura III.16, donde las capacidades C_{gs} , C_{ds} y C_{gd} se han considerado lineales y han sido extraídas de los parámetros [S] medidos en estado OFF, mientras que las no linealidades $I_{gs}(V_{gs})$ e $I_{gd}(V_{gd})$ han sido ajustadas teniendo en cuenta la conocida ecuación para la unión Schottky [50].

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{gd}) = \beta [1 + \lambda(V_{gs} - V_{gd})] \left\{ \left[\alpha(V_{gs} - V_{th}) + \ln \left(2 \cosh \left(\alpha(V_{gs} - V_{th}) \right) \right) \right] (1 + \mu V_{gs}) - \left[\alpha(V_{gd} - V_{th}) + \ln \left(2 \cosh \left(\alpha(V_{gd} - V_{th}) \right) \right) \right] (1 + \mu V_{gd}) \right\} \quad (\text{III. 11})$$

donde: $\beta = 14.8 \text{ mS}$ $\alpha = 7 \text{ V}^{-1}$ $\mu = 0.4 \text{ V}^{-1}$ $\lambda = 0.114 \text{ V}^{-1}$

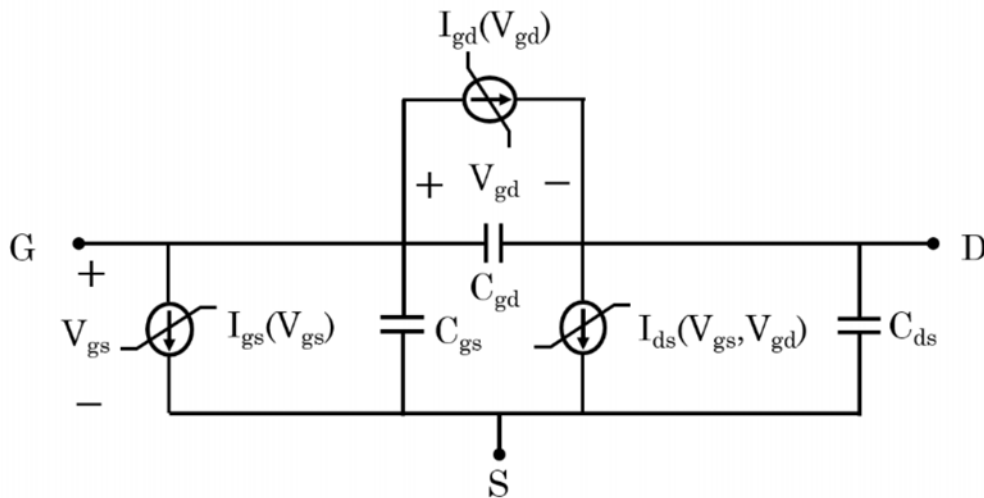


Figura III.16 Modelo de circuito equivalente no lineal.

Las constantes α , β , μ y λ , de la ecuación (III. 11), han sido ajustadas para conseguir una buena reproducción de las curvas I/V del transistor VMMK-1218, según las medidas realizadas sobre el propio dispositivo, por lo que se adecúan a una R_{ON} de 3.6Ω y $V_{th}=0.59 \text{ V}$. Además, dado que las

curvas en la zona de saturación no permanecen constantes, el término $(1 + \mu V_{gs})$ permite aumentar gradualmente su pendiente.

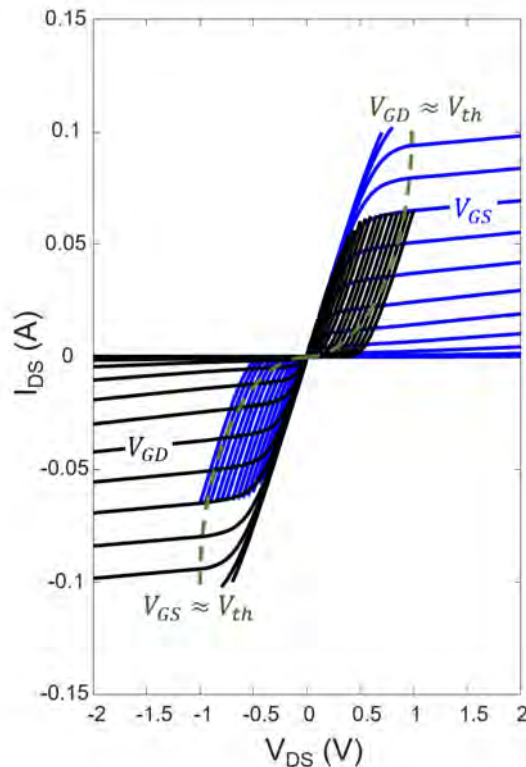


Figura III.17 Curvas I/V parametrizadas con la tensión V_{GS} (—) y V_{GD} (—).

Como puede verse en la ecuación propuesta, al igual que en trabajos previos [51],[52], se han utilizado las tensiones V_{gs} y V_{gd} aprovechando la simetría real que tiene el canal de la mayoría de los dispositivos FET respecto al intercambio entre drenador y fuente. Dicha simetría puede verse más fácilmente si se representan las curvas I/V parametrizadas con la tensión de puerta-fuente y la tensión puerta-drenador (véase Figura III.17).

A la vista de las curvas I/V de la Figura III.2 y Figura III.17, pueden distinguirse cuatro zonas:

- **Zona de saturación directa ($V_{ds} > 0$)**
 $V_{gd} < V_{th} \rightarrow I_{ds}$ depende principalmente de $f(V_{gs})$.
- **Zona de saturación inversa ($V_{ds} < 0$)**
 $V_{gs} < V_{th} \rightarrow I_{ds}$ depende principalmente de $f(V_{gd})$.

▪ **Zona lineal (directa e inversa)**

I_{ds} depende de ambas funciones $f(V_{gs})$ y $f(V_{gd})$ ($(V_{gs} > V_{th})$ y $(V_{gd} > V_{th})$).

Siendo las funciones $f(V_{gs})$ y $f(V_{gd})$ fácilmente identificables en este caso si se agrupa la ecuación (III. 11), según su dependencia con las tensiones V_{gs} y V_{gd} :

$$I_{ds} = \beta[1 + \lambda(V_{gs} - V_{gd})]\{f(V_{gs}) - f(V_{gd})\} \quad (III. 12)$$

De cara a validar el modelo, en la Figura III.18 puede verse una comparación de las curvas I/V medidas con las obtenidas utilizando el modelo propuesto. La predicción se ha enfocado principalmente en la zona lineal, siendo la pendiente de las curvas en saturación difícil de reproducir para valores de V_{GS} elevados.

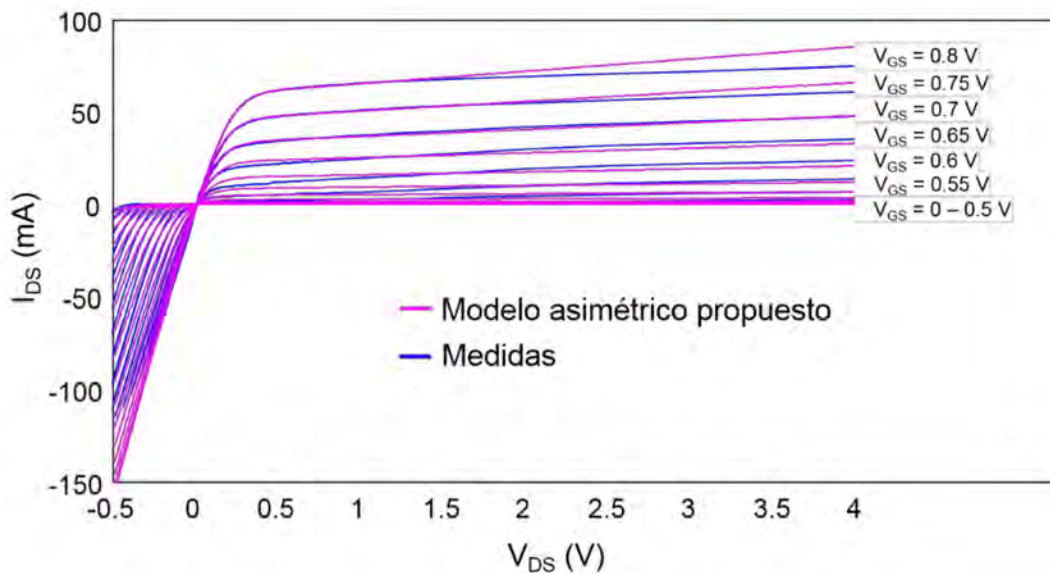


Figura III.18 Capacidad de predicción de las curvas IV del transistor VMMK-1218 comparadas con las obtenidas mediante medidas.

III.3 Referencias

- [1] Datasheet de MRF1K50H. Disponible en: <http://www.nxp.com/products/rf/rf-power-transistors/>.
- [2] L. Zhao, M. Watts, B. Noori and J. Jones, "A 230 W, 1.8 to 2.2 GHz broadband LDMOS power amplifier utilizing multi-section integrated passive device input matching," *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, Paris, 2015, pp. 227-230.
- [3] T. Maudoux, D. Moni and L. Pelletier, "New Family of Wideband Doherty RFIC Power Amplifiers Linearized with Dual Path Adaptive Predistortion

- Device”, *Application Note AN5296- rev 1: Effective Small Cell Solutions for MIMO Radios*, NXP Semiconductors, 2017. Disponible en: <http://www.nxp.com/>.
- [4] Datasheet de Wolfspeed CGHV1J070D. Disponible en: <http://www.wolfspeed.com/cghv1j070d>.
- [5] J. Schellenberg, B. Kim and T. Phan, "W-Band, Broadband 2W GaN MMIC," *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, Seattle, WA, 2013, pp. 1-4.
- [6] R. Giofrè, P. Colantonio, F. De Arriba, L. Gonzalez, L. Cabria, "A 300W Complete GaN Solid State Power Amplifier for Positioning System Satellite Payloads," *2016 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, S. Francisco, CA, June 2016.
- [7] EU 7th Framework Programme Project: Space Qualification of High-Power SSPA based on GaN technology (SLOGAN). <http://www.fp7-slogan.eu/>.
- [8] P. J. González, "Design of a Solid State Power Amplifier for a H+ ECR Ion Source at 2.7 GHz", *TIARA Workshop on RF Power Generation for Accelerators*. Angstrom Laboratory, Uppsala, Sweden, June 2013.
- [9] F. H. Raab, "650-W high-efficiency amplifier for 704 MHz," *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, San Francisco, CA, 2016, pp. 1-3.
- [10] Datasheet de Wolfspeed CGHV1J025S. Disponible en: <http://www.wolfspeed.com/cghv1f025s>
- [11] Datasheet de Teledyne MEC TWTAs. Disponible en: <http://www.teledyne-mec.com>
- [12] Datasheet BUCs de TTI Norte. Disponible en: <http://www.ttinorte.es>.
- [13] Datasheet HPAs de Erzia. Disponible en: <http://www.erzia.com/microwave/hpa>
- [14] Datasheet Teledyne Cougar. Disponible en: <http://www.teledynemicrowave.com/.../teledyne-cougar-gan-amplifiers>
- [15] Datasheet de Broadcom VMMK-1225. Jan. 2014. Disponible en: <https://www.broadcom.com/products/wireless/transistors/fet/vmmk-1225>
- [16] J. A. García, R. Marante and M.N. Ruiz, "GaN HEMT Class E² Resonant Topologies for UHF DC/DC Power Conversion," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 12, pp. 4220-4229, Dec. 2012.
- [17] A. Boaventura, A. Collado, N. B. Carvalho and A. Georgiadis, "Optimum behavior: Wireless power transmission system design through behavioral models and efficient synthesis techniques," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 2, pp. 26-35, March-April 2013.
- [18] N. Shinohara, "Power Without Wires," *IEEE Microwave Mag.*, pp. S64-S73, Dec. 2011 Supplement.
- [19] Stephen A. Maas, *The RF and Microwave Circuit Design Cookbook*, Norwood(MA), Artech House Inc., 1998.
- [20] K. Joshin, T. Kikkawa, S. Matuda, K. Watanabe, "Outlook for GaN HEMT Technology", *Fujitsu Sci. Tech. Journal*, vol. 50, no. 1, pp. 138-143, January 2014.

- [21] Nitronex Corporation, "GaN Essentials: Substrates for GaN RF Devices", APPLICATION NOTE AN-011, June 2008.
- [22] D. W. Runton, B. Trabert, J. B. Shealy and R. Vetury, "History of GaN: High-Power RF Gallium Nitride (GaN) from Infancy to Manufacturable Process and Beyond," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 3, pp. 82-93, May 2013.
- [23] GaN RF Technology For Dummies,® *Qorvo Special Edition*, John Wiley & Sons, Inc.
- [24] J. C. Zolper, "Wide bandgap semiconductor microwave technologies: from promise to practice," *International Electron Devices Meeting 1999. Technical Digest (Cat. No.99CH36318)*, Washington, DC, USA, 1999, pp. 389-392.
- [25] Wolfspeed GaN HEMT MMICs (online) Disponible en : <http://www.wolfspeed.com/rf/foundry-services/gan-hemt-mmic>
- [26] K. Kikuchi, M. Nishihara, H. Yamamoto, S. Mizuno, F. Yamaki and T. Yamamoto, "A 65 V operation high power X-band GaN HEMT amplifier," *2014 Asia-Pacific Microwave Conference*, Sendai, Japan, 2014, pp. 585-587.
- [27] D.-W. Wu et al., "A 2W, 65% PAE Single-Supply Enhancement-Mode Power PHEMT for 3V PCS Applications," *IEEE Microwave Symp. Digest*, pp. 1319-1322, 1997.
- [28] D-W Wu *et al.*, "An enhancement-mode PHEMT for Single-Supply Power Amplifiers," *The Hewlett-Packard Journal*, pp. 1-16, Feb. 1998.
- [29] M. H. Misran, M. A. Meor Said, K. G. Cheng, M. A. Othman, M. M. Ismail and H. A. Sulaiman, "Design of GaAs E-pHEMT Low Noise Amplifier for WLAN application," *2012 International Conference on Green and Ubiquitous Technology*, Jakarta, 2012, pp. 106-109.
- [30] H. K. Lee, A. King-CS, H. M. Fuad and T. Chong-CK, "A low noise figure high linearity balanced amplifier module for cellular band base station's tower mounted amplifier application using E-mode pHEMT technology," *2008 Asia-Pacific Microwave Conference*, Macau, 2008, pp. 1-4.
- [31] C. L. Lim, P. Serano and J. L. Ackerman, "Pre-amplifiers for a 15-Tesla magnetic resonance imager," *2013 IEEE International RF and Microwave Conference (RFM)*, Penang, 2013, pp. 295-299.
- [32] J. A. Garcia, E. Malaver and L. Cabria, "A zero-bias single-device balanced E-PHEMT mixer with conversion gain for RFID applications," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, Philadelphia, PA, USA, 2003, pp. 1311-1314 vol.2.
- [33] S. Kumar, J. Kessler and H. Morkner, "6-24 GHz Mixer Using 0.25 μm Enhancement Mode PHEMT Technology in a Low Cost Chip Scale Package," *2008 European Microwave Integrated Circuit Conference*, Amsterdam, 2008, pp. 238-241.
- [34] C. Gómez, José A. García, A. Mediavilla, and A. Tazón, "A High Efficiency Rectenna Element using E-pHEMT Technology," *12th GaAs Symposium, Amsterdam*, 2004.
- [35] T. Fernández, "Estudio del comportamiento dinámico y modelado gran señal de dispositivos GaAs MESFET para comunicaciones en tecnología

- monolítica”. *Ph.D. dissertation*, Dept. Ing. de Telec., University of Cantabria, Santander, Cantabria, Spain, 1995.
- [36] J. M. Zamanillo Sainz de la Maza, “Metodología para la Extracción Lineal y No-lineal de Modelos Circuitales para Dispositivos MESFET y HEMT de Media / Alta Potencia”, *Ph.D. dissertation*, Dept. Ing. de Telec., University of Cantabria, Santander, Cantabria, Spain, 1996.
- [37] M. Chaibi, “Estudio, Caracterización y Modelado Avanzado de los Efectos Térmicos y Trampa en los Transistores MESFET y HEMT de Microondas”, *Ph.D. dissertation*, Dept. Ing. de Telec., University of Cantabria, Santander, Cantabria, Spain, 2009.
- [38] H. Statz, P. Newman, I. W. Smith, R. A. Pucel and H. A. Haus, "GaAs FET device and circuit simulation in SPICE," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 34, no. 2, pp. 160-169, Feb 1987.
- [39] C. Fager, J. C. Pedro, N. B. Carvalho, and H. Zirath, "Prediction of IMD in LDMOS Transistor Amplifiers Using a New Large-Signal Model," *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, vol. 50, pp. 2834-2842, Dec. 2002.
- [40] R. Marante, “Diseño de Circuitos y Esquemas de Transmisión con Alta Eficiencia en Tecnología GaN HEMT”, *Ph.D. dissertation*, Dept. Ing. de Telec., University of Cantabria, Spain, 2016.
- [41] Datasheet ATF-54143 Broadcom, June 2012. Disponible en: <https://www.broadcom.com/products/wireless/transistors/fet/atf-54143>
- [42] Datasheet VMMK-1218 Broadcom. Feb. 2012. Disponible en: <https://www.broadcom.com/products/wireless/transistors/fet/vmmk-1218>
- [43] Datasheet de Wolfspeed CGH35030F. Disponible en: <http://www.wolfspeed.com/cgh35030>
- [44] F. H. Raab, “Idealized operation of the class E tuned power amplifier,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CS-24, no. 12, pp. 725–735, Dec. 1977.
- [45] A. V. Grevennikov and H. Jaeger, “Class E with Parallel Circuit – A New Challenge for High-Efficiency RF and Microwave Power Amplifiers,” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp*, pp. 1627-1630, Seattle, WA, June 2002.
- [46] T. Fernandez, Y. Newport, J. M. Zamanillo, A. Tazon and A. Mediavilla, "Extracting a bias-dependent large signal MESFET model from pulsed I/V measurements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 3, pp. 372-378, Mar 1996.
- [47] R. Negra, T. D. Chu, M. Helaoui, S. Boumaiza, G. M. Hegazi and F. M. Ghannouchi, "Switch-based GaN HEMT model suitable for highly-efficient RF power amplifier design," *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, Honolulu, HI, 2007, pp. 795-798.
- [48] N. O. Sokal, "RF power amplifiers, classes A through S-how they operate, and when to use each," *Professional Program Proceedings. Electronic Industries Forum of New England*, Boston, MA, 1997, pp. 179-252.
- [49] P. M. Cabral, J. C. Pedro, and N. B. Carvalho, "Nonlinear Device Model of Microwave Power GaN HEMTs for High Power Amplifier Design," *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, vol. 52, pp. 2585-2592, Nov. 2004.

- [50] W. Shockley, "A unipolar 'Field-Effect' transistor", Proc. IRE, vol. 40, pp. 1365-1376, 1952.
- [51] J. A. Garcia, J. C. Pedro, M. L. De La Fuente, N. B. De Carvalho, A. M. Sanchez and A. T. Puente, "Resistive FET mixer conversion loss and IMD optimization by selective drain bias," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 12, pp. 2382-2392, Dec 1999.
- [52] O. Jardel, G. Callet, C. Charbonniaud, *et al.*, "A new nonlinear HEMT model for AlGaIn/GaN switch applications," *European Microwave Integrated Circuits Conference*, 2009. EuMIC 2009. pp. 73-76, 28-29 Sept. 2009.
- [53] I. Ramos, M. N. Ruiz, 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.
- [54] K. Yhland, N. Rorsman, M. Garcia and H. F. Merkel, "A symmetrical nonlinear HFET/MESFET model suitable for intermodulation analysis of amplifiers and resistive mixers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 1, pp. 15-22, Jan 2000.

Capítulo IV

Amplificadores y

Rectificadores

Síncronos Clase E

El primer paso en el desarrollo de transmisores de alta eficiencia para comunicaciones contenidos en esta tesis es el diseño e implementación de cada una de los bloques que lo componen, siendo claramente el amplificador de potencia clase E, el elemento clave, ya que de él depende fundamentalmente la eficiencia del sistema completo. Asimismo, su topología puede ser adaptada, empleando el principio de dualidad, para su uso como rectificador síncrono, lo que permite que también sea aprovechado en otros campos de aplicación.

Por tanto, en este capítulo se describen los diseños e implementaciones de los amplificadores y rectificadores síncronos clase E, tanto para aplicaciones de comunicaciones como para alimentación inalámbrica y recuperación de energía del ambiente.

IV.1 Diseño de Amplificadores de Potencia de Alta Eficiencia

Como se comentó en los Capítulos I y II, de cara a conseguir una amplificación lineal y eficiente, es necesario adaptar el consumo de potencia a la envolvente de la señal, mediante el uso de arquitecturas de transmisión inalámbrica basadas en la modulación de la tensión de drenador o en la modulación de la carga. El tipo de control utilizado puede

determinar en parte la topología del amplificador de potencia clase E, pero también vendrá determinado por el ancho de banda requerido y la frecuencia de diseño escogida.

La operación clase E minimiza la disipación de potencia haciendo conducir al transistor de tal modo que actúe como un conmutador. Por tanto, el diseño de la red de terminación de salida es clave para evitar que las formas de onda de tensión y corriente del transistor se solapen. Aunque también se puede realizar utilizando líneas de transmisión [1], la mejor opción en el diseño de amplificadores clase E en UHF es el uso de elementos concentrados, es decir, bobinas y condensadores de alto factor de calidad [2][3].

En este sentido, a continuación se presentan tres amplificadores de potencia clase E, evolucionando desde un diseño banda estrecha (al que en adelante se hará referencia como clase E “original”, al estar basado en la topología propuesta por Sokal [4]), hacia topologías con un mejor comportamiento de la eficiencia con la frecuencia, realizándose una comparativa de los mismos al término de esta sección.

IV.1.i. Diseño de Inversor Clase E a 770 MHz

En este caso, se ha seleccionado el transistor CGH35030F para realizar un diseño a 770 MHz. De cara a obtener una estimación aproximada de la corriente máxima que puede soportar, se han simulado las curvas IV del dispositivo utilizando el modelo proporcionado por el fabricante sin la resistencia térmica (R_{TH}), para que no se reproduzca el efecto debido al autocalentamiento y se asemejen lo más posible a unas características dinámicas (al anular la R_{TH} no se eliminan los efectos de dispersión asociados a los estados trampa por lo que las características dinámicas pueden ser diferentes). Dichas curvas se muestran en la Figura IV.1, las cuales pueden alcanzar una corriente máxima de hasta 5.8 A. Además, el dispositivo presenta una capacidad de salida $C_{out} = 2.9$ pF a 1 MHz.

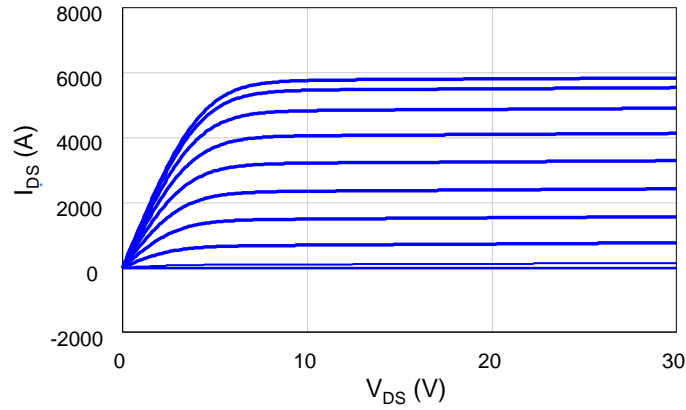


Figura IV.1 Curvas IV del transistor CGH35050F.

Como es sabido, el rango de operación en frecuencia viene limitado principalmente por la capacidad de salida del dispositivo, quedando patente en la ecuación (IV. 1), a partir de la cual es posible obtener la frecuencia máxima teórica ideal para la operación como clase E (se ha asumido que la capacidad de salida equivalente no varía con la frecuencia). Para una frecuencia superior a 1.1 veces la $f_{m\acute{a}x}$, el amplificador podrá alcanzar una eficiencia máxima teórica inferior a la ideal ($\eta < 100\%$), que se irá degradando cuanto mayor sea la frecuencia de operación [5]. Sin embargo, aunque la eficiencia máxima pueda verse ligeramente disminuida, la operación subóptima permite reducir el estrés provocado en el dispositivo debido que el valor pico que puede alcanzar la tensión en drenador es menor que el nominal [6].

$$f_{m\acute{a}x} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{56.5 \cdot C_{out} \cdot V_{ds}} = \frac{5.8}{56.5 \cdot 2.9 \cdot 10^{-12} \cdot 28} = 1264 \text{ MHz} \quad (\text{IV. 1})$$

Dado que la relación entre la frecuencia de trabajo $f = 770 \text{ MHz}$ y la frecuencia teórica máxima obtenida para el caso ideal, $f/f_{m\acute{a}x} < 1$, la eficiencia máxima teórica ideal será del 100%. Por tanto, se tomará como valor de partida para alcanzar la máxima eficiencia, la impedancia óptima en drenador a la frecuencia fundamental para un amplificador clase E (IV. 2), mientras que el segundo y tercer armónico, los más influyentes en la figura de eficiencia [7], se terminarán en la condición más próxima posible a circuito abierto (IV. 3).

$$Z_{opt} \cong \frac{0.28015}{\omega \cdot C_{out}} e^{j \cdot 49.0524^\circ} = \frac{0.1836}{\omega \cdot C_{out}} + j \frac{0.2116}{\omega \cdot C_{out}} = 10.54 + j12.15 \Omega \quad (IV. 2)$$

$$Z_d(K \cdot f) = \infty \quad \text{con } K > 1 \quad (IV. 3)$$

Considerando el valor de Z_{opt} , calculado con la capacidad de salida correspondiente a la frecuencia de trabajo ($C_{out} = 2.96 \text{ pF}$), es posible utilizar distintas topologías para sintetizarlo. Por un lado, se puede hacer uso de redes multiarmónicas [1], que comprenden un mayor número de elementos pero a cambio proporcionan un ajuste fino de la impedancia al fundamental y de la condición de circuito abierto a los armónicos, y por otro, de redes más compactas, que permiten reducir las pérdidas debidas a los parásitos al estar formadas por menos elementos, como la propuesta en este caso, cuyo esquemático se muestra en la Figura IV.2.

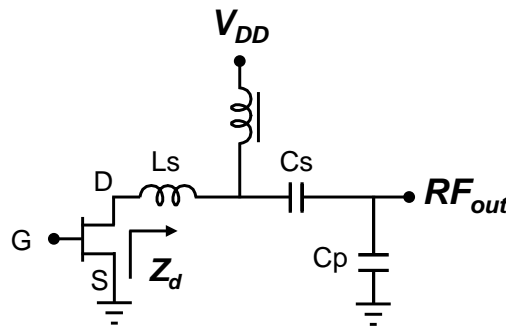


Figura IV.2 Topología de la red de salida del amplificador clase E con elementos concentrados, basada en bobina auto-resonante.

Aprovechando la propiedad auto-resonante de que disponen las bobinas reales, se ha utilizado un único elemento para ajustar el abierto a los armónicos, seleccionando una bobina, L_s , cuya frecuencia de resonancia se encuentra entre $2f_0$ y $3f_0$. Después, con un condensador en serie, C_s , para un ajuste fino de la reactancia inductiva deseada $0.2116/(\omega \cdot C_{out})$, y otro a masa, C_p , para transformar 50Ω al valor de carga resistiva óptimo $0.1836/(\omega \cdot C_{out})$, se ha terminado la impedancia en drenador a f_0 .

En la Figura IV.3 pueden verse los contornos de eficiencia y potencia de salida, obtenidos de la simulación de *load pull*, junto con la evolución con frecuencia de la impedancia que presenta en drenador la red de salida

propuesta (Figura IV.2), simulada con componentes de ATC y Coilcraft de la librería. Aunque las terminaciones del segundo y tercer armónico no se encuentran exactamente en circuito abierto, están lo suficientemente bien terminados como para que, en términos de eficiencia, sea una ventaja el uso de un menor número de elementos. Según la simulación, realizada con el modelo del fabricante, la eficiencia máxima es de 91.9%, mientras que con la red de salida propuesta se obtendría un valor muy cercano (88.6%).

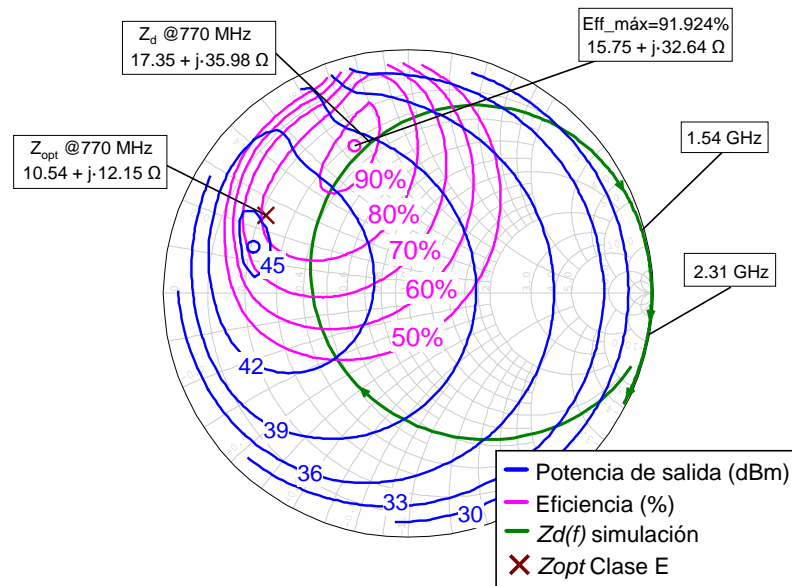


Figura IV.3 Carta de Smith con los contornos de eficiencia y potencia de salida simulados. Además, se incluye la variación de Z_d con frecuencia para la red de salida simulada y la impedancia nominal Z_{opt} .

Considerando dichos resultados, se realizó la implementación real de la red de salida, para sintetizar la Z_d que maximice la eficiencia.

IV.1.i.a. Implementación del Amplificador Clase E

En todas las implementaciones que se describen en esta tesis, se ha utilizado el mismo sustrato, el ARLON 25N, cuyas características principales se muestran en la Tabla IV.1.

ARLON 25N	
Altura del sustrato (H)	762 μm
Altura de la metalización (T)	70 μm
Constante dieléctrica relativa (ϵ_r)	3.38
Factor de disipación (tangente de pérdidas δ)	0.0025

Tabla IV.1 Características del sustrato ARLON 25N.

Una vez fabricadas las placas, previamente dibujadas usando la herramienta AutoCAD, se ajustó la red de salida con ayuda de un analizador de redes. Los valores del circuito finalmente implementado se encuentran en la Tabla IV.2, siendo el esquemático del amplificador completo y su fotografía los mostrados en las Figura IV.4 y Figura IV.5.

Como puede verse, además de las redes de entrada y salida, es necesario incluir las redes de polarización, formadas por una bobina de choque, L_f , y un condensador, C_c , que proporcionan condiciones de circuito abierto y de cortocircuito a la frecuencia de trabajo, respectivamente, además de un banco de condensadores de valor alto, para evitar posibles inestabilidades provocadas por terminaciones reactivas inapropiadas en baja frecuencia, donde los transistores suelen tener una mayor ganancia. Por el mismo motivo, y dado que no hay consumo de corriente en puerta ($I_{GS} = 0$ V), se suele incluir una resistencia de 50Ω en esa vía de polarización (en la práctica se usó un valor de 51Ω).

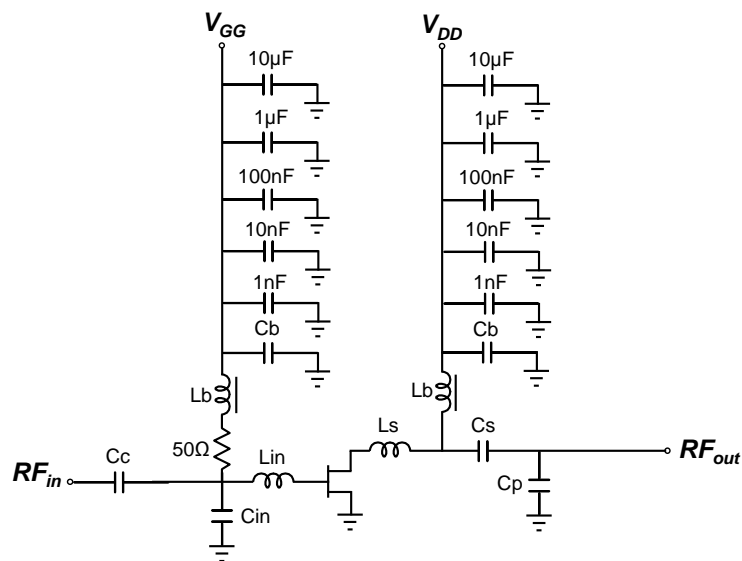


Figura IV.4 Topología de amplificador clase E con elementos concentrados, basada en bobina auto-resonante.

Componente	C_c, C_b	L_b	L_{in}	C_{in}	L_s	C_s	C_p
Valor	82 pF	150 nH	3.85 nH	8.2 pF	12.5 nH	3.3 pF	2 pF

Tabla IV.2 Valores de los elementos utilizados en el diseño del amplificador clase E a 770 MHz con bobina auto-resonante.

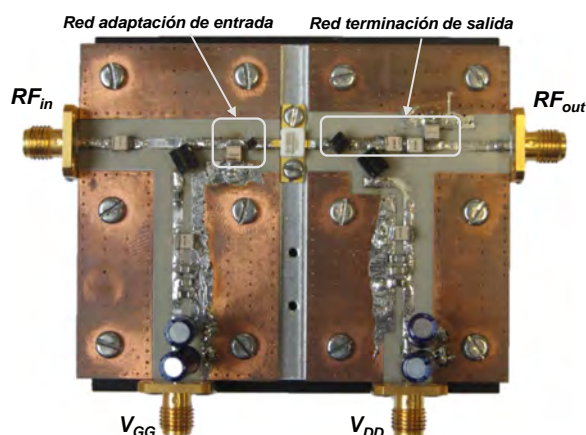


Figura IV.5 Fotografía del amplificador clase E a 770 MHz, con detalle de las redes de entrada y salida.

IV.1.i.b. Caracterización Estática del Amplificador Clase E

El amplificador se caracterizó con una excitación de onda continua (CW), frente a la variación de frecuencia, potencia de entrada (P_{inRF}), tensión en drenador (V_{DD}) y resistencia de carga (R_L), utilizando un sistema de medida como el mostrado en la Figura IV.6, adaptado a cada tipo de barrido. De este modo, se puede conocer su comportamiento global de cara a su posterior uso en arquitecturas de transmisión eficientes (basadas principalmente en la modulación de la carga o de la tensión en drenador).

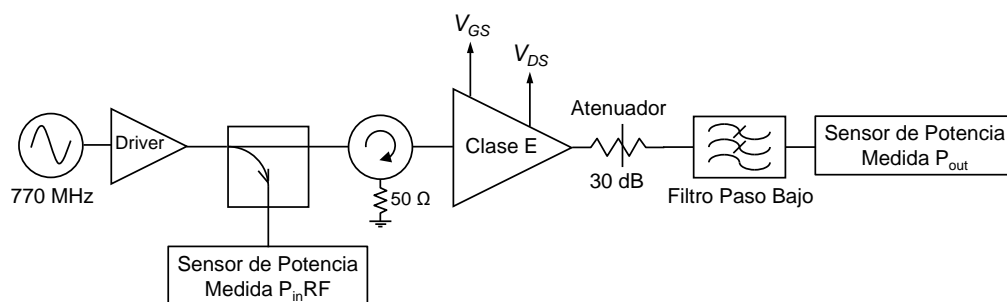


Figura IV.6 Sistema de medida utilizado en la caracterización del amplificador de potencia clase E a 770 MHz.

La evolución de la eficiencia, la eficiencia de potencia añadida (PAE), así como la ganancia frente a la potencia de entrada puede verse en la Figura IV.7a), para una condición de $V_{GS} = -3.8$ V y $V_{DS} = 28$ V. El valor de eficiencia máxima y la condición más cercana a la operación como amplificador modo conmutado se obtiene para un valor de $P_{inRF} = 23.7$

dBm. En este punto la eficiencia y la PAE alcanzan un valor de 87.5% y 85.5% respectivamente, siendo la potencia de salida $P_{out} = 40.2$ dBm, por lo que se obtiene una ganancia de 16.5 dB.

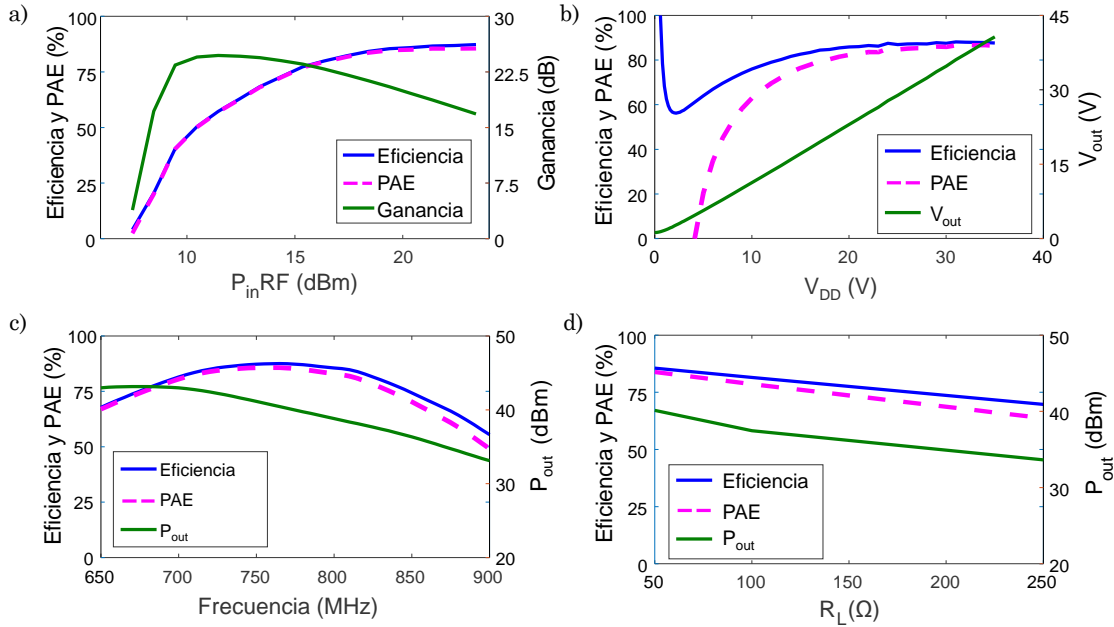


Figura IV.7 Perfiles medidos del amplificador clase E a 770 MHz.

También es interesante caracterizar el amplificador con la tensión de polarización en drenador, de modo a valorar su posible uso como etapa de modulación en un esquema transmisor de tipo EER o ET. La variación de la amplitud de la tensión de salida, en 770 MHz, que se muestra en la Figura IV.7b), sigue linealmente a la polarización en drenador, excepto a valores muy cercanos a cero debido al efecto *feedthrough* asociado a la capacidad C_{gd} del transistor [8]. Este resultado de linealidad es satisfactorio de acuerdo a los altos requerimientos de los sistemas de comunicación inalámbricos.

El comportamiento frente a la frecuencia se muestra en la Figura IV.7c), donde se observa que el perfil de eficiencia está centrado a 770 MHz, mientras que el perfil de potencia de salida es decreciente. Se obtiene un valor de eficiencia superior al 80% en un ancho de banda de 135 MHz (695 – 830 GHz) y de 115 MHz (700 – 815 GHz) en el caso de la PAE.

La caracterización frente a la variación de la carga se ha realizado solamente a 100 y 250 Ω , para conocer cómo se mantiene la eficiencia si se opera el amplificador lejos de la condición de carga de 50 Ω y que rango de control de la potencia de salida se podría cubrir, con vistas a su posible uso dentro de un esquema de transmisión tipo outphasing. En la medida se utilizó un sintonizador manual con stubs deslizantes y una línea coaxial extensora, insertada entre la salida del amplificador y el sintonizador, para ajustar la longitud eléctrica necesaria para trasladar la variación de la impedancia vista en drenador a la zona de impedancia óptima. Según los resultados mostrados en la Figura IV.7d), se ha medido una eficiencia del 70% en una condición de carga de 250 Ω , 6.5 dB por debajo de la potencia a 50 Ω (40.1 dBm). Aunque pueda parecer que el rango de control es escaso, sería necesaria una caracterización más completa, que alcanzase valores por debajo de 50 Ω (al menos hasta el valor de R_L que proporcione la potencia máxima).

Considerando los resultados mostrados, puede decirse que esta topología permite alcanzar valores de eficiencia en el estado de la técnica en UHF. Sin embargo, ese comportamiento no se mantiene en frecuencia alejadas de la de trabajo, por lo que si se quiere obtener un perfil de banda ancha es necesario recurrir a amplificadores cuya red de terminación de salida sea menos selectiva en la banda del fundamental, como la que se propone a continuación.

IV.1.ii. Diseño de Inversor Clase E de Banda Ancha

En la topología del clase E original, propuesta por Sokal [4], el factor de calidad del circuito LC resonante, Q_s , serie debe ser lo suficientemente alto como para garantizar que la corriente entregada a la carga, a la frecuencia de diseño, f_0 , sea una senoide. Sin embargo, al optimizar la red de salida para un funcionamiento óptimo a f_0 , la impedancia nominal en drenador se aleja del valor óptimo cuando varía la frecuencia. Se obtiene, como se ha visto en el diseño anterior, un comportamiento de

banda estrecha en términos de eficiencia, con un perfil de potencia de salida decreciente con la frecuencia, lo que limita el uso de estas topologías para amplificadores de banda ancha.

Por tanto, se propuso un diseño que cubriese la banda de frecuencias entre $f_1= 750$ y $f_2= 960$ MHz, cuyo esquemático puede verse en la Figura IV.8, donde la bobina del circuito LC serie de la topología original se ha sustituido por un circuito $L_{1p}C_{1p}$ paralelo. De este modo, su inductancia equivalente, L_{eq} , es menor y a su vez, el factor de calidad Q_s , logrando reducir la sensibilidad de la impedancia óptima en drenador con la variación de frecuencia. Para lograr esto último, el factor de calidad del circuito $L_{1p}C_{1p}$ paralelo, Q_{1p} , debería ser lo más alto posible. Sin embargo, también conviene que Q_{1p} sea bajo si se quieren terminar adecuadamente el segundo y tercer armónico (lo más próximos posible a la condición de circuito abierto), por lo se ha optado por un valor de compromiso que cumpla ambos requerimientos.

La red de terminación de salida se compone por tanto de la inductancia L_{eq} y el condensador a masa, C_{2p} , que realizan la transformación de 50Ω a la zona de impedancias cercanas al valor nominal correspondiente a la frecuencia fundamental.

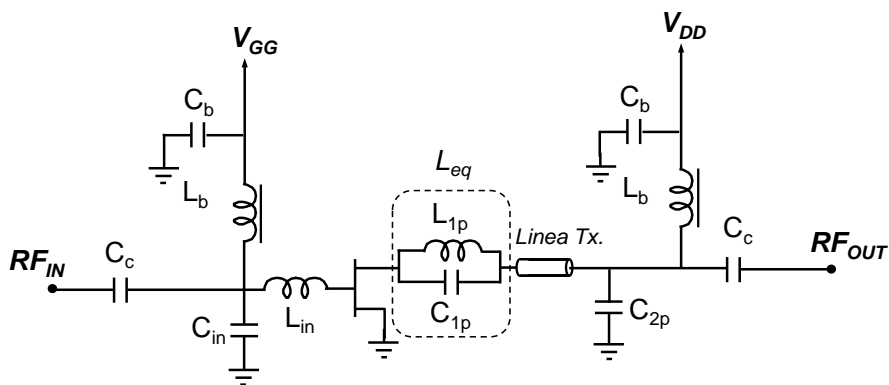


Figura IV.8 Esquemático simplificado del amplificador de potencia de banda ancha propuesto.

La reducción de la sensibilidad de la impedancia en drenador con la variación de frecuencia que se obtiene con el uso de la topología propuesta,

puede verse en la Figura IV.9, donde se comparan las redes de salida de los esquemáticos de las Figura IV.4 y Figura IV.8, simulados desde 0.6 a 1 GHz. Como se observa, en el caso del amplificador diseñado a una sola frecuencia, la impedancia óptima en drenador sintetizada (línea verde) está muy cerca del punto de máxima eficiencia resultante de la simulación de *load pull*, a la vez que se consiguen terminaciones de los armónicos cercanas al abierto. En cambio, en el diseño banda ancha (línea naranja), las impedancias en drenador para las frecuencias en los extremos de la banda (f_1 y f_2) se encuentran dentro de los contornos de mayor eficiencia pero alejadas del valor máximo, por lo que se obtendrá un perfil de eficiencia con frecuencia con un valor pico menor que el obtenido en el diseño a una única frecuencia, pero que se mantiene alto durante un rango mayor.

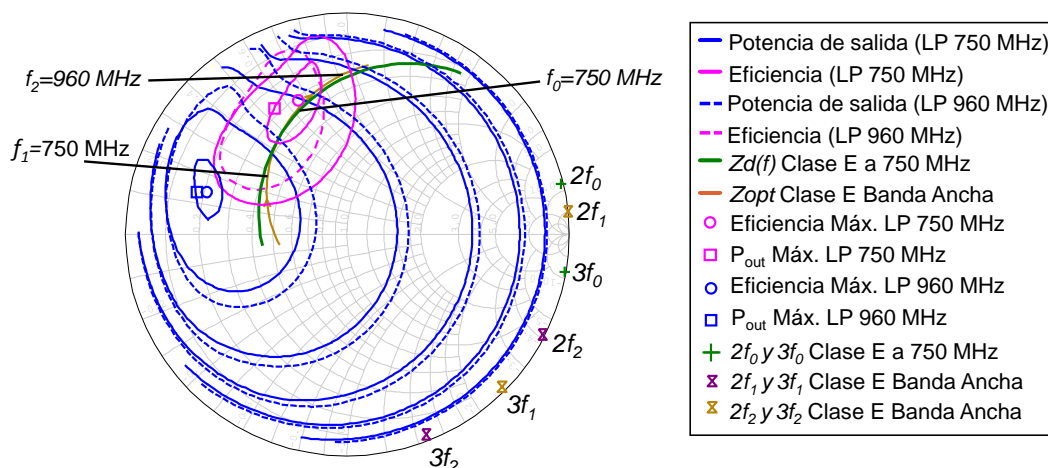


Figura IV.9 Comparación del comportamiento en de las redes de salida frente a frecuencia para la topología clase E a una frecuencia y la de banda ancha.

IV.1.ii.a. Implementación del Amplificador Clase E Banda Ancha

Una vez realizadas las simulaciones, se implementó el amplificador banda ancha con el dispositivo CGH35030F, operando a $V_{GS} = -3.8$ V y $V_{DS} = 28$ V. Se utilizaron, al igual que en el diseño anterior, bobinas y condensadores cerámicos de Coilcraft y ATC, respectivamente. Después de ajustar la red de salida, cuyos valores definitivos se muestran en la Tabla

IV.3, se procedió a adaptar la entrada de manera que la ganancia quedase equilibrada en todo el rango de frecuencias.

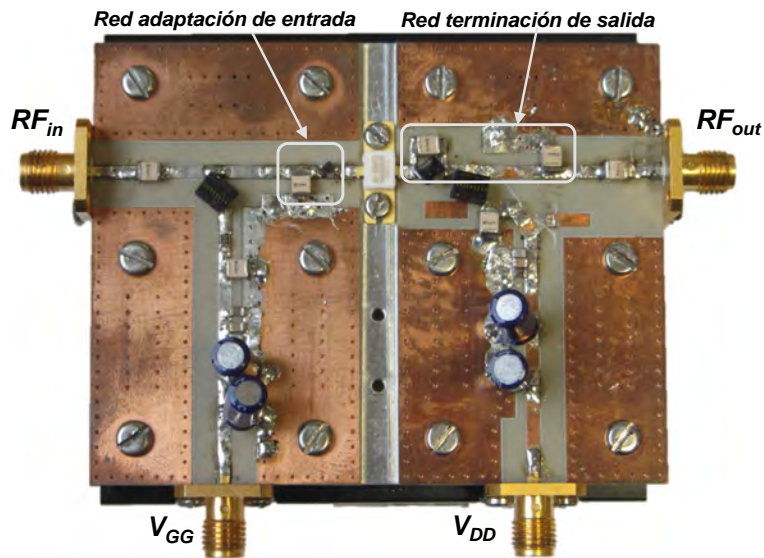


Figura IV.10 Fotografía del amplificador banda ancha implementado.

Componente	C_e, C_b	L_b	L_{in}	C_{in}	L_{1p}	C_{1p}	C_{2p}
Valor	47 pF	120 nH	1.65 nH	6.8 pF	2.5 nH	0.9 pF	3.9 pF

Tabla IV.3 Valores de los elementos utilizados en el amplificador de potencia clase E banda ancha.

IV.1.ii.b. Caracterización Estática del Amplificador Clase E Banda Ancha

En la Figura IV.11a), se muestran los perfiles de eficiencia, PAE y potencia de salida frente a la frecuencia, obtenidos para una excitación de onda continua (CW). Se han medido unos valores de eficiencia de 83.8% y 82.5%, a 770 MHz y 960 MHz, mientras que la PAE se ha estimado en 78.97% y 78.67%, respectivamente. La diferencia de potencia de salida entre ambas frecuencias es menor de 4 dB. Además, como se dedujo de las simulaciones, la eficiencia se mantiene alta durante un amplio rango de frecuencias ($\eta > 80\%$ en 230 MHz). Al mismo tiempo, se ha conseguido que la ganancia se encuentre en torno a 14 dB en toda la banda de trabajo (Figura IV.11b)).

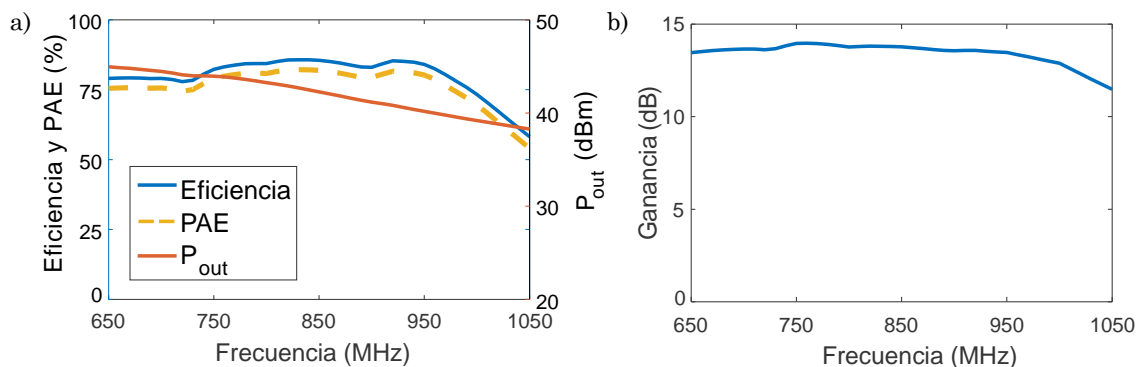


Figura IV.11 Perfiles medidos de eficiencia y PAE, potencia de salida y ganancia frente a la frecuencia, para el amplificador clase E banda ancha.

El amplificador también fue caracterizado frente a la potencia de entrada, operando a 750, 850 y 950 MHz, cuyos perfiles se recogen en la Figura IV.12. Como consecuencia de haber utilizado una red de entrada orientada a igualar la ganancia en toda la banda, las frecuencias más altas, que son las que tienen menor potencia de salida, tienen una mejor adaptación, requiriendo por tanto una menor potencia de entrada para alcanzar la máxima eficiencia.

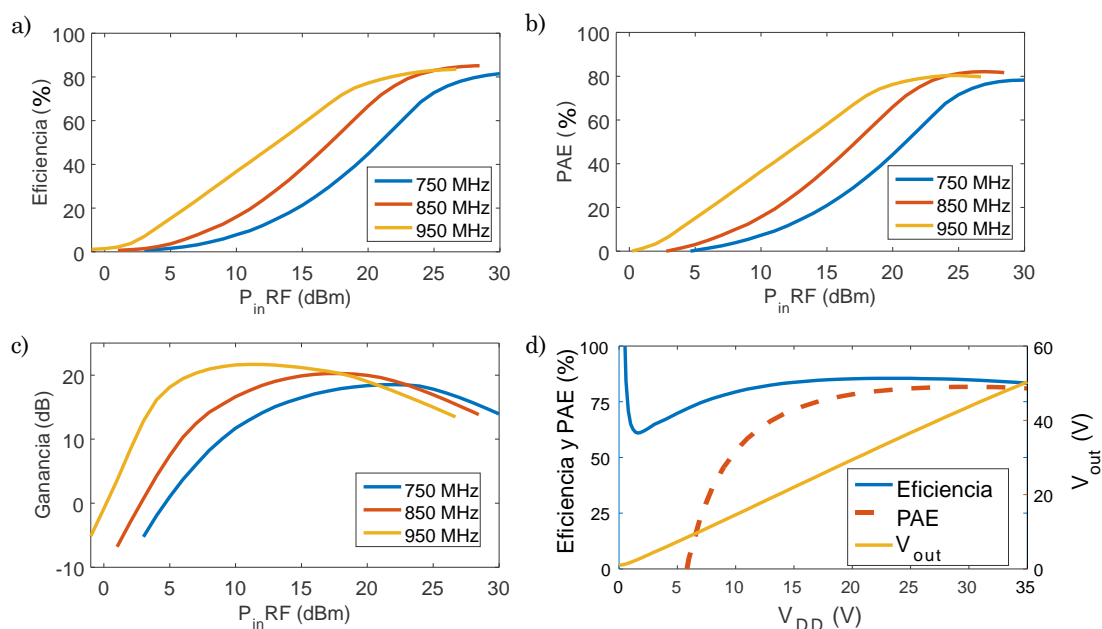


Figura IV.12 Perfiles de eficiencia a), PAE b) y ganancia c) frente a la potencia de entrada medidos a 750, 850 y 950 MHz. d) Medida frente a V_{DD} a 850 MHz.

Por último, en la Figura IV.12d) se muestran los perfiles de eficiencia, PAE y tensión de salida frente a la tensión de drenador. Al igual que en el diseño anterior, la amplitud de la tensión de salida sigue linealmente a la polarización en drenador. Para el caso de una frecuencia centrada en la banda de trabajo (850 MHz), se han obtenido unos valores de 85.2% de eficiencia y 81.6% de PAE a 28 V.

Con este diseño se ha conseguido mejorar el ancho de banda del amplificador, en comparación con el que se puede obtener con la topología del clase E original. Sin embargo, es posible mejorar su comportamiento frente a frecuencia, ensanchando aún más el perfil de eficiencia y con una menor variación de la potencia de salida, con soluciones como las propuestas por Grebennikov [9] y Özen [10], en las que se basa la topología descrita en la siguiente sección.

IV.1.iii. Diseño de Inversor Clase E Paralelo

Aunque la topología más conocida para el amplificador clase E sea sin duda la propuesta en [7], dicha solución no es única en cuanto a garantizar el no solapamiento entre las formas de onda de tensión y corriente, evitando además las pérdidas de conmutación mediante el encendido del transistor a tensión y derivada de la tensión iguales a cero (ZVS y ZVDS). El amplificador con circuito paralelo en [9] es otra de las posibles soluciones, reunidas más recientemente en toda una continuidad de modos clase E, tratados desde distintas perspectivas en [10] y [11] y descrito brevemente en la sección II.1.ii.c del Capítulo II.

Una de las principales ventajas de la alternativa con circuito paralelo, además de ofrecer una operación clase E hasta una frecuencia 1.4 veces mayor que en la original [9], tiene que ver con que el circuito resonante $L_s C_s$ serie (véase esquemático en Figura IV.13) se ha de sintonizar a la frecuencia de operación (la componente reactiva de la impedancia óptima al fundamental se obtiene a través de la bobina de polarización L_b), lo que

permite conseguir perfiles de potencia y eficiencia centrados en dicha frecuencia, y con ello un mayor ancho de banda.

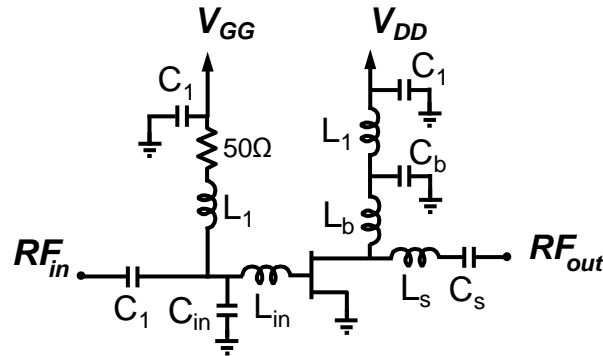


Figura IV.13 Topología del amplificador clase E Paralelo utilizada en el diseño.

Teniendo en cuenta lo anterior y siguiendo un procedimiento similar a los diseños previos para determinar el punto de polarización, se implementó un amplificador clase E paralelo a 770 MHz, con el transistor CGH35030 a las tensiones $V_{DS} = 28 \text{ V}$ y $V_{GS} = -3.5 \text{ V}$ (esta última corresponde a -3.3 V según la caracterización realizada sobre el dispositivo real). Sabiendo que la capacidad de salida medida a esta frecuencia tiene un valor $C_{out} = 2.96 \text{ pF}$, los óptimos teóricos pueden ser estimados utilizando las expresiones siguientes, donde R_{opt} (IV. 4) corresponde con la resistencia de carga y X_{opt} (IV. 5), con la reactancia a conseguir por la vía de polarización, valor que conduce a una bobina $L_{opt} = 7.23 \text{ nH}$.

$$R_{opt} = \frac{0.685}{\omega \cdot C_{out}} = 47.8 \Omega \quad (\text{IV. 4})$$

$$X_{opt} = \frac{0.5014}{\omega \cdot C_{out}} = 35 \Omega \quad (\text{IV. 5})$$

Se completó entonces una simulación *load-pull* al fundamental, barriendo la impedancia en drenador a obtener por la vía de RF, con las terminaciones al segundo y tercer armónico debidas a una bobina de polarización real de la serie Mini Spring Air Core de Coilcraft y utilizando una $L_{opt} = 8 \text{ nH}$. Los resultados de dicha simulación se presentan sobre la carta de Smith la Figura IV.14.

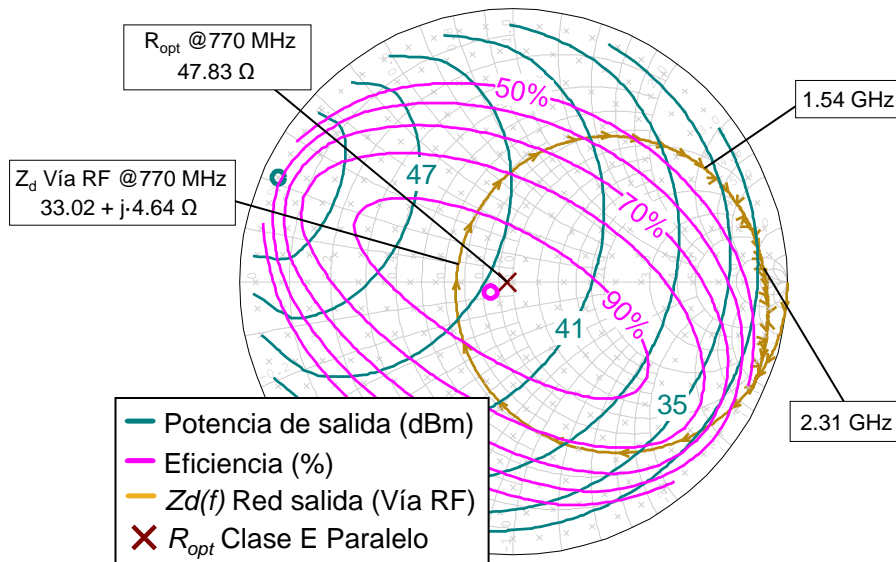


Figura IV.14 Contornos de potencia de salida y eficiencia (simulación), junto al valor R_{opt} teórico, y la medida de la impedancia que ofrece, en la vía de RF, la red de salida del PA frente a la frecuencia.

IV.1.iii.a. Implementación del Amplificador Clase E Paralelo

A continuación se ajustó, primero en simulación y luego con medidas de parámetros [S], la red de salida por la vía de RF, de modo a conseguir un valor de impedancia cercano a R_{opt} , simultáneamente con terminaciones a los armónicos (segundo y tercero) cercanas al abierto. La evolución medida de su impedancia de entrada frente a frecuencia se ha superpuesto sobre los contornos de la Figura IV.14 (en amarillo), destacando las terminaciones al fundamental y los armónicos conseguidas con la misma. Una fotografía del circuito implementado, una vez añadidas las vías de polarización, el transistor y el circuito de adaptación de entrada, así como la relación de los componentes utilizados, correspondientes al esquemático de la Figura IV.13, se muestran en la Figura IV.15 y la Tabla IV.4, respectivamente.

Componente	C1	Cin	Cb	Cs	L1	Lin	Lb	Ls
Valor	82 pF	5.6 pF	24 pF	2.7 pF	150 nH	3.85 nH	8 nH	12.5 nH

Tabla IV.4 Valores de los componentes utilizados.

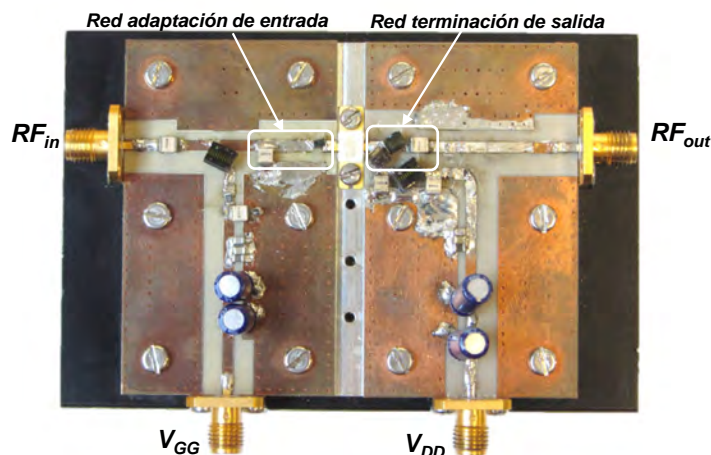


Figura IV.15 Fotografía del amplificador clase E paralelo.

IV.1.iii.b. Caracterización Estática del Amplificador Clase E Paralelo

Los resultados de la caracterización del amplificador implementado aparecen en la Figura IV.16. La eficiencia se mantiene por encima del 80% entre 630 y 890 MHz, rango en que la variación observada en la potencia de salida resultó inferior a 2.3 dB. Aunque el máximo de eficiencia se ha obtenido a 830 MHz (86.6%), a 770 MHz se han medido unos valores de eficiencia y PAE de 85.6% y 84.2%, respectivamente, con una potencia de salida de 43 dBm. El perfil resultante de ganancia frente a frecuencia es bastante plano en la banda de trabajo, con un valor de 17.6 dB. Las buenas prestaciones en banda responden además a que al trabajar a una frecuencia por encima o por debajo de la de diseño, se aproxima a una operación modo continuo.

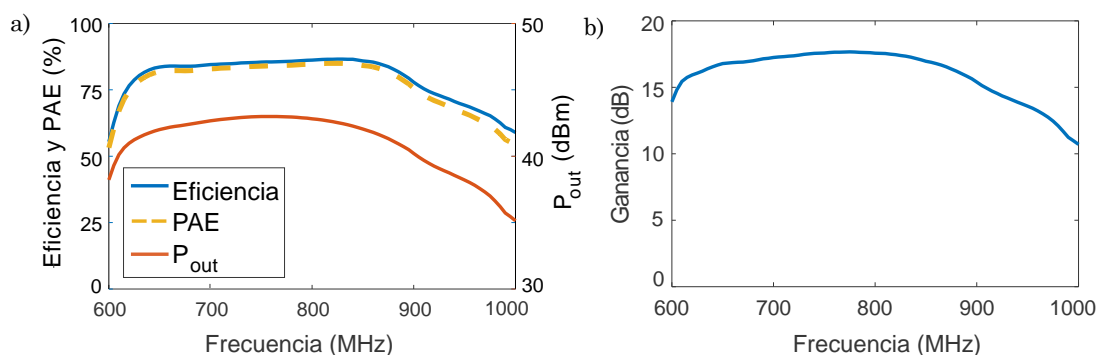


Figura IV.16 Perfiles de eficiencia, PAE, potencia de salida a) y ganancia b) del clase E Paralelo frente a frecuencia medidos a $V_{GS} = -3.3$ V y $V_{DS} = 28$ V.

También se caracterizó su comportamiento frente a la tensión en drenador y a la variación de la resistencia de carga. De cara a su uso posterior en arquitecturas de transmisión basadas en la modulación de la carga, es interesante este último caso, cuyos perfiles de potencia de salida y eficiencia se muestran en la Figura IV.17b). En dicho perfil, se muestra la capacidad del amplificador clase E paralelo para mantener alta la eficiencia con el aumento de la resistencia de carga, resultando superior al 70% cuando la potencia de salida ha caído 10 dB ($R_L = 450 \Omega$) respecto del valor máximo (44.71 dBm @ $R_L = 20 \Omega$).

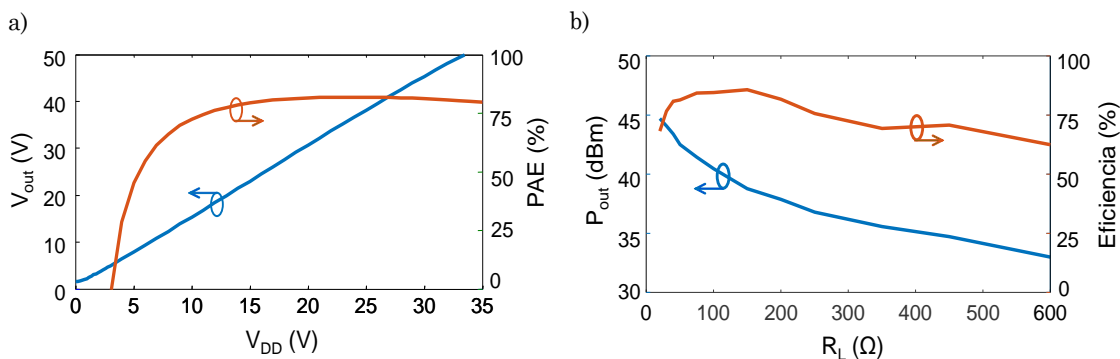


Figura IV.17 a) Evolución de la tensión de salida y la PAE frente a V_{DD} y b) perfiles de potencia de salida y eficiencia frente a R_L .

Además, aunque la tensión de polarización de puerta se fijó en -3.3 V para su operación en modo conmutado (clase E), se realizaron barridos de la potencia de entrada para distintos valores de V_{GS} . En la Figura IV.18 pueden verse los perfiles de ganancia y eficiencia obtenidos. Se ha de destacar que es posible obtener un perfil de ganancia plano frente a la potencia de entrada si se eleva la tensión de puerta por encima de *pinch-off*, en este caso al alcanzar $V_{GS} = -2.7$ V, lo que aproximaría el comportamiento del amplificador a una operación dentro de la continuidad de modos clase J. Bajo esta condición, el dispositivo diseñado puede ser usado en topologías híbridas donde interese una alta eficiencia cuando la potencia de entrada es máxima, además de un perfil de ganancia plano que permita reproducir de manera lineal las variaciones de la parte baja de la envolvente.

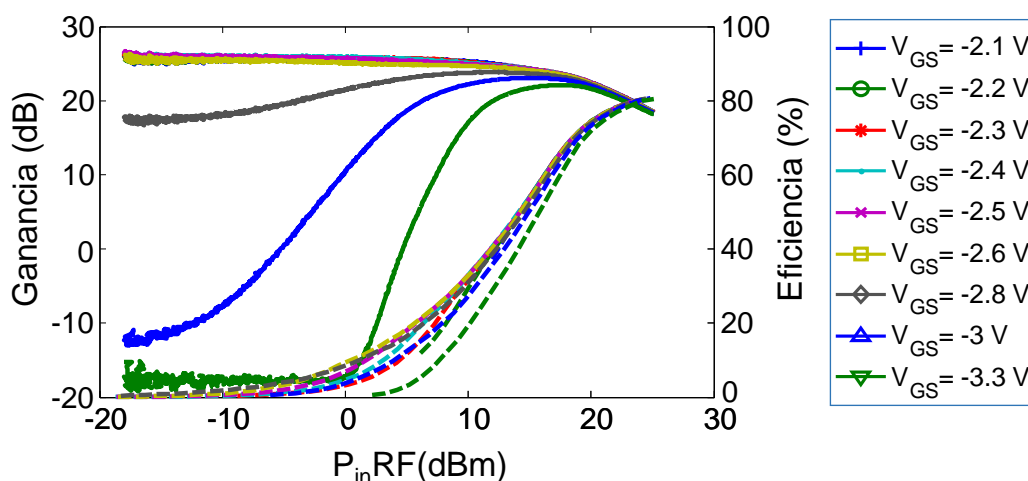


Figura IV.18 Evolución de la ganancia y la eficiencia frente a la potencia de entrada para diferentes valores de V_{GS} .

Una caracterización más extensa de este amplificador frente a la potencia de entrada, para diferentes valores de tensión en drenador y de resistencia de carga, se describe en la sección VI.1.iii del Capítulo VI, enfocada al diseño de un transmisor outphasing formado por dos amplificadores clase E paralelo como el propuesto.

IV.1.iii.c. Ventajas del Amplificador Clase E Paralelo.

A modo de resumen, y a la vista de los buenos resultados obtenidos por el amplificador clase E paralelo, se ha realizado una tabla comparativa (Tabla IV.5,) en términos de eficiencia y ancho de banda conseguido con las distintas topologías propuestas. En ella se han incluido además los valores de potencia de salida máxima obtenidos a la frecuencia a la que se consigue la mayor eficiencia en drenador, así como la diferencia de potencia de salida que puede existir entre los distintos puntos del rango con $\eta > 80\%$ (ΔP_{out}). Como puede verse, el amplificador clase E basado en la topología original, presentado en la sección IV.1.i, proporciona los valores de eficiencia y PAE más altos, pero presenta un ancho de banda reducido en comparación con los otros dos. Si se utiliza el diseño banda ancha descrito en la sección IV.1.ii, la eficiencia máxima se reduce ligeramente, pero a cambio se consigue extender el ancho de banda notablemente. Por su parte, con el amplificador clase E paralelo, se obtienen unos picos de

eficiencia y PAE muy elevados al mismo tiempo que se duplica el ancho de banda, si se compara con la primera topología. Además, a diferencia de los dos anteriores, presenta un perfil de potencia que no decrece con la frecuencia sino que está centrado al valor de máxima eficiencia, logrando además que la diferencia de potencia en la banda sea muy pequeña (2.3 dB como máximo).

Amplificador	Eficiencia máxima (%)	PAE máxima (%)	P_{out} (dBm)	BW con $\eta > 80\%$ (MHz)	ΔP_{out} (dB)	Ganancia (dB)
Clase E original	87.5	85.5	40.2	135	≤ 5.6	16.5
Clase E Banda Ancha	85.7	82.2	42.7	230	≤ 4	14
Clase E Paralelo	86.6	85	42.5	260	≤ 2.3	17.6

Tabla IV.5 Comparación del ancho de banda y eficiencia obtenidos, para una señal CW, con los distintos amplificadores clase E propuestos.

Con todo ello, las tres topologías presentadas en esta sección presentan buenas características de eficiencia para una excitación de onda continua, por lo que han sido aprovechados para su uso en esquemas de transmisión tipo polar y outphasing, de cara al manejo de señales con mayor relación potencia pico potencia promedio. La descripción de dichos transmisores se realiza en el Capítulo VI. Además, en la sección de conclusiones del Capítulo VII, se comparan los amplificadores diseñados con los presentados en la literatura reciente.

IV.2 Diseño y Caracterización de Rectificadores Síncronos

Tal y como establece el principio de dualidad [12] descrito en la sección II.2.iii, existe una relación entre un inversor y un rectificador, siendo las formas de onda en el dominio del tiempo de uno, una versión inversa en el tiempo de las del otro. De este modo, los resultados obtenidos para el inversor, pueden aplicarse directamente a su correspondiente rectificador, y viceversa.

Como se ha comentado en el diseño del inversor clase E, para garantizar un modo de operación clase E es necesario imponer ciertas condiciones de

contorno: ZVS (conmutación a tensión cero) y ZVDS (conmutación de derivada cero), que evita que el condensador se cortocircuite y asegura transiciones suaves, en los cambios de estado del conmutador, respectivamente. Por tanto, se puede conseguir una condición de operación sin pérdidas ideal en el inversor clase E, asegurando que la tensión drenador-fuente y su derivada son nulas cuando el dispositivo pasa a estado ON, evitando que exista disipación en la R_{on} debida a la carga acumulada en el condensador del circuito de drenador durante el modo OFF.

Para cumplir con las condiciones de ZVS y ZVDS y asegurar un funcionamiento clase E, lo que se necesita es obtener una impedancia a la frecuencia fundamental igual a $Z_{opt}(\omega)$ (IV. 2), y condiciones de circuito abierto a todos los armónicos superiores (IV. 3). En estas condiciones, se ha demostrado que el inversor es visto por su fuente como una carga de valor:

$$R_{DC} = \frac{V_{DD}}{I_{DD}} = \frac{1}{\pi \cdot \omega \cdot C_{out}} \quad (IV. 6)$$

Por tanto, el comportamiento libre de pérdidas de su dual, el rectificador clase E, se consigue al cargarlo con dicha R_{DC} y utilizando una reactancia igual a X_{opt} en serie, obligando a una condición de circuito abierto en los armónicos superiores. De este modo, el rectificador presenta al generador de potencia de RF una impedancia resistiva e igual a la R_{opt} descrita.

Para realizar adecuadamente la conversión RF-a-DC, es necesario que, además de la señal de RF a rectificar (en drenador), exista una señal de RF en puerta para excitar el dispositivo. En este sentido, se pueden abordar tres configuraciones: uso de una señal independiente, desvío de parte de la señal de RF aplicada en drenador (sincronizada adecuadamente), o aprovechar la capacidad C_{gd} del dispositivo, además de ajustar la impedancia adecuada en el circuito de puerta, para la operación auto-síncrona del rectificador.

En los siguientes apartados, se presentan distintos rectificadores con la evolución desde una topología multiarmónica con realimentación externa de la señal a rectificar a una de tipo auto-síncrono basada en el uso de la bobina auto-resonante, mucho más compacta.

IV.2.i. Rectificador Clase E a E-pHEMT ATF-54143

En el diseño de este rectificador síncrono a $f_0=960$ MHz, se utilizó el transistor ATF-54143 caracterizado en el Capítulo III, aprovechando que los dispositivos E-pHEMT permiten implementarlos sin necesidad de polarizar en puerta, siendo relevante si se quieren utilizar en una posición remota para la recuperación de potencia de DC a partir de RF. Entre sus parámetros destacan, su tensión umbral, $V_{th} = 0.3$ V, su baja $R_{on} = 2.3 \Omega$, así como su elevada tensión de ruptura, $V_{br} = 18$ V. La solución propuesta evita el uso de una entrada de RF auxiliar en puerta, gracias al desvío de parte de la señal de RF a rectificar aplicada en drenador.

IV.2.i.a. Inversor Clase E con ATF-54143

Siguiendo el principio de dualidad referido, se diseñó un amplificador clase E basado en el dispositivo E-pHEMT señalado. Con objeto de reducir los efectos parásitos no deseados debidos a bobinas y condensadores en estas frecuencias, el circuito LC serie original fue sustituido por una red de adaptación multiarmónica a la salida como la propuesta en [2]. La impedancia nominal en este caso viene dada por la ecuación (IV. 7), siendo conocidas $C_{out} = 0.44$ pF y $\omega=2\cdot\pi\cdot960\cdot10^6$.

$$Z_{opt}(\omega) \cong \frac{0.1836}{\omega \cdot C_{out}} + j \frac{0.2116}{\omega \cdot C_{out}} = 68.79 + j79.14 \Omega \quad (\text{IV. 7})$$

Los contornos de eficiencia y potencia de salida obtenidos de la simulación de load-pull realizada, se muestran en la Figura IV.19, junto con la posición de la impedancia nominal.

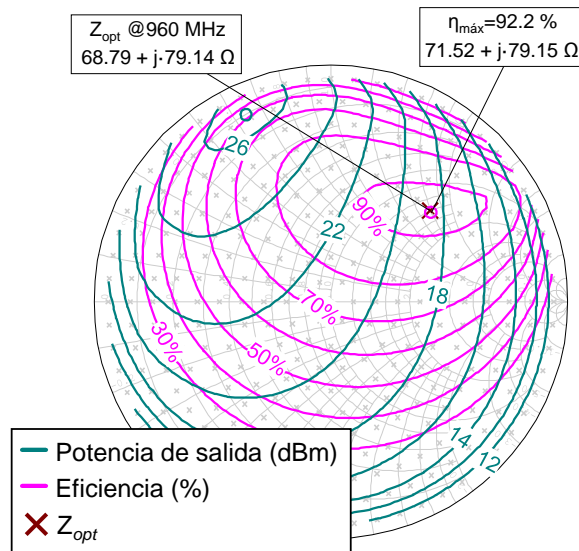


Figura IV.19 Contornos de eficiencia y potencia de salida simulados para el inversor a 960 MHz.

La Figura IV.20 muestra con detalle la implementación realizada, en la cual se han utilizado circuitos resonantes serie $L_{3s}-C_{3s}$ y $L_{2s}-C_{2s}$ para imponer la condición de corto en los planos de referencia (A y B) del tercer y segundo armónico respectivamente, así como un circuito tanque paralelo $L_{3p}-C_{3p}$ y una pequeña inductancia L_{2p} para obtener la condición de abierto deseada en drenador. Además, una red $L_{f0}C_{f0}$ permite terminar el fundamental con la impedancia deseada, $Z_{opt}(\omega)$ (IV. 7).

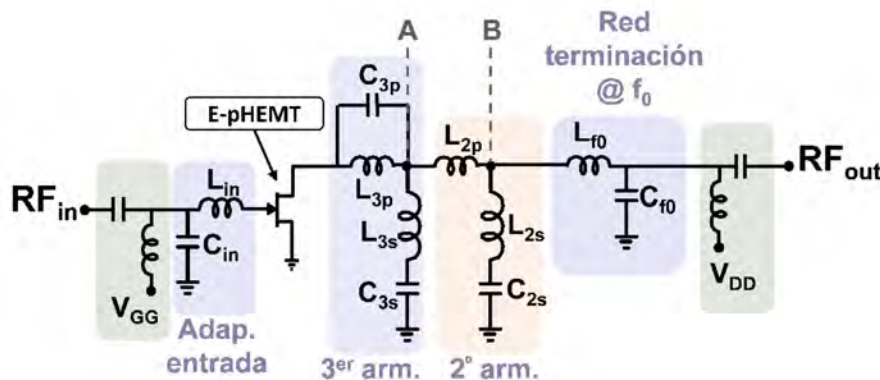


Figura IV.20 Esquemático simplificado del amplificador clase E.

Para el ajuste de la red de adaptación de entrada se empleó el coeficiente de reflexión medido en saturación (justo antes de que hubiese rectificación en puerta). Polarizando el transistor con $V_{GS} = 0$ V y $V_{DS} = 3$ V y con una potencia de entrada $P_{inRF} = 3$ dBm, se midió una eficiencia de

79%, con una potencia de salida de 58 mW. Bajo esta condición, siendo el consumo en drenador medido $I_{DS} = 24.6$ mA, se estimó el valor de la resistencia vista desde la fuente de DC, $R_{DC} = 3/(24.6 \cdot 10^{-3}) \approx 122 \Omega$.

IV.2.i.b. Rectificador Clase E a ATF-54143

A partir de los resultados anteriores, se preparó el dispositivo para trabajar como rectificador síncrono. Se desvió una muestra de la señal de RF aplicada al terminal del drenador, del orden de la inversa de la ganancia del amplificador medido, hacia el terminal de puerta no polarizado ($V_{GS} = 0$ V) y se cargó inicialmente el rectificador con una resistencia de DC de 122 Ω .

Además, se ajustó una red LCL que introduce un desfase con el propósito de sincronizar las formas de onda de drenador y puerta. En la Figura IV.21 puede verse el esquemático del rectificador síncrono implementado, siendo los valores de los componentes utilizados, los relacionados en la Tabla IV.6.

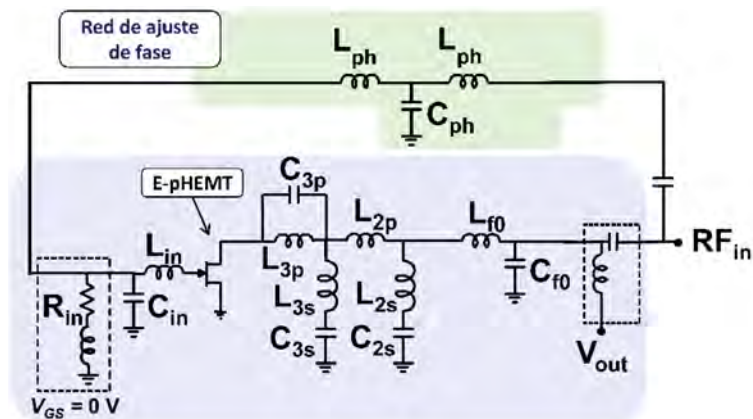


Figura IV.21 Esquemático del rectificador síncrono clase E implementado.

Componente	C_{3p}	L_{3p}	C_{3s}	L_{3s}	C_{2s}	L_{2s}
Valor	0.4 pF	2.55 nH	0.3 pF	1.65 nH	0.5 pF	5 nH
Componente	C_{in}	L_{in}	C_{f0}	L_{f0}	C_{ph}	L_{ph}
Valor	2.4 pF	12.5 nH	5.8 pF	2.55 nH	2 pF	7.15 nH

Tabla IV.6 Componentes utilizados en la implementación del rectificador síncrono a E-pHEMT.

En la fotografía del rectificador que muestra la Figura IV.22, puede verse que no se prestó un especial interés en la reducción del área ocupada, sino que se perseveró en la realización de la conversión de RF a DC de manera óptima.

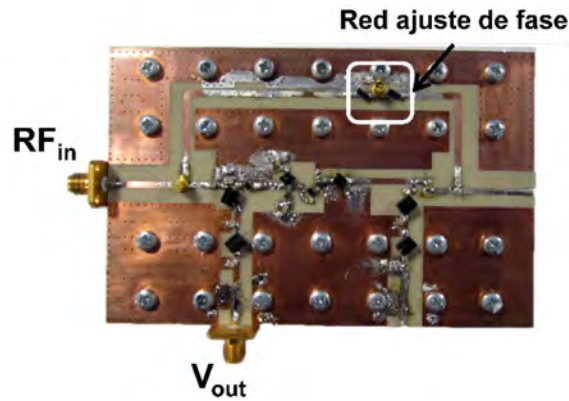


Figura IV.22 Fotografía del rectificador implementado

IV.2.i.c. Caracterización de la Conversión RF a DC

En la caracterización del rectificador se utilizó el sistema de medida que se muestra en la Figura IV.23, en el cual se utilizó un acoplador direccional para la medida, a través de la vía acoplada, de la potencia de entrada de RF. Dicho valor es necesario para calcular la eficiencia del circuito, que se obtiene del cociente entre la potencia de DC rectificada y la potencia de entrada de RF (IV. 8).

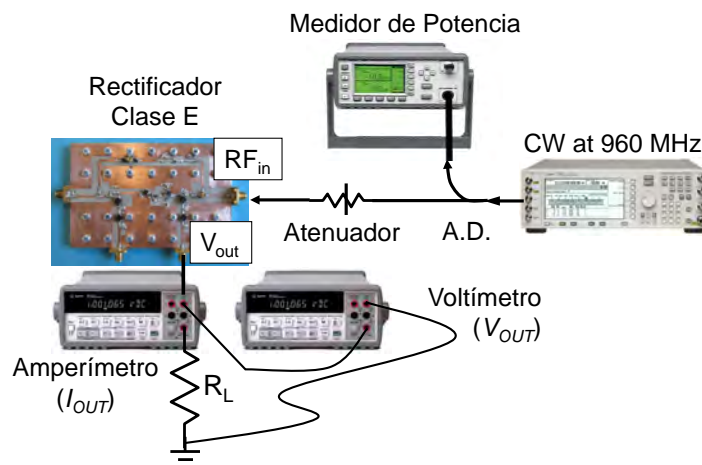


Figura IV.23 Sistema de medida utilizado en la caracterización del rectificador síncrono.

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{inRF}} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{P_{inRF}} \quad (IV. 8)$$

a) Medida de tipo estático (CW)

El comportamiento del rectificador se evaluó, utilizando una señal de onda continua, en términos de potencia de entrada, frecuencia de operación y resistencia de carga, siendo los perfiles de eficiencia y tensión de salida medidos los que se muestran en la Figura IV.24. Aunque inicialmente fue diseñado para trabajar a 960 MHz, la eficiencia máxima se obtuvo a 950 MHz, permaneciendo por encima del 70% en un rango de 56.3 MHz (ancho de banda fraccional del 6%).

El buen comportamiento con la potencia de entrada que tiene este tipo de rectificadores basados en transistor, puede verse en la Figura IV.24a), ya que la eficiencia se mantiene por encima del 70% para un rango de potencia de entrada de unos 14 dB, así como para un intervalo de 18.5 dB por encima del 60%. Además, el pico de eficiencia medido fue de 83% para un nivel de 17 dBm, competitivo con los obtenidos en implementaciones homólogas con diodos. Esta característica, sumada a la baja degradación de esta figura de mérito cuando se trabaja en condiciones distintas a las fijadas en su diseño, validan las ventajas de esta topología para su uso en diversas aplicaciones con distintas potencias de entrada.

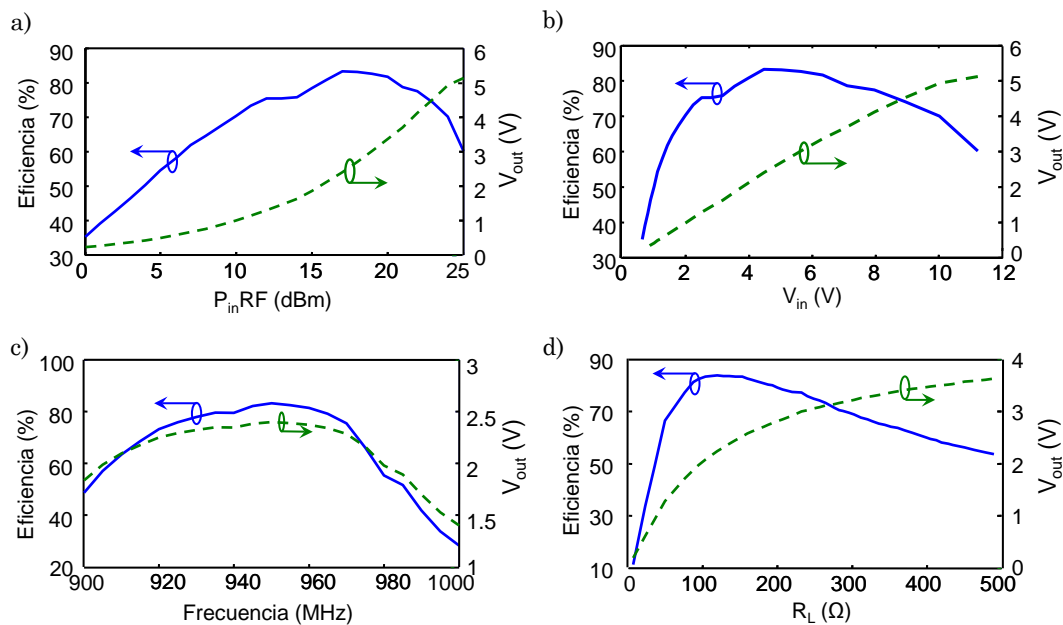


Figura IV.24 Evolución de la eficiencia y la tensión de salida con $P_{in,RF}$ a), amplitud de la señal RF de entrada b), frecuencia c) y R_L d).

Finalmente se estudió el impacto de la variación de la carga a la salida sobre el rectificador. En la Figura IV.24d) se muestra la evolución con la resistencia de carga de la tensión de salida y la eficiencia, asegurando para este último un valor superior al 70% entre 58 y 290 Ω .

b) Medidas dinámicas (modulación)

La tensión de salida frente a la amplitud de la señal de RF aplicada a la entrada muestra una dependencia altamente lineal (véase Figura IV.24b)), permitiendo que esta topología sea susceptible para su uso como detector de envolvente eficiente. Como se observa, si la amplitud de la señal de excitación no alcanza la zona de compresión y se mantiene en el rango para el cual la relación entre las amplitudes de entrada y salida es lineal, no sería necesario ningún tipo de predistorsión digital para recuperar la señal.

Por tanto, para evaluar sus capacidades dinámicas se utilizó una señal de excitación WCDMA con una relación potencia pico a potencia promedio (PAPR de sus siglas en inglés) de 8.4 dB. La señal recuperada puede verse en la Figura IV.25, comparada con la señal original. Como se aprecia, la tensión de salida del rectificador sigue linealmente las variaciones de la envolvente de la señal de excitación, siendo una eficiencia promedio medida de 76%.

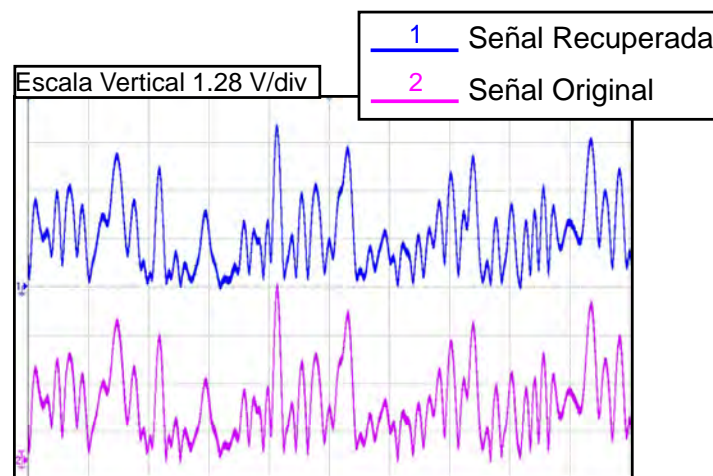


Figura IV.25 Envolvente de las señales WCDMA original y recuperada.

IV.2.i.d. Circuito reconfigurable Oscilador/rectificador

A partir del diseño del rectificador clase E síncrono presentado, es posible implementar un circuito reconfigurable, que permite ser usado, no sólo como rectificador para la conversión RF a DC, sino también como oscilador, realizando la conversión de DC a RF para la transmisión inalámbrica de potencia de manera eficiente.

A diferencia de lo que ocurre en las implementaciones a diodo, la operación como *rectenna* inversa es posible si ajustamos el circuito descrito para operar como oscilador, alimentando adecuadamente el dispositivo, y lo conectamos a una antena. De este modo, si se utilizan dos circuitos reconfigurables rectificador/oscilador, conectados a dos antenas, podría implementarse un enlace de alimentación inalámbrica bidireccional.

Diseño de Circuito Clase E Reconfigurable: Modo Oscilador

Si en lugar de aplicar una señal de RF (como ocurre en el modo rectificador), el dispositivo se alimenta con una tensión V_{DS} y un valor alto de V_{GS} para arrancar la oscilación, el circuito clase E puede operar también como oscilador. Se utilizó el mismo esquemático que el presentado en la Figura IV.21, introduciendo únicamente un circuito resonante paralelo LC para evitar una inestabilidad indeseada a baja frecuencia ($f_x = 370$ MHz).

Aunque el circuito de terminación en drenador se ajustó inicialmente para maximizar la eficiencia a $V_{GS} = 0$ V, es necesario un valor de $V_{GS} = 0.32$ V para arrancar la oscilación. Teniendo en cuenta este requerimiento, se introdujo una resistencia $R_{in} = 150 \Omega$ en serie en la vía de polarización de puerta, con el objetivo de reducir la tensión V_{GS} de 0.32 V a 0 V en el momento en que se haya fijado la oscilación, gracias a la aparición de una pequeña corriente de rectificación en puerta.

Implementación y medidas realizadas.

Dado que es necesaria una fuente de tensión en puerta para poder operar como oscilador, se aprovechó para caracterizar también el circuito

en modo rectificador cuando se le aplica una tensión $V_{GS} > 0$ V. Por su parte, se obtuvieron los perfiles frente a la tensión de entrada y de ruido de fase, cuando se opera en modo oscilador.

a) Medidas en modo rectificador

El sistema de medida, similar al mostrado en la Figura IV.23, permite en este caso polarizar la puerta del dispositivo, pudiéndose emplear en aplicaciones de transferencia o de recuperación de energía, cuando la potencia de entrada de RF tenga niveles muy bajos.

Debido a que casi no existe corriente en el terminal de puerta, ya que los dispositivos E-pHEMT ofrecen una corriente de fuga muy baja, si fuese necesario añadir una fuente de DC auxiliar, no se incrementaría de manera significativa el consumo del sistema. La eficiencia en este caso se define como muestra la ecuación (IV. 9).

$$\eta = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{P_{inRF} + V_{GS} \cdot I_{GS}} \quad (IV. 9)$$

Si se aplica una señal de onda continua de 960 MHz como excitación, es posible caracterizar la evolución de la tensión de salida y la eficiencia de conversión RF a DC frente a la potencia de entrada, como puede verse en la Figura IV.26. En ella se muestran los perfiles para $V_{GS} = 0$ V (línea discontinua) y $V_{GS} = 0.32$ V (línea continua).

En el primer caso, $V_{GS} = 0$ V, el pico de eficiencia medido fue de 79.6% para un nivel de entrada de 12 dBm. En cambio, si se aplica una pequeña tensión positiva, $V_{GS} = 0.32$ V, se consigue un perfil donde la eficiencia se mantiene por encima del 59% en un intervalo de 30 dB. Este último caso permitiría rectificar tensión de DC a la salida de forma eficiente, también para niveles muy bajos de potencia de RF de entrada. Por tanto, dependiendo de la aplicación deseada (transferencia o recuperación de la energía), se fijará una condición de V_{GS} determinada.

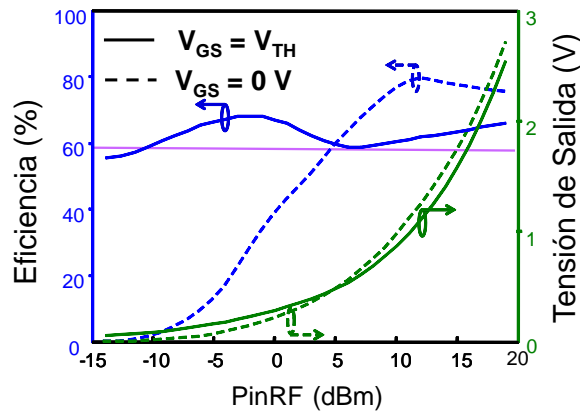


Figura IV.26 Evolución de la tensión de salida rectificada y la eficiencia con P_{inRF} a $V_{GS} = 0$ V (--) y $V_{GS} = 0.32$ V (-).

b) Medidas en modo oscilador

En el caso de que el circuito funcione en modo oscilador, son interesantes los perfiles de eficiencia y potencia de salida frente a la tensión de entrada, así como la característica de ruido de fase. El sistema de medida en este caso (Figura IV.27) está compuesto por dos fuentes de alimentación que proporcionan las tensiones V_{DD} y V_{GS} . Esta última fue de 0.32 V, únicamente para arrancar la oscilación, momento en el cual una pequeña corriente de rectificación, I_{GS} , permitió que baje a 0 V mediante la resistencia $R_{in}=150 \Omega$ que se había introducido en la vía de polarización de puerta. Una vez obtenida la oscilación a 960 MHz, se visualizó en el analizador de espectros y se midió su nivel de potencia.

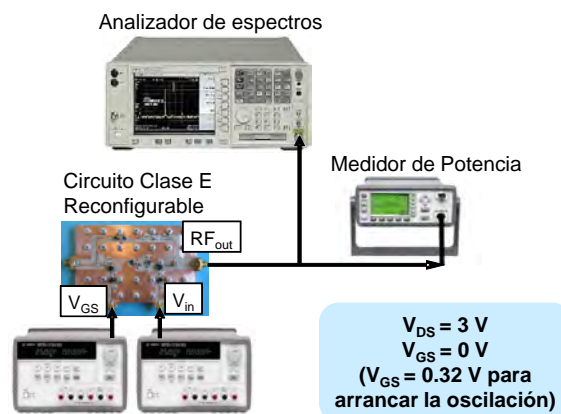


Figura IV.27 Set-up para la caracterización en modo oscilador.

En la Figura IV.28, se presenta la evolución de la eficiencia y la potencia de salida con la tensión de drenador V_{DS} . Se consiguió un perfil de

eficiencia que permanece por encima del 70% a lo largo de un amplio rango de la tensión de drenador. Se ha medido un pico de eficiencia de 78% a $V_{DS} = 1.1$ V y de 76% a $V_{DS} = 3$ V, con una potencia de salida de 17.5 dBm (56 mW). La frecuencia de oscilación, f_{osc} , varía con el valor de V_{DS} , llegando a desaparecer cuando éste es menor a 1.1 V.

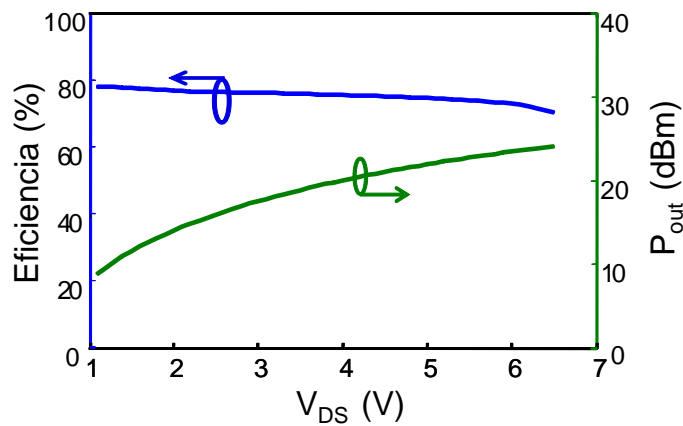


Figura IV.28 Evolución de la eficiencia y la potencia de salida con la tensión de alimentación de drenador cuando el circuito opera en modo oscilador.

La característica de ruido de fase se ha medido utilizando un analizador de espectros (Agilent E4446A PSA Series Spectrum Analyzer) a $V_{DS} = 3$ V, obteniéndose buenos valores de -98 dBc/Hz y -127 dBc/Hz a 100 kHz y 1 MHz de desplazamiento en frecuencia, respectivamente.

Como se ve en la Figura IV.29, presenta una región $1/f^3$ (donde la potencia se reduce 30 dB/década) seguida por una región $1/f^2$.

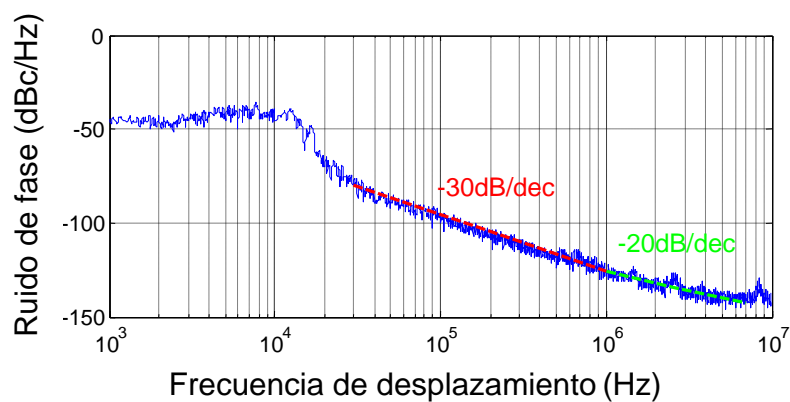


Figura IV.29 Perfil de ruido de fase medido.

Finalmente, se ha variado la frecuencia de oscilación con las tensiones de polarización (*frequency pushing*). En la Figura IV.30, se ve la desviación que sufre f_{osc} (de unos 20 MHz), dependiendo de los valores de V_{GS} y V_{DS} .

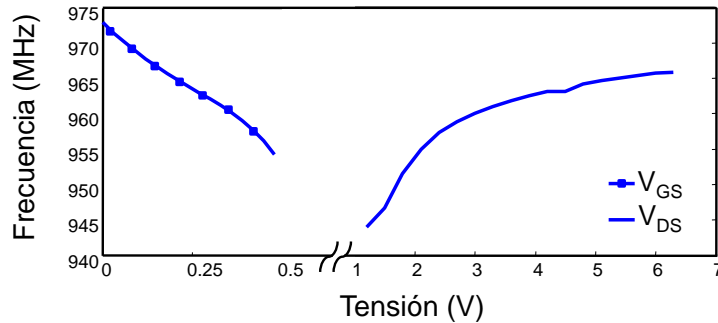


Figura IV.30 Variación de la frecuencia con las tensiones de polarización.

IV.2.i.e. Implementación de Rectenna a 900 MHz

Además de desarrollar el circuito reconfigurable, la topología del rectificador síncrono clase E con transistor ATF-54143 diseñado fue utilizada para implementar una *rectenna* a 900 MHz, compuesta por un rectificador como el descrito y una antena parche. Se trataba de un receptor inalámbrico para aplicaciones de reciclado de energía mediante la recuperación de la energía ambiente (*Wireless Energy Harvesting*), con el que se participó en el *WEH-Student Desing Competition* del *International Microwave Symposium* (IMS), celebrado en Montreal en 2012, por lo que su diseño se realizó con el objetivo de conseguir la mayor tensión de salida posible bajo unas condiciones determinadas:

- Debía ser capaz de recuperar y convertir la energía de RF existente en el ambiente (generada en este caso por una antena transmisora situada a 1.2 metros que genera una densidad de potencia de 80 mW/m²) en tensión de DC (entregada a una carga de 100 Ω).
- El objetivo era utilizarlo en aplicaciones de *energy harvesting*, por lo que debía operar sin batería auxiliar. En este caso, como el rectificador no requiere polarización en la puerta ($V_{GS} = 0$ V), no fue necesario ningún tipo de alimentación externa.

Para realizar la implementación de la rectenna se utilizó una antena parche alimentada por ranura. El layout del conjunto rectificador + antena se muestra en la Figura IV.31, junto a una fotografía una vez implementado. Aunque de menores dimensiones, el circuito sigue la topología descrita en el esquemático de la Figura IV.21, sintonizado en este caso a la frecuencia de 900 MHz.

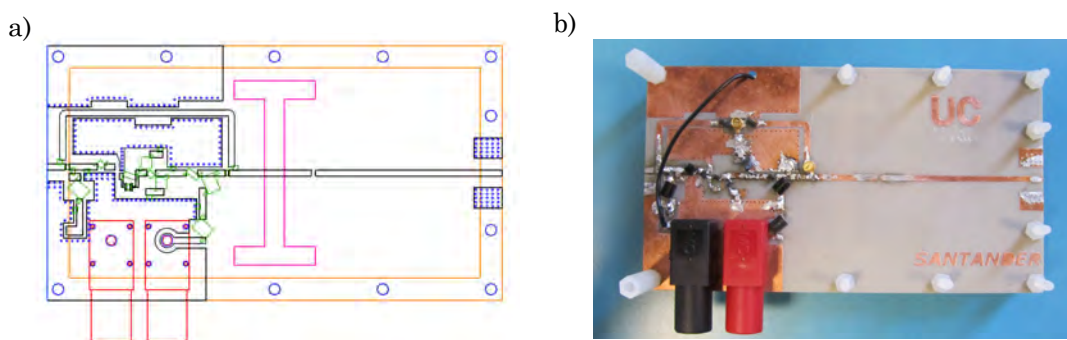


Figura IV.31 Layout a) y fotografía b) de la rectenna implementada.

Medida del receptor WEH

Para la caracterización de la rectenna, se utilizó un sistema de medida compuesto por una antena parche transmisora, de las mismas características que el parche utilizado en la rectenna, conectado a un generador que proporciona la señal de 900 MHz. Se empleó además un voltímetro y un amperímetro para obtener la potencia de DC a la salida recuperada por el receptor WEH. La antena transmisora se caracterizó previamente para conocer el valor de potencia que recibe el receptor WEH, P_{inRF} . Para ello se colocó a 1.2 metros de la transmisora una antena parche receptora, este caso igual a la transmisora, y se varió el nivel de potencia del generador midiendo la potencia de RF que capturaba la antena en cada caso. Dado que las antenas eran iguales a la implementada en la rectenna, ésta sería P_{inRF} . En la Figura IV.32, puede verse un momento de dicha caracterización, con la antena transmisora en primer plano. La antena receptora estaba situada a 1.2 metros de dicha antena (a la derecha de la fotografía).

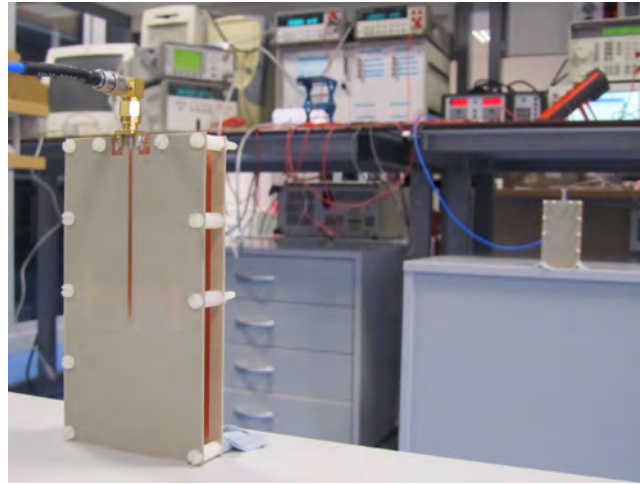


Figura IV.32 Detalle de la caracterización de la antena transmisora (en primer plano) para conocer el valor de P_{inRF} , según la potencia del generador de señal.

El sistema de medida para la medida de la *rectenna*, a excepción del generador de señal, se muestra en la Figura IV.33. Con esta implementación, se obtuvo un máximo de eficiencia de 66% a $P_{inRF} = 3$ dBm (2 mW), con V_{out} de 0.364 V, resultando una potencia de DC de 1.32 mW (carga de 100 Ω). Si bien no se obtuvieron valores altos de eficiencia para un amplio rango de potencia de RF de entrada, fue posible conseguir tensión a la salida (rectificación) desde niveles tan bajos como $P_{inRF} = -21$ dBm.

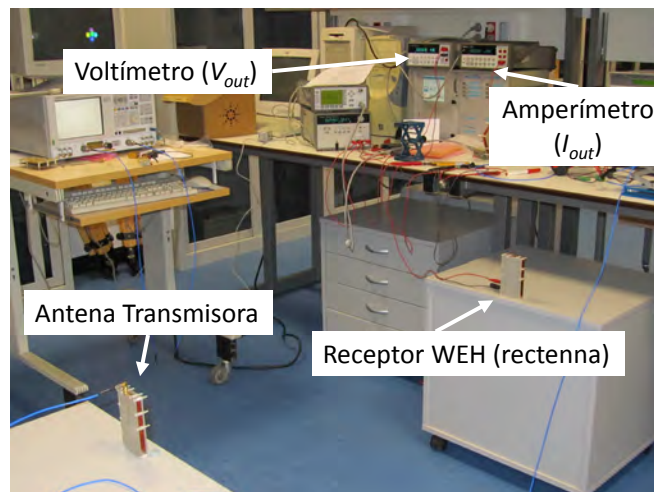


Figura IV.33 Momento de la medida de la potencia de salida de DC recuperada por el receptor WEH.

IV.2.ii. Rectificador Auto-síncrono y Auto-alimentado

Con el propósito de mejorar el comportamiento del rectificador clase E, además de efectuar una implementación más compacta, se realizó el diseño de otro rectificador síncrono, basado en este caso en el transistor VMMK-1218, también caracterizado en el Capítulo III. Gracias a que el producto de su R_{on} por su capacidad de salida, C_{out} , es muy bajo, es posible alcanzar valores de eficiencia superiores al forzar las condiciones ZVS y ZVDS. En este diseño se abordó además su operación auto-síncrona y auto-alimentada, aprovechando la capacidad C_{gd} y de la unión Schottky puerta-fuente del dispositivo, respectivamente. Esta última característica permite mejorar el perfil de eficiencia frente a la potencia de entrada, sin necesidad de utilizar una fuente de alimentación externa para el terminal de puerta.

IV.2.ii.a. Rectificador Clase E a 900 MHz con E-pHEMT VMMK-1218

Utilizando el modelo no lineal descrito en la sección III.2.iii del Capítulo III, se realizó una simulación de *load-pull* al fundamental con el transistor VMMK-1218 operando como inversor (véase Figura IV.34), mientras que se fijó la condición de circuito abierto al segundo y tercer armónico. El valor nominal en este caso es de $170+j-196 \Omega$, mientras que el que proporciona máxima eficiencia según los contornos obtenidos es de $181+j-375 \Omega$. Para sintetizar dicha impedancia, se utilizó una red de salida con bobina auto-resonante entre el segundo y tercer armónico, cuyo comportamiento con la frecuencia puede verse representado en la Figura IV.34.

De cara a su uso como rectificador auto-síncrono, una vez ajustada la red de salida, se realizaron simulaciones *load-pull* en el lado de puerta para diferentes niveles de potencia y valores de V_{GS} , de modo a estimar el valor de impedancia de entrada óptimo. Por su parte, la resistencia de DC se obtuvo a partir de las simulaciones del inversor, $R_{dc} = 380 \Omega$, el cual es muy cercano al valor teórico dado por la ecuación (IV. 6).

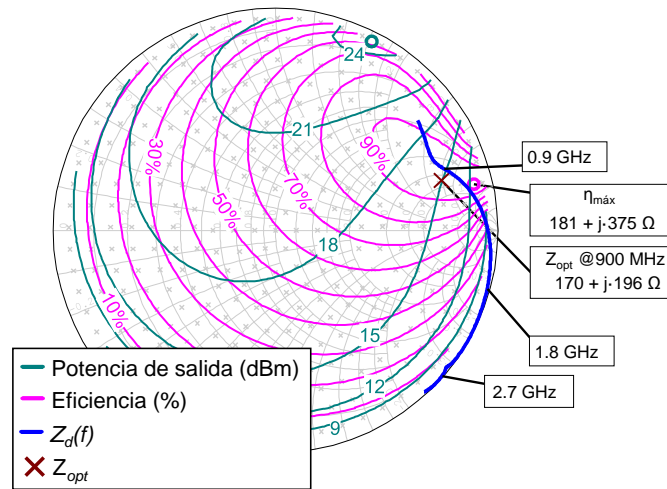


Figura IV.34 Contornos de eficiencia y potencia de salida para el inversor con transistor VMMK-1218 a 900 MHz.

En la Figura IV.35, se muestran los contornos de eficiencia para una potencia de entrada de 13 dBm y $V_{GS} = 0$ V y para otro caso con una potencia de entrada inferior ($P_{inRF} = 5$ dBm) mientras se aplica una ligera tensión de puerta ($V_{GS} = 0.4$ V). Bajo ambas condiciones, el coeficiente de reflexión óptimo en el terminal de puerta es muy similar, siendo el máximo y el finalmente sintetizado con la red de entrada real, el representado en la carta de Smith.

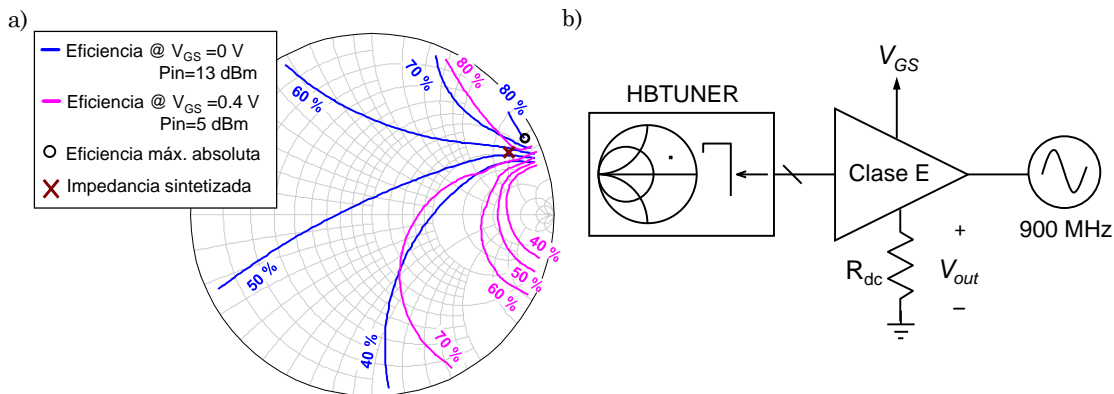


Figura IV.35 a) Resultados y b) esquema de la simulación de load-pull en el terminal de puerta para la operación auto-síncrona.

La topología resultante se puede ver en la Figura IV.36, junto con una fotografía del circuito. Los valores de los componentes utilizados están recogidos en la Tabla IV.7, perteneciendo las bobinas y condensadores principalmente a las series de reducido tamaño *Square Air Core* de Coilcraft y 100A de ATC, respectivamente.

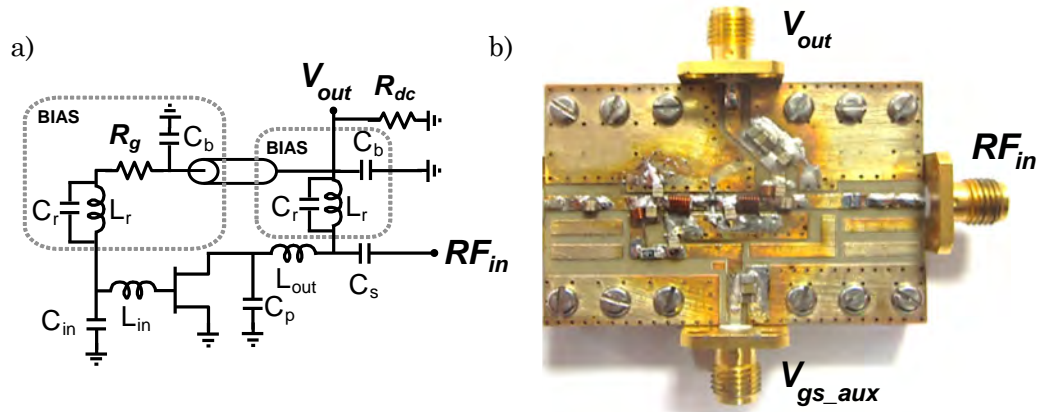


Figura IV.36 a) Esquemático y b) fotografía del rectificador auto-síncrono.

Componente	C_{in}	L_{in}	C_p	L_{out}	C_s	L_r	C_r	C_b	R_g
Valor	3.3 pF	25 nH	0.1 pF	25 nH	6.8 pF	11 nH	2.7 pF	100 pF	100 k Ω

Tabla IV.7 Valores de los componentes utilizados en el rectificador a 900 MHz.

La red de salida es muy similar a la realizada en los amplificadores de potencia a GaN HEMT descritos en este capítulo. Como se comentó, la bobina L_{out} fue seleccionada con una frecuencia de auto-resonancia entre el segundo y tercer armónico. La capacidad serie, C_s , resuena dicha bobina y permite ajustar la terminación inductiva requerida al fundamental, mientras que la C_p se encarga de la parte real de la misma. En este caso, para forzar la condición de abierto a la frecuencia fundamental en la vía de polarización, fue necesario el uso de un circuito resonante $L_r C_r$ paralelo. Finalmente, se diseñó la red de entrada $C_{in} L_{in}$ para la terminación de puerta adecuada, según las simulaciones de la Figura IV.35.

IV.2.ii.b. Caracterización del Rectificador Auto-síncrono.

El comportamiento del rectificador fue caracterizado frente a la potencia de entrada bajo diferentes condiciones de polarización en puerta. En la Figura IV.37a), se muestran los perfiles de eficiencia y tensión de salida frente a la potencia de entrada, ajustando para cada punto de P_{inRF} , el valor óptimo de V_{GS} necesario para obtener la mayor eficiencia. Como puede verse (en cada punto destacado se ha indicado su eficiencia, potencia de entrada y tensión V_{GS} aplicada), para niveles de potencia bajos, el mejor

comportamiento del rectificador se obtiene si se polariza con una tensión cercana a la de *pinch-off*. A medida que se aumenta la potencia de entrada, dicha tensión debe ser convenientemente reducida a un valor por debajo de V_p , para asegurar una alta eficiencia en un amplio rango dinámico. No obstante, para conseguir este comportamiento óptimo, sería necesario una fuente de alimentación de DC externa (batería), de la cual no se dispone en aplicaciones de alimentación inalámbrica.

A priori, la forma más sencilla de evitar utilizar una fuente de alimentación externa, es el uso del rectificador polarizado en $V_{GS} = 0$ V, pero una buena eficiencia de conversión sólo sería posible en un rango de potencia de entrada reducido (véase Figura IV.37b)). Otra opción podría ser la conexión directa del terminal de V_{out} a la vía de polarización de puerta. Aunque, como muestra la Figura IV.37c), la máxima eficiencia aparece para niveles de entrada mucho menores y podría ser adecuado para aplicaciones de reciclado de energía, el rango de potencia es aún pequeño.

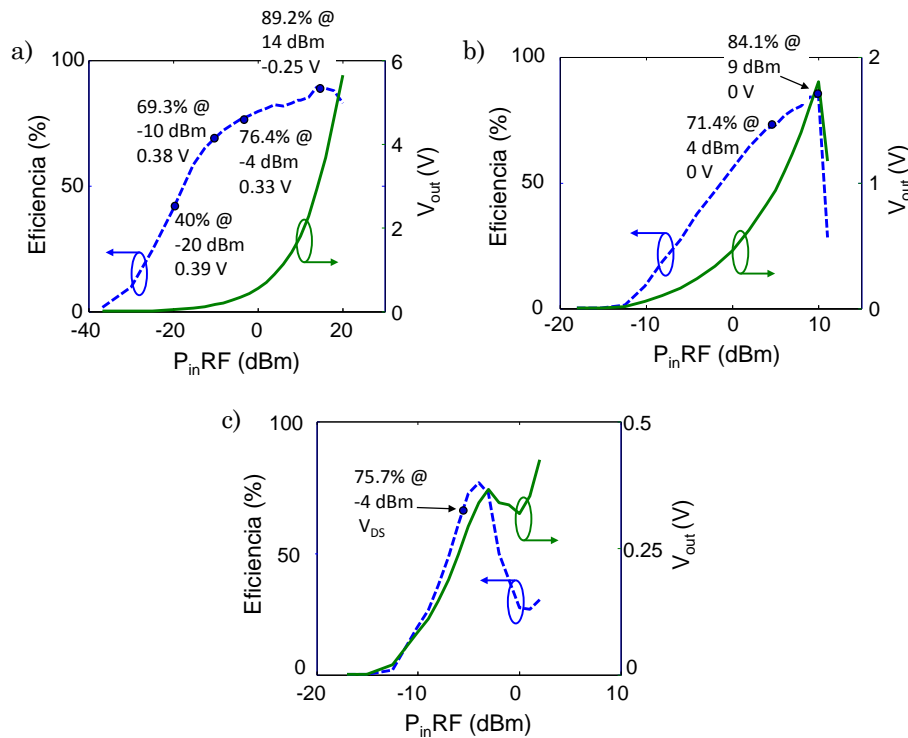


Figura IV.37 Evolución de la eficiencia y la tensión de salida frente a la potencia de entrada, bajo distintas condiciones de polarización en puerta.

Por tanto, se propone una solución que permite polarizar de manera adaptativa el terminal de puerta, utilizando también la tensión de DC rectificada. En este caso se introduce además una resistencia en la vía de puerta, para conseguir reducir el valor de V_{GS} con el aumento de P_{inRF} , de manera que se adecúe lo más posible al comportamiento óptimo de la Figura IV.37a). El valor de R_g ha sido calculado siguiendo la ecuación (IV. 10) aprovechando la pequeña corriente rectificada que aparece en puerta, I_{GS} , al aumentar la potencia de entrada.

$$R_g = \frac{V_{GG} - V_{GSopt}}{I_{GS}} \approx 100 \text{ k}\Omega \quad (\text{IV. 10})$$

A la vista de los resultados de la Figura IV.37, se caracterizó el rectificador frente a la potencia de entrada para diferentes valores de V_{GS} . Como puede verse en la Figura IV.38a), el pico de eficiencia se alcanza a diferentes niveles de potencia según cada valor de tensión, mientras que si se ajusta V_{GS} para obtener la trayectoria óptima antes mencionada (dibujada en línea gris discontinua) se obtendría una alta eficiencia de conversión para un amplio rango de potencia de entrada. Aplicando la topología auto-alimentada propuesta, mediante la conexión de la salida V_{out} con la vía de polarización de puerta, se consigue aproximar dicha trayectoria óptima a partir de un valor de $P_{inRF} = -4 \text{ dBm}$, valor al cual V_{GS} ha alcanzado un valor próximo a V_p (véanse trayectorias azules en las Figura IV.38b) y c)). Como se observa, la eficiencia crece de manera abrupta gracias a este efecto de auto-polarización de la puerta.

A partir de dicho valor de potencia, para mantener una alta eficiencia es necesario que V_{GS} decrezca para poder seguir la trayectoria óptima. Gracias a la baja corriente rectificada en el terminal de puerta, asociada a la no linealidad de la unión Schottky $I_{gs}(V_{gs})$, y a la resistencia $R_g = 100 \text{ k}\Omega$ que se ha incluido en la vía de polarización de puerta, es posible reducir la tensión V_{GS} siguiendo $V_{GS} = V_{out} - R_g \cdot I_{GS}$, aproximando la trayectoria óptima.

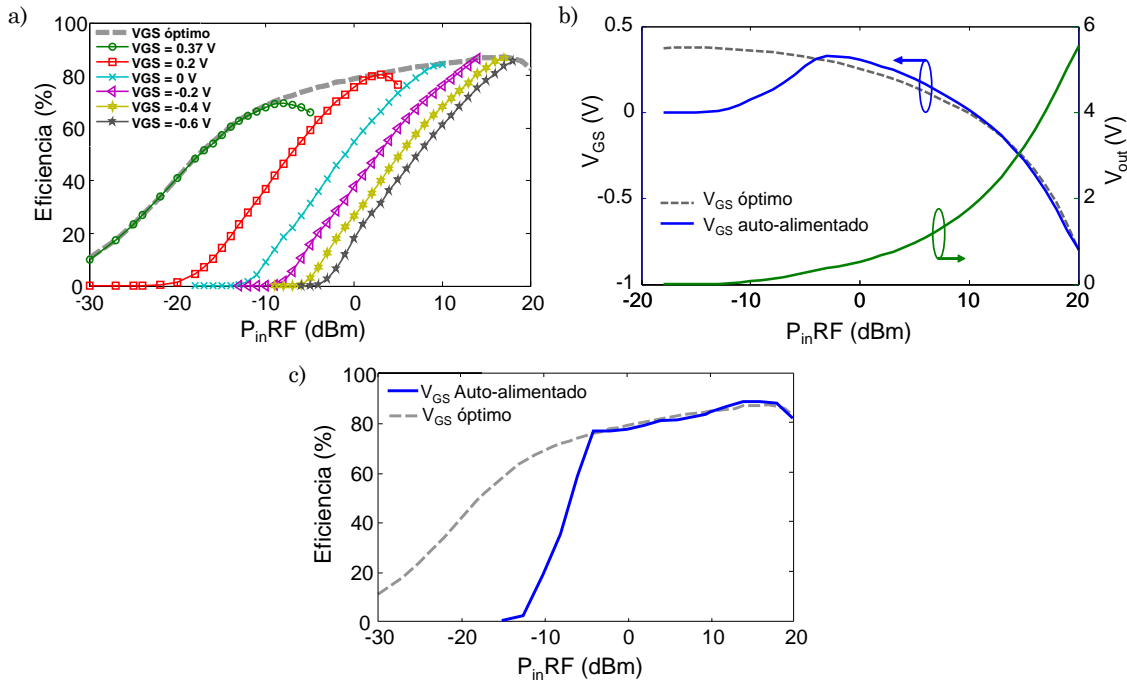


Figura IV.38 Perfiles medidos de a) y c) eficiencia y b) tensiones V_{GS} y V_{OUT} , con la potencia de entrada.

Como se puede apreciar en la Figura IV.38c), se ha obtenido un pico de eficiencia de 88% a 16 dBm ($V_{GS} = -0.36$ V), mientras que se mantiene por encima de 76% a partir de una potencia de entrada de -4 dBm ($V_{GS} = 0.31$ V). Destaca por tanto su alta eficiencia en un rango de potencia de entrada muy amplio (24 dB).

La alta eficiencia que se obtiene delata en un principio una baja reflexión de la potencia de RF que recibe el rectificador. Para poder hacer una estimación de la misma, se montó el sistema de medida que se muestra en el esquema y fotografía de la Figura IV.39, que incluye acopladores direccionales con sensores de potencia en las vías acopladas, para medir tanto la potencia incidente como la que se pudiese reflejar por desadaptación.

Considerando en el cálculo de la eficiencia, la potencia que realmente absorbe el dispositivo, $P_{abs,RF}$, en lugar de usar la potencia incidente, $P_{in,RF}$, como hasta ahora, se obtiene un perfil con potencia de entrada

ligeramente superior, como puede verse en la comparación representada en la Figura IV.40

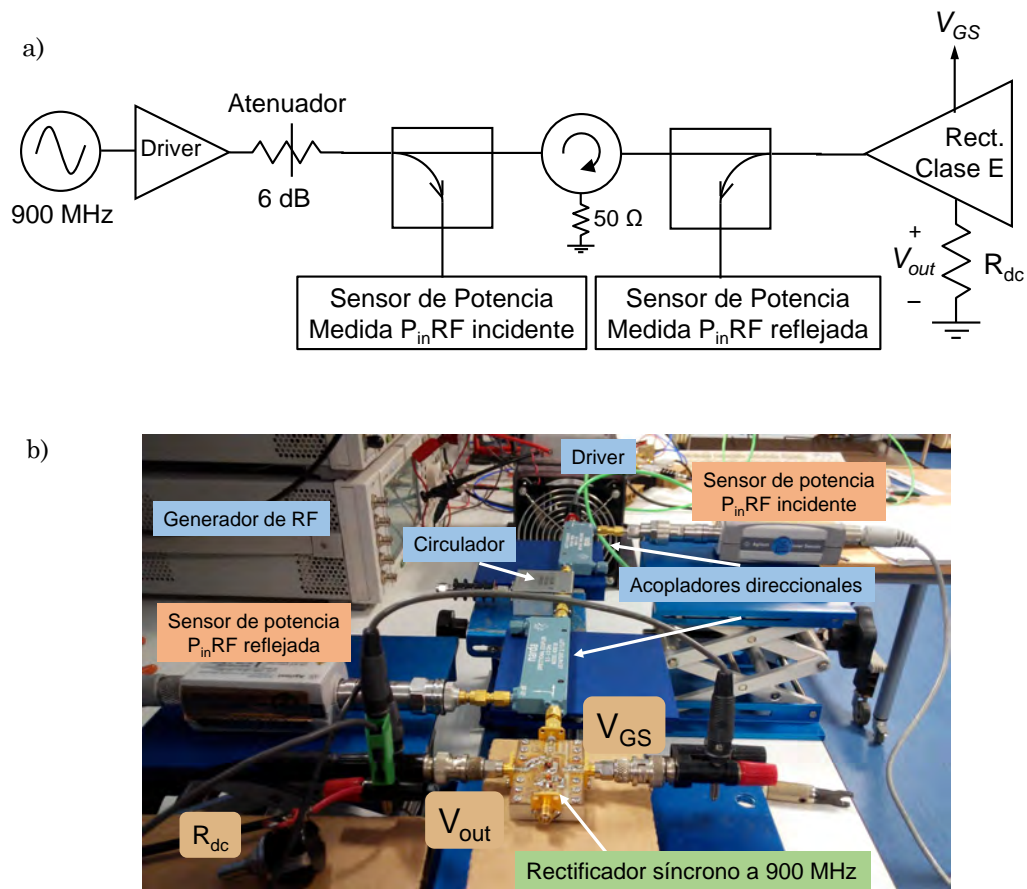


Figura IV.39 a) Esquema y b) fotografía de la medida de la potencia reflejada por el rectificador.

En dicha figura se muestra también la evolución de la adaptación a la entrada del rectificador (parámetro S_{11} en gran señal, LSS_{11}), frente a $P_{in,RF}$.

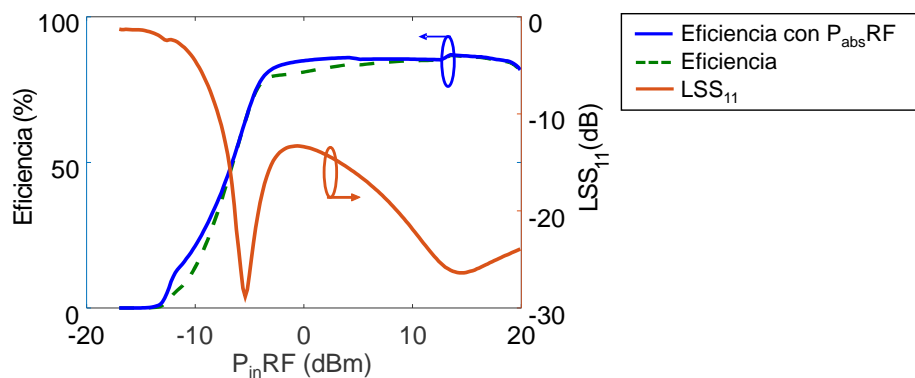


Figura IV.40 Evolución de la eficiencia, eficiencia calculada con $P_{abs,RF}$ y el parámetro LSS_{11} .

Además, relacionando la potencia reflejada con la potencia incidente mediante el parámetro LSS_{11} , puede verse cómo, a partir de -4dBm que es cuando la tensión V_{GS} se aproxima a la trayectoria óptima, se reducen notablemente las reflexiones y por tanto aumenta notablemente la eficiencia.

IV.2.ii.c. Rectificador Clase E a 2.45 GHz con E-pHEMT VMMK-1218

Basado en el mismo dispositivo, se realizó un rectificador a 2.45 GHz siguiendo un procedimiento de diseño similar al mostrado para el rectificador a 900 MHz. En este caso, el valor de la resistencia que se incluyó en la vía de polarización de puerta para permitir la operación autoalimentada fue de $27\text{ k}\Omega$ y la $R_{dc}=193\ \Omega$, siendo su circuito esquemático el mostrado en la Figura IV.41b). Los valores y una fotografía del mismo pueden verse en la Tabla IV.8 y la Figura IV.41a), respectivamente.

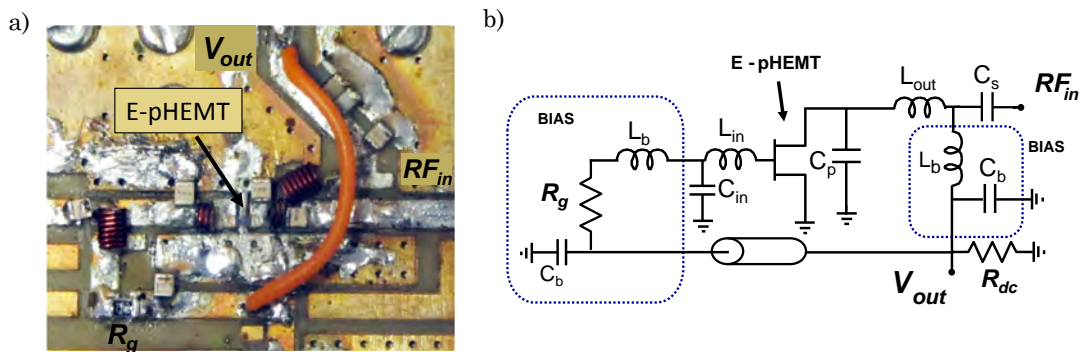


Figura IV.41 a) Detalle y b) esquemático del rectificador a 2.45 GHz.

Componente	C_{in}	L_{in}	C_p	L_{out}	C_s	L_b	C_b	R_g
Valor	2 pF	5.5 nH	0.5 pF	6 nH	1.8 pF	25 nH	15 pF	27 k Ω

Tabla IV.8 Componentes utilizados en el rectificador síncrono a 2.45 GHz.

Los resultados obtenidos de la caracterización se muestran en la Figura IV.42. Como puede verse, también se ha medido un perfil de eficiencia que se mantiene alto con la potencia de entrada, en este caso a partir de -1 dBm . Por su parte, a 13 dBm , se alcanza el máximo de eficiencia (77%), mientras que la eficiencia de conversión se mantiene por encima del 73%

en un rango de 200 MHz, lo que supone un ancho de banda fraccional del 8% (BW/f_0).

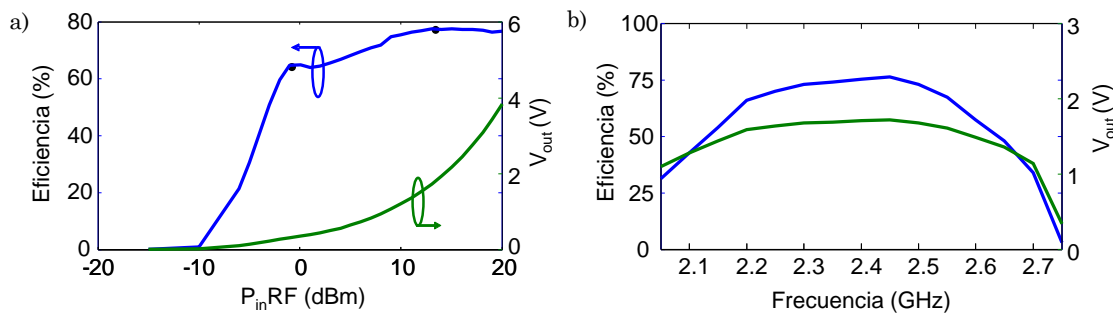


Figura IV.42 Resultados de la caracterización del rectificador a 2.45 GHz, frente a a) potencia de entrada y b) frecuencia.

Los resultados obtenidos a mayor frecuencia (banda S), dan validez a la topología propuesta, además de mostrar el potencial de la tecnología E-pHEMT empleada. Como se ha visto, la utilización de un transistor en lugar de un diodo, proporciona un control extra gracias a la tensión de puerta. En el Capítulo VII, puede verse una comparativa de los tres rectificadores síncronos descritos, con otros en el estado de la técnica, que demuestra la competitividad de los diseños obtenidos.

Además, la flexibilidad que otorgan los circuitos a E-pHEMT para ser usados tanto en modo rectificador síncrono como en modo inversor (aprovechando el principio de dualidad), son extensibles a esquemas de transmisión inalámbrica de mayor potencia, por lo que combinando un inversor y un rectificador es posible implementar un convertidor resonante DC/DC clase E² a GaN HEMT.

IV.3 Referencias

- [1] T. B. Mader and Z. B. Popović, "The Transmission-Line High-Efficiency Class-E Amplifier," *IEEE Microwave and Guided Wave Let.*, vol. 5, no. 9, pp. 290-292, Sept. 1995.
- [2] R. Beltrán and F. H. Raab, "Lumped-element Output Networks for High-efficiency Power Amplifiers," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, May 2010, pp. 324-327.
- [3] R. Negra and W. Bächtold, "Lumped-Element Load-Network Design for Class-E Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2684-2690, June 2006.

- [4] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E, A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circ.*, vol. SC-10, no. 6, pp. 168-176, June 1975.
- [5] F. H. Raab, "Suboptimum operation of class-E power amplifiers," *Proc. RF Techn. Expo*, Santa Clara, CA, USA, Feb. 1989.
- [6] F. J. Ortega-Gonzalez, D. Tena-Ramos, M. Patiño-Gomez, J. M. Pardo-Martin and D. Madueño-Pulido, "High-Power Wideband L-Band Suboptimum Class-E Power Amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 10, pp. 3712-3720, Oct. 2013.
- [7] F. Raab, "Class-E, Class-C, and Class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 49, pp. 1462-1468, Aug. 2001.
- [8] H. L. Krauss, C. W. Bostian, and F. H. Raab, *Solid State Radio Engineering*, John Wiley & Sons, 1980.
- [9] A. V. Grevennikov and H. Jaeger, "Class E with Parallel Circuit – A New Challenge for High-Efficiency RF and Microwave Power Amplifiers," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 1627-1630, Seattle, WA, June 2002.
- [10] M. Ozen, R. Jos, and C. Fager, "Continuous Class-E Power Amplifier Modes," *IEEE Trans. Circuits & Systems – II: Express Briefs*, vol. 59, no. 11, pp. 731-735, Nov. 2012.
- [11] M. Acar, A. J. Annema, and B. Nauta, "Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers," *IEEE Trans. Circuits & Systems - I: Regular Papers*, vol. 54, no. 12, pp. 2706-2717, Dec. 2007.
- [12] D. C. Hamill, "Time Reversal Duality and the Synthesis of a Double Class E DC-DC Converter," *21st Power Electronics Specialist Conf., PESC'90*, pp. 512-521, 1990.

Capítulo V

Convertidores

DC/DC resonantes

Las elevadas tasas de transmisión de datos ligadas a las modernas señales de comunicaciones, como WCDMA o LTE, exigen que las arquitecturas de transmisión inalámbricas utilizadas no sólo sean eficientes, sino que también se ajusten a los cada vez más estrictos requisitos de linealidad. En el caso de un transmisor polar, ET o híbrido EER/ET, el modulador de envolvente se constituye como el elemento más crítico, al tener que manipular de modo eficiente una envolvente de banda ancha (MHz), conservando la linealidad. Dicha tarea puede ser llevada a cabo por un convertidor de potencia DC/DC en UHF, si se tienen en cuenta las pérdidas de conmutación asociadas a la alta frecuencia de operación, ya que proporciona una respuesta transitoria muy rápida gracias a su mayor ancho de banda y *slew rate*. Por su parte, la operación a frecuencias de conmutación elevadas, también puede ser interesante en el campo de la electrónica de potencia, al obtener dispositivos con mayor densidad de potencia (W/cm^2), lo que reduce su tamaño y coste [1].

Los resultados obtenidos y la flexibilidad que otorgan los circuitos descritos en el Capítulo IV, para ser usados tanto en modo rectificador síncrono como en modo inversor (aprovechando el principio de dualidad), son extensibles a esquemas de transmisión inalámbrica de mayor potencia, por lo que combinando en cascada un inversor y un rectificador es posible implementar un convertidor resonante DC/DC clase E² a GaN

HEMT. Considerando además los circuitos diseñados para que el inversor sea auto-oscilante y el rectificador sea auto-síncrono, se puede obtener un convertidor en el que las conversiones DC-a-RF y RF-a-DC se realicen sin necesidad de aplicar señales de RF en los terminales de puerta.

Teniendo en cuenta lo anterior, se han diseñado tres convertidores DC/DC en UHF, evolucionando hacia la mejora de la densidad de potencia y la eliminación de las señales de RF. Los dos primeros están compuestos por un inversor y un rectificador auto-síncrono, requiriendo únicamente de una señal de RF. Se ha implementado una versión con el transistor encapsulado CGH35030F y otra, con mayor densidad de potencia, usando su versión en die (CGH60030D). Finalmente se describe un tercer convertidor, en el que además el inversor es auto-oscilante, por lo que no se requieren de señales de RF en los terminales de puerta.

V.1 Convertidor DC/DC Resonante Clase E² en UHF

Durante los últimos años, han aparecido diversas soluciones en las bandas de HF y VHF [2], basadas en topologías clase E² [3] o clase Φ_2 [4]. Sin embargo, la operación a frecuencias más altas ha quedado limitada a unos pocos trabajos con niveles bajos de potencia [5], debido principalmente a la no disponibilidad de transistores y diodos Schottky con capacidad de manejo de elevados niveles de tensión y corriente.

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.

Un convertidor resonante clase E² combina un inversor clase E con un rectificador también clase E, como puede verse en la Figura V.1. En su

topología original [3][6], un circuito serie LC interconecta ambos dispositivos, al mismo tiempo que asegura las condiciones de impedancia necesarias para su operación en modo conmutado ZVS y ZVDS. Sin embargo, los elementos parásitos de tipo reactivo que aparecen en el circuito equivalente de la bobina y el condensador pueden dar lugar a terminaciones no deseadas a los armónicos de orden superior, cuando este esquema elemental se extrapola a implementaciones de alta frecuencia.

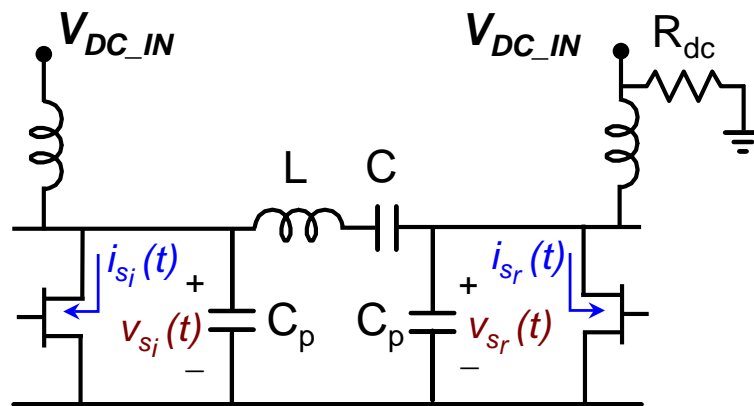


Figura V.1 Circuito básico convertidor clase E² DC/DC obtenido a partir de un inversor y un rectificador, ambos clase E, en cascada.

Las formas de onda de tensión y corriente en drenador (Figura V.2), simuladas para el amplificador clase E y el rectificador clase E, muestran la dualidad inversa en el tiempo esperada [7]. Cuando se encuentran en conducción (estado ON), el rectificador trabaja en el tercer cuadrante de sus curvas I/V, proporcionando corriente a la resistencia de carga.

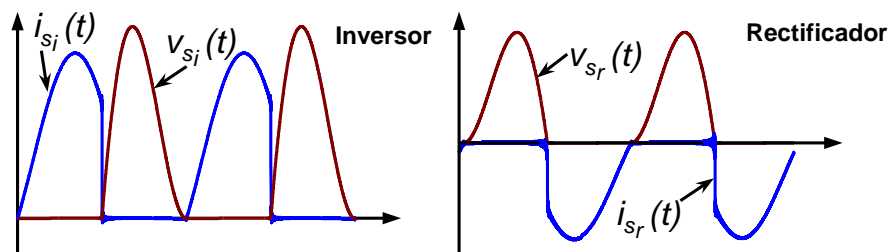


Figura V.2 Formas de onda de la tensión y la corriente en drenador para el inversor y el rectificador.

La topología seleccionada para este convertidor resonante clase E² ha sido desarrollada anteriormente en [8]-[10], por lo que no será descrita en

profundidad en esta sección. Se basa en la utilizada en los amplificadores con bobina auto-resonante entre $2f_0$ y $3f_0$, descritos en la sección IV.1 del Capítulo IV. Como muestra la Figura V.3, para sintetizar la impedancia óptima al fundamental y los abiertos a los armónicos, se utiliza una red resonante CLC que interconecta el amplificador de potencia de RF con el rectificador síncrono, ambos clase E.

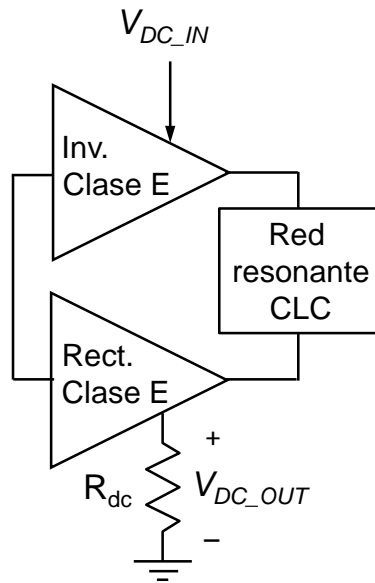


Figura V.3 Esquema simplificado de la topología del convertidor clase E².

En condiciones óptimas, el circuito visto por la fuente de alimentación en el inversor clase E se comporta como una carga $R_{dc} = \frac{1}{\pi\omega C_{out}}$ [11], mientras que en su dual (el rectificador síncrono), el circuito es invertido y cargado con dicho valor, ofreciendo una impedancia de entrada igual a la R_{ac} óptima para un clase E. Combinando ambos en el convertidor, el rectificador ofrecerá al inversor la carga deseada y viceversa, gracias a la simetría de la topología, siendo la reactancia global a presentar por la red de combinación igual a $2 \cdot X = \frac{0.4232}{\omega C_{out}}$ [7].

Diseño Convertidores DC/DC Clase E² a 1 GHz

A partir de la solución propuesta en [9], descrita en detalle en [10], se han obtenido dos convertidores a 1 GHz basados en transistores de nitruro de galio, utilizando los transistores CGH35030F, y su versión en die

CGH60030D, respectivamente. Las redes de las vías de polarización fueron simplificadas para mejorar el perfil de la tensión de salida con la frecuencia, además de reducir los efectos de memoria asociados a valores de inductancia elevados, resultando el esquemático mostrado en la Figura V.4a). En la Figura V.4b), puede verse una fotografía del convertidor basado en el die CGH60030D, del cual destaca su reducido tamaño y, por ende, el aumento de densidad de potencia (W/cm²) obtenido.

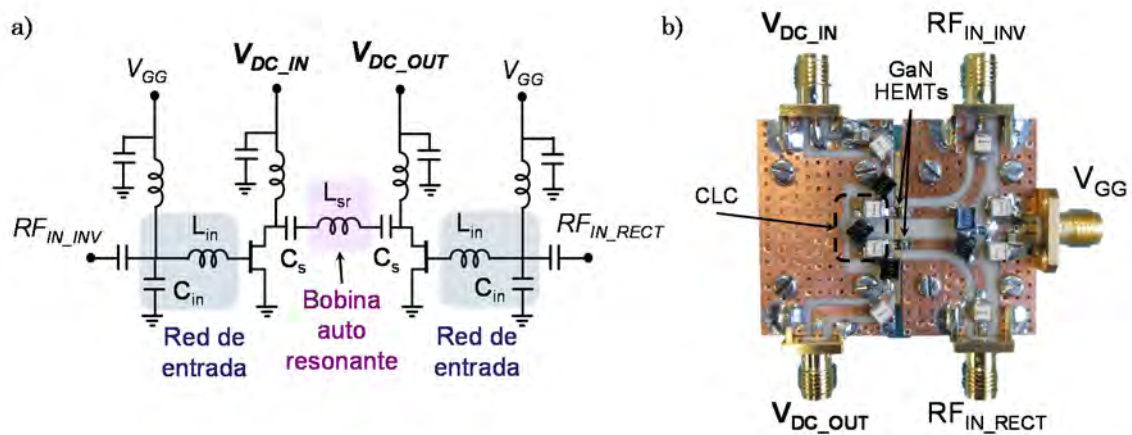


Figura V.4 a) Esquemático del convertidor clase E² utilizando la red CLC con bobina auto-resonante y b) fotografía de la implementación a die.

Teniendo en cuenta que la red CLC está sintonizada ligeramente por debajo de la frecuencia de diseño, la tensión de salida recuperada presentará un perfil decreciente con la frecuencia. La Figura V.5, muestra dichos perfiles estáticos para ambos convertidores, en los que se ha incluido además la evolución de la eficiencia y la eficiencia total, calculadas según las ecuaciones (V.1) y (V.2).

$$\eta = 100 \cdot \frac{P_{out}}{P_{in_RF}} \quad (V.1)$$

$$\eta_{total} = 100 \cdot \frac{P_{out}}{P_{in_RF} + P_{in_DC}} \quad (V.2)$$

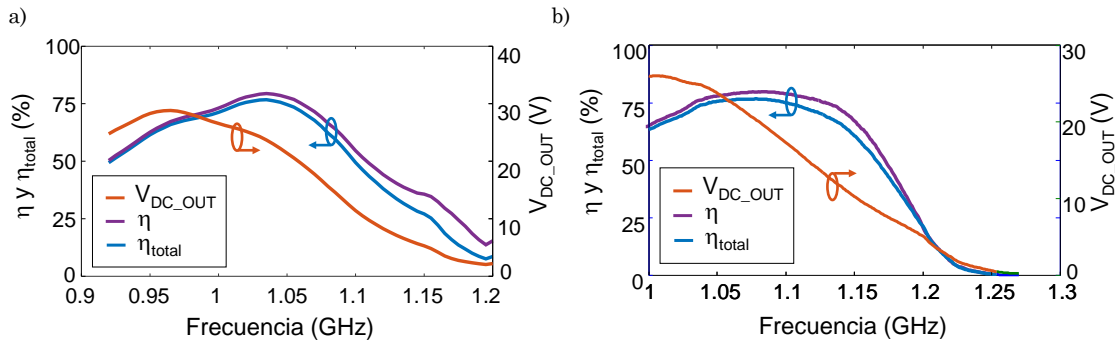


Figura V.5 Perfiles con frecuencia de los convertidores DC/DC clase E² basados en el transistor a) CGH35030F y b) CGH60030D.

Se ha medido una eficiencia máxima de 79.4% a 1035 MHz para el convertidor basado en el transistor encapsulado, siendo la eficiencia total en ese punto de 76.7%. Además, es posible controlar con frecuencia una tensión de salida entre 2 V y 28.8 V. En el caso del convertidor implementado a die, se ha obtenido una eficiencia total máxima de 76.7%, con un rango de control de la tensión de salida mucho más lineal, desde valores cercanos a cero hasta 26 V. En este último caso, la eficiencia total permanece por encima del 70% para un valor de tensión de 5.1 dB por debajo del máximo.

El convertidor DC/DC resonante implementado a die, también fue caracterizado de forma dinámica. Aunque se pueden emplear otras técnicas de control, por fase (PM), por anchura de pulso (PWM), etc., aprovechado el perfil lineal de la tensión de salida con la frecuencia obtenido, se utilizó FM para el uso de esta topología como modulador de envolvente [8]. El diagrama de bloques del convertidor propuesto se muestra en la Figura V.6. La variación de la tensión deseada, V_{ctrl} , se amplificó y se codificó en la frecuencia de conmutación instantánea mediante un oscilador controlado por tensión (VCO) de banda ancha y altamente lineal, ROS-1600W+, de Minicircuits. Después de la etapa de pre-amplificación, la señal se separó mediante un divisor de potencia comercial de Anaren. La diferencia de fase, necesaria para una perfecta

sincronización del rectificador se ajustó a través de una longitud de línea de transmisión.

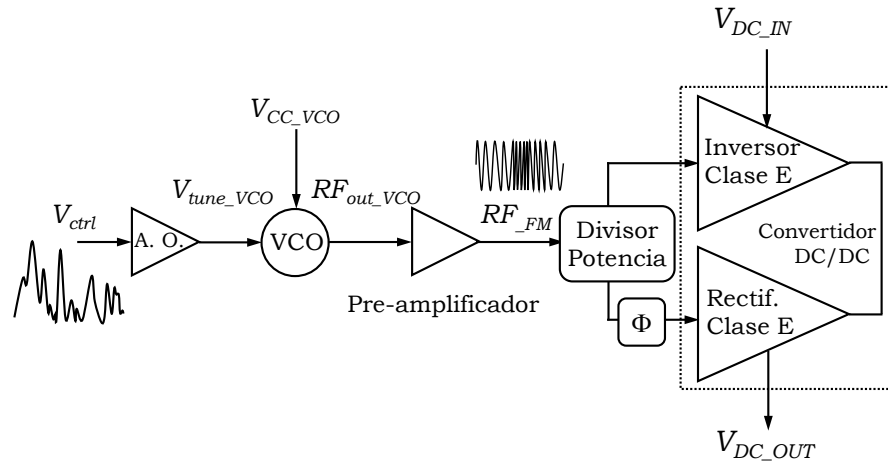


Figura V.6 Esquema simplificado del convertidor controlado por FM.

Como muestra la Figura V.7, se midieron elevados valores de *slew rate* y ancho de banda en gran señal de 2.25 V/ns y 56.5 MHz, respectivamente.

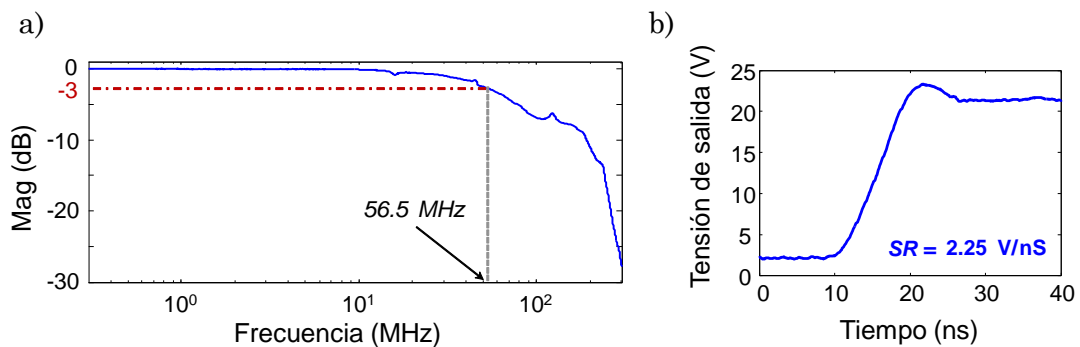


Figura V.7 Resultados de caracterización dinámica del convertidor a die: a) ancho de banda en gran señal y b) *slew rate*.

Además, con el convertidor a die presentado en [9], se recuperó una señal WCDMA de 2 portadoras de 10 MHz y 6.6 dB de PAPR con una eficiencia de 71.4% ($\eta_{total} = 67.1\%$), con una excursión entre 3.5 V y 28 V. En dicho caso, el rango de control de la tensión era algo menor y no llegaba a 0 V, por lo que existía una leve distorsión en la parte baja de la envolvente recuperada (Figura V.8), ya que no se utilizó ninguna técnica de predistorsión digital. Con esta nueva implementación, se obtuvo un perfil de tensión con frecuencia mucho más lineal, lo que le hace apto para su uso en arquitecturas de transmisión híbridas ET/EER.

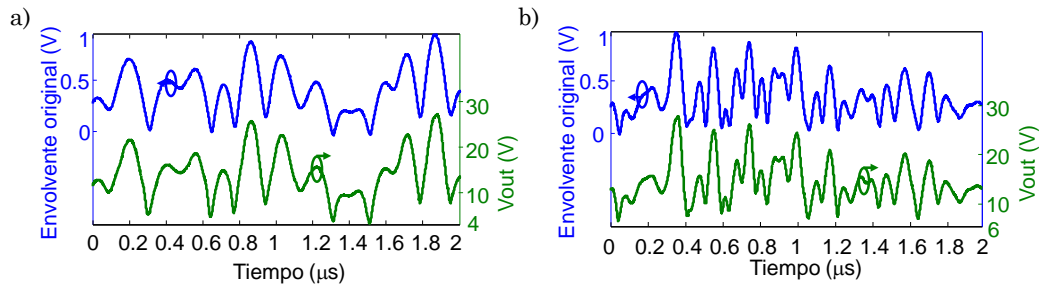


Figura V.8 Comparación entre las tensiones de envolvente original y recuperada para: a) WCDMA de 2 portadoras (10 MHz) y b) WCDMA de 4 portadoras (20 MHz) [9].

Por su parte, el convertidor basado en el transistor encapsulado, fue modificado para su uso sin señales de RF de entrada, tal y como se describe en la siguiente sección.

V.2 Convertidor DC/DC Resonante Auto-oscilante

Uno de los objetivos fundamentales en la simplificación de la topología de los convertidores DC/DC clase E² para una integración eficiente, tanto en aplicaciones de electrónica de potencia como en sistemas de radio, es la eliminación de la entrada de RF, convirtiendo el amplificador de potencia en un oscilador y haciendo operar al rectificador en modo auto-síncrono. Un ejemplo de este tipo de topología, basada en MOSFET, fue propuesta en [12], empleando un oscilador clase E según el procedimiento presentado en [13]. El convertidor era capaz de dar 1.55 W de potencia a 2 MHz con una eficiencia del 78.9%, utilizando una bobina para forzar la oscilación del inversor clase E. Otra solución a 4.6 GHz y baja potencia fue presentada en [5], empleando un oscilador clase E y un rectificador a diodo. Un procedimiento análogo se seguirá en esta sección para el diseño de un convertidor clase E², basado en el implementado a transistor GaN HEMT CGH35030F de Wolfspeed en la sección anterior.

Topología del Convertidor DC/DC auto-síncrono/auto-oscilante

En la Figura V.9, se muestra el esquemático del convertidor auto-síncrono y auto-oscilante implementado, cuya diferencia con el presentado

en la Figura V.4, radica en las redes de adaptación de entrada y en la ausencia de puertos de entrada de RF.

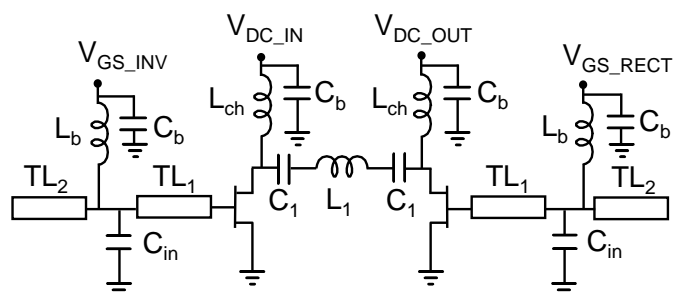


Figura V.9 Esquemático del convertidor Clase E² auto-síncrono y auto-oscilante.

La conexión entre rectificador e inversor se realiza a través de la red compuesta por la bobina L_1 y los condensadores C_1 . Esta red está diseñada para garantizar la terminación apropiada a los armónicos $2f_0$ y $3f_0$ a través de la resonancia propia de la bobina L_1 , mientras que los condensadores C_1 permiten el ajuste correcto de la impedancia óptima a la frecuencia fundamental. Para lograr las condiciones de operación auto-síncrona en el rectificador y auto-oscilante en el inversor, se ajustaron las longitudes del stub en abierto (TL_2) y el tramo de línea (TL_3), así como el valor del condensador a tierra (C_{in}) para sintetizar la condición de impedancia necesaria en puerta a f_0 . Según el análisis teórico simplificado presentado en [14], asumiendo un conmutador ideal y aplicando el principio de dualidad, dicha impedancia debe corresponder al valor de reactancia capaz de resonar las capacidades intrínsecas $C_{gs}+C_{gd}$ a una frecuencia ligeramente superior a la de conmutación, para poder asegurar la condición de conmutación suave deseada en un clase E. Esto se logró con la implementación de redes de adaptación simétricas, tal y como puede apreciarse en la fotografía del convertidor (Figura V.10).

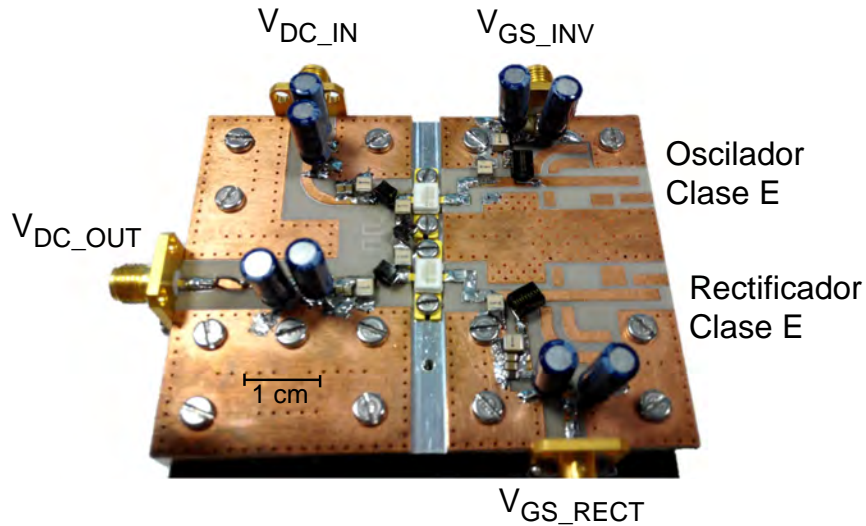


Figura V.10 Fotografía del convertidor clase E² auto-síncrono/auto-oscilante.

La respuesta en frecuencia de la red de salida CLC, cargada con un valor de impedancia igual a R_{opt} , está representada en la carta de Smith de la Figura V.11, junto con el valor teórico $R_{opt} + j \cdot 2 \cdot X$, a obtener, bajo dicha condición, a la frecuencia fundamental. Como puede verse, se ha logrado sintetizar un valor muy cercano al óptimo, mientras que el primer y segundo armónico se sitúan cerca del circuito abierto.

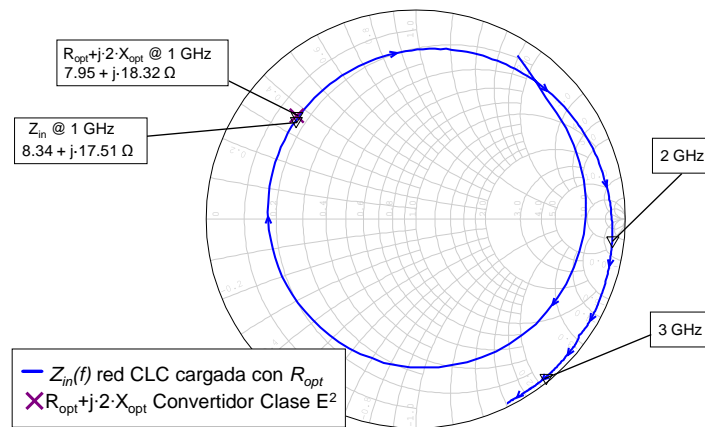


Figura V.11 Evolución con frecuencia de la impedancia vista en un puerto de la red de salida, cuando el otro está cargado con el valor de resistencia óptimo.

Para reducir los efectos de memoria del convertidor, al ser utilizado como modulador de envolvente en un esquema polar, por ejemplo, es interesante reducir el valor de la bobina de polarización, por lo que en este caso se utilizó una bobina $L_{ch} \neq L_b$, siendo L_b la que proporciona un mejor abierto a la frecuencia de trabajo y que en este caso es de 120 nH (ver

relación de valores utilizados en Tabla V.1). En la Figura V.12, se muestra la respuesta en frecuencia de la T de polarización resultante, compuesta por L_{ch} y C_b , para obtener un buen rechazo a la frecuencia fundamental y sus armónicos, mientras permite el paso de DC.

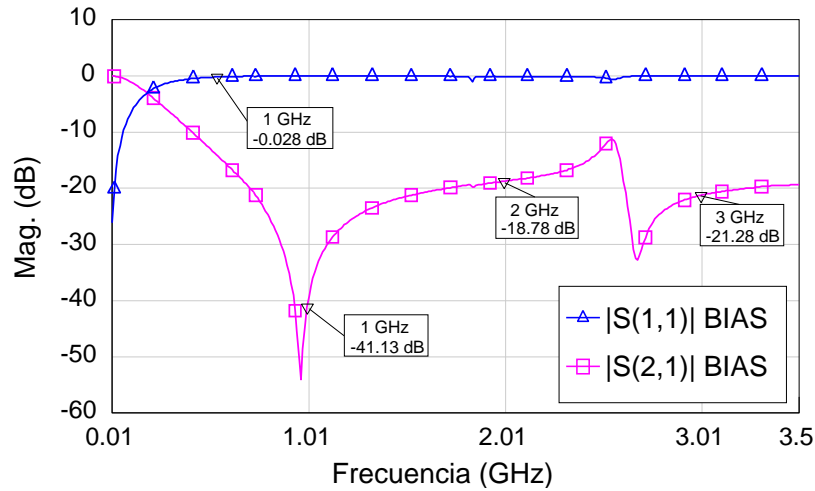


Figura V.12 Respuesta en frecuencia de la T de polarización implementada en la vía de drenador, compuesta por L_{ch} y C_b .

Componente	C_{in}	L_{ch}	L_b	C_b	C_1	L_1	TL_1	TL_2
Valor	12 pF	12.5 nH	120 nH	27 pF	10 pF	8 nH	10 mm	18 mm

Tabla V.1 Valores de los componentes utilizados en el convertidor.

Caracterización Estática

Dado que no existen señales de RF aplicadas a los terminales de puerta del inversor ni del rectificador, el arranque del convertidor se realiza elevando la tensión de puerta del inversor por encima de pinch-off. Una vez iniciada la oscilación (que aparece en torno a 915 MHz), dicha tensión se reduce hasta igualarla a la tensión de puerta del rectificador, $V_{GS_INV}=V_{GS_RECT} = -3.55$ V, condición que corresponde al punto de operación de mayor eficiencia ($\eta_{total}=79.5\%$ a $f_{osc} \approx 940$ MHz). Es evidente el control de la frecuencia de oscilación del inversor con la señal que se le aplica en puerta (similar al de un VCO), gracias a la característica no lineal $C_{gs}(V_{gs})$ de los dispositivos GaN HEMT. En este caso, la eficiencia presentada corresponde a la eficiencia total, definida según la ecuación (V.3). Al ser la corriente en las puertas prácticamente cero en el rango de

operación del convertidor, la potencia de entrada dependerá casi exclusivamente del consumo en drenador del inversor.

$$\eta_{total} = 100 \cdot \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = 100 \cdot \frac{\left(\frac{V_{OUT}^2}{R_L}\right)}{(V_{DC_IN} I_{DC_IN} + V_{GS_INV} I_{GS_INV} + V_{GS_RECT} I_{GS_RECT})} \quad (V.3)$$

Por otro lado, es sabido que la respuesta en frecuencia de la red LC del amplificador clase E, con un alto factor de calidad Q, resulta en un perfil con una variación bastante lineal de potencia de salida contra frecuencia. Se aprovechará por tanto, el control basado en modulación FM, para obtener perfiles de elevadas prestaciones mientras varía la tensión a la salida del convertidor.

La Figura V.13 detalla el set-up de medida utilizado en la caracterización estática del convertidor. En la captura de la señal de DC a la salida se utilizó un osciloscopio, mientras que para la señal de RF radiada por la línea microstrip se empleó una sonda coaxial a modo de antena, conectada a un analizador de espectros, de modo a estimar la frecuencia de oscilación. Como puede verse, se utilizaron dos fuentes de alimentación para poder controlar la tensión de puerta de manera independiente.

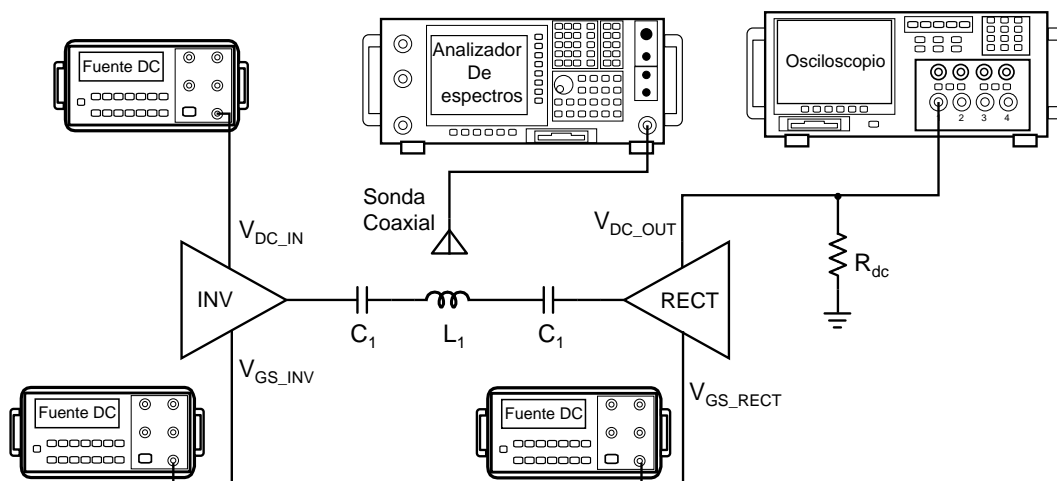


Figura V.13 Set-up de medidas empleado en la caracterización estática del convertidor clase E² auto-oscilante.

La variación de la tensión de salida y de la eficiencia total del convertidor en función de la tensión de control, $V_{GS_INV} = V_{GS_RECT} = V_{gs}$, se muestra en la Figura V.14. En el eje superior se ha representado la variación correspondiente a la frecuencia de conmutación del oscilador.

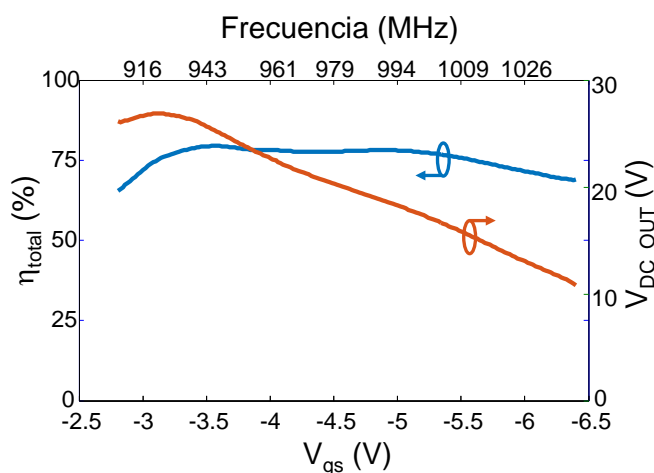


Figura V.14 Evolución de la tensión de salida y de la eficiencia en función de la frecuencia (barrido de $V_{gs} = V_{GS_INV} = V_{GS_RECT}$), con $V_{DC_IN} = 28$ V.

Como puede observarse, existe una variación bastante lineal de la tensión de salida entre 10.7 V y 26.8 V, manteniéndose la eficiencia por encima del 70% hasta 7.8 dB por debajo del valor de V_{DC_OUT} máximo. El pico de eficiencia medido ha sido de 79.4%, con una tensión de salida de 25.4 V (12.9 W entregados a una carga de 50 Ω). Este perfil es muy conveniente si se quisiera emplear el convertidor para reproducir envolventes de señales complejas de manera eficiente en arquitecturas EER/Polar o híbridas.

De cara a conocer la linealidad de la tensión de salida respecto de la entrada, el convertidor se caracterizó respecto a la variación de la tensión de drenador del inversor, V_{DC_IN} . Como se esperaba, tal y como muestra la Figura V.15, la tensión de salida sigue un perfil muy lineal, siendo además la eficiencia superior al 75% a partir de una tensión de entrada de 10.2 V. Aunque el rango de variación es menor que con V_{gs} , también existe variación de la frecuencia de conmutación con $V_{DS_INV} = V_{DC_IN}$.

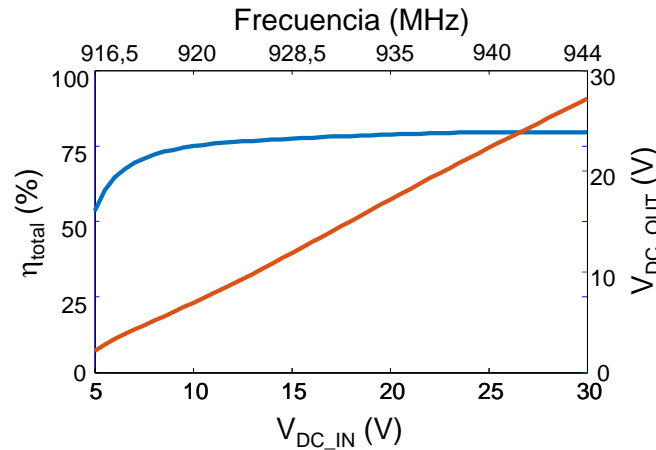


Figura V.15 Comportamiento del convertidor con la variación de la señal DC de entrada

El convertidor también fue caracterizado en función de la variación estática de la resistencia de carga. La Figura V.16 muestra la evolución de la eficiencia y la tensión de salida con R_L , apreciándose también un comportamiento cercano al lineal con el convertidor operando como una fuente de corriente. En el rango medido, la eficiencia se mantuvo por encima de 70% entre 17 y 93 Ω (17.4 V – 40.8 V), con un pico de 79.6% a 50 Ω . Sin embargo, es necesario tener en cuenta el estrés que se provoca en el dispositivo debido al valor pico de la tensión que se alcanza en drenador, por lo que no sería adecuado utilizar el dispositivo con valores de R_L superiores a 70 Ω ($V_{DC_OUT} \leq 34$ V con $V_{br}=120$ V).

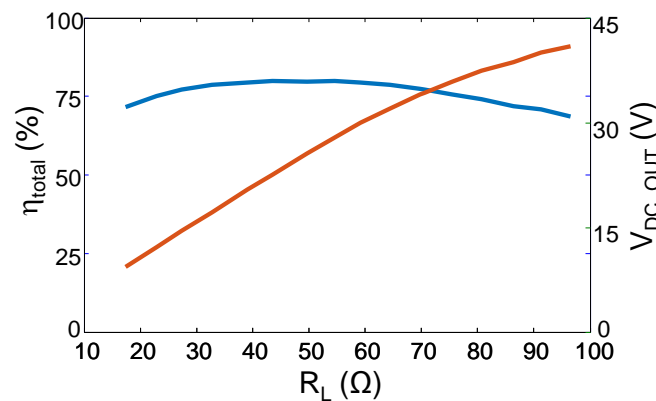


Figura V.16 Evolución de la tensión de salida y la eficiencia del convertidor en función de la variación de la carga.

Caracterización Dinámica

En vistas a evaluar su comportamiento al aplicar variaciones rápidas en la señal de control, se realizaron medidas en régimen dinámico del convertidor. Primero se evaluó la capacidad de respuesta del convertidor ante un transitorio abrupto (*slew rate*), inyectando en el convertidor un pulso entre los niveles máximo y mínimo de la tensión de control donde aparece la oscilación del inversor. Los resultados de la medida así como una representación del set-up utilizado, se muestran en la Figura V.17.

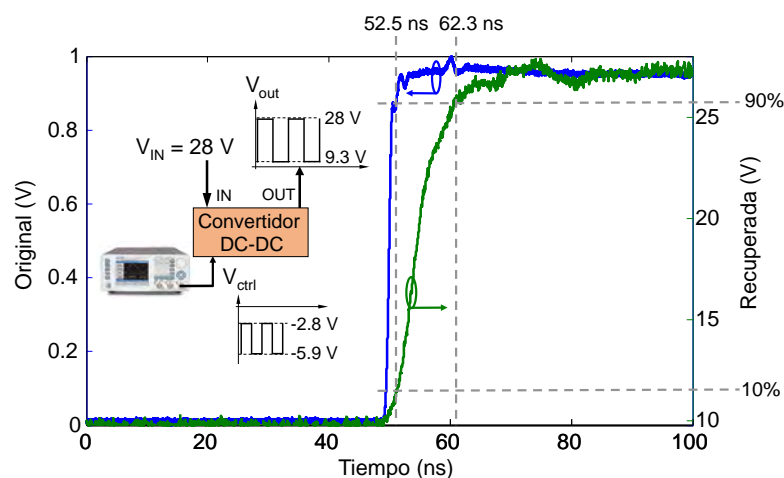


Figura V.17 Respuesta del convertidor a un pulso de máxima variación de su señal de control. Se pueden apreciar también detalles del set-up.

Se obtuvo un rango de tensión de salida entre 9.3 V y 28 V, siendo la respuesta del convertidor de 9.8 ns entre el 10% y el 90% de dicho rango (14.2 V), lo que equivale a un *slew-rate* de 1.44 V/ns.

Para medir la respuesta en frecuencia en gran señal del convertidor se empleó un set-up como el que se muestra en la Figura V.18. A la señal del puerto 1 del analizador de redes se le aplicó un offset de DC para tener el rango de variación deseado en la señal de control, mientras que un atenuador a la salida del convertidor sirve de protección al puerto 2. Como se aprecia, se midió un ancho de banda a 3 dB de 32 MHz. Este resultado, aunque no tan elevado como el del convertidor realizado con señales de entrada de RF, se puede considerar satisfactorio teniendo en cuenta la

elevada frecuencia de conmutación y las posibilidades de miniaturización que permite este tipo de convertidor auto-síncrono/auto-oscilante.

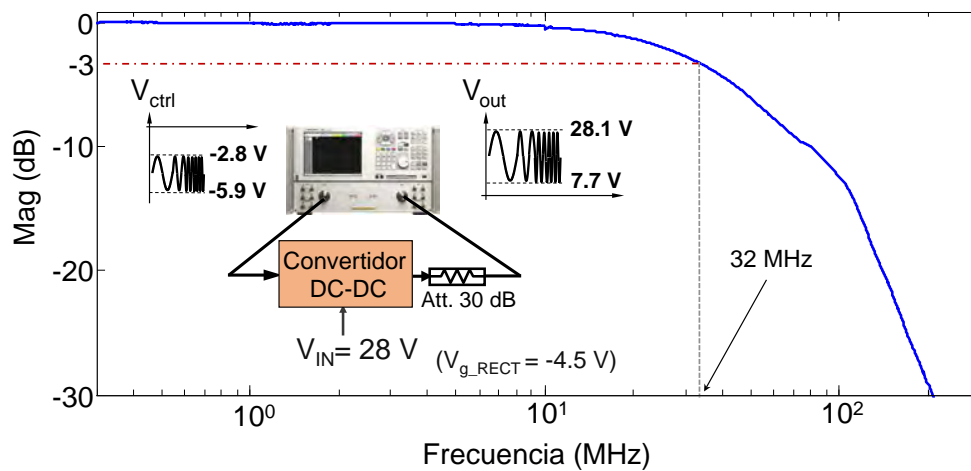


Figura V.18 Set-up de medidas y resultado de la caracterización de la respuesta en frecuencia del convertidor auto-oscilante.

Los buenos resultados de caracterización dinámica obtenidos de los convertidores DC/DC resonantes descritos en este capítulo, otorgan validez al diseño de este tipo de dispositivos en UHF respecto a los diseños habitualmente a más bajas frecuencias, por lo que son buenos candidatos para ser usados como moduladores de envolvente en arquitecturas ET/EER y mejorar la eficiencia global del transmisor. De cara a verificar la viabilidad de las topologías presentadas, en el Capítulo VII puede encontrarse una tabla comparativa de convertidores DC/DC de alta frecuencia en el estado del arte.

V.3 Referencias

- [1] F. Waldron, R. Foley, J. Slowey, A. N. Alderman, B. C. Narveson and S. C. Ó Mathúna, "Technology Roadmapping for Power Supply in Package (PSiP) and Power Supply on Chip (PwrSoC)," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 9, pp. 4137-4145, Sept. 2013.
- [2] 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.
- [3] M. K. Kazimierczuk and J. Jozwik, "Class E2 Narrow-Band Resonant DC/DC Converters," *IEEE Trans. Instrumentation and Meas.*, vol. 38, no. 6, pp. 1064-1068, Dec. 1989.

-
- [4] J. M. Rivas, O. Leitermann, Y. Han, and D. J. Perreault, "A Very High Frequency DC-DC Converter Based on a Class Φ_2 Resonant Inverter," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 26, no. 10, pp. 2980-2992, Oct. 2011.
- [5] S. Djukic, D. Maksimovic, and Z. Popovic, "A Planar 4.5-GHz DC-DC Power Converter," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 8, pp. 1457-1460, Aug. 1999.
- [6] M. K. Kazimierczuk and J. Jozwik, "Resonant dc/dc Converter with Class-E Inverter and Class-E Rectifier," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 568-578, Nov. 1989.
- [7] D. C. Hamill, "Time reversal duality and the synthesis of a double class E DC-DC converter," *IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, pp. 512-521, 1990.
- [8] J. A. Garcia, R. Marante and M.N. Ruiz, "GaN HEMT Class E² Resonant Topologies for UHF DC/DC Power Conversion," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 12, pp. 4220-4229, Dec. 2012.
- [9] 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," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Seattle, WA, 2013.
- [10] R. Marante, "Diseño de Circuitos y Esquemas de Transmisión con Alta Eficiencia en Tecnología GaN HEMT", *Ph.D. dissertation*, Dept. Ing. de Telecom., University of Cantabria, Santander, Cantabria, Spain, 2016.
- [11] F. H. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CS-24, no. 12, pp. 725-735, Dec. 1977
- [12] H. Hase, H. Sekiya, Jianming Lu and T. Yahagi, "Resonant DC/DC converter with class E oscillator," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 720-723, 2005.
- [13] H. Hase, H. Sekiya, Jianming Lu and T. Yahagi, "Novel design procedure for MOSFET class E oscillator," *The 2004 47th Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS '04)*, pp. I-33-6, Jul. 2004.
- [14] I. Ramos, M. N. Ruiz, 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.

Capítulo VI

Implementación de

Transmisores de

Alta Eficiencia

Considerando la alta eficiencia alcanzada con los circuitos clase E descritos en los capítulos anteriores, resta el poder emplearlos para manejar señales de comunicaciones con complejos formatos de modulación como WCDMA y LTE. Para ello, es necesario hacer uso de arquitecturas de transmisión inalámbrica como Doherty [1], *envelope tracking* (ET)[2], polar (EER)[3], outphasing [4] o técnicas híbridas.

En el transmisor polar, las componentes de amplitud y fase son separadas y manipuladas de manera individual hasta combinarse en la salida del amplificador de potencia de RF. Por tanto, en la rama de amplitud, el convertidor DC/DC auto-oscilante descrito en el Capítulo V puede ser utilizado como amplificador de envolvente, bajo control por frecuencia, siguiendo los pasos descritos en [5][6], para convertidores similares, mientras que un amplificador de potencia clase E de alta eficiencia, como los descritos en el Capítulo IV, manipularía la componente de fase de la señal.

Igualmente, dichos amplificadores clase E pueden ser empleados en cada una de las ramas de un transmisor outphasing, para la recuperación lineal y eficiente de señales de comunicaciones, gracias a que no existe

variación de la amplitud en las señales de entrada en este tipo de topología (outphasing puro).

Dado el auge que existe actualmente en el diseño de inversores Chireix, basados en arquitecturas outphasing con combinador no aislado, en este capítulo se proponen distintos transmisores de este tipo, utilizando los amplificadores de potencia a GaN HEMT descritos en la sección IV.1, del Capítulo IV.

VI.1 Transmisores Outphasing

Mientras el amplificador Doherty se ha impuesto hasta la fecha en las macro estaciones base, el ET ha encontrado su nicho en los terminales móviles. Por su parte, el esquema outphasing se viene constituyendo en una alternativa real sólo más recientemente, inspirado por resultados relevantes en su implementación con amplificadores clase E [7], [8], ya sea siguiendo la topología original serie propuesta por los Sokals en [9], la de circuito paralelo descrita en detalle por Grevennikov [10] o los más extensos modos continuos analizados por Acar [11].

En el transmisor Chireix, la envolvente de la señal original se codifica en el ángulo de outphasing de dos señales de amplitud constante, que una vez amplificadas, son sumadas vectorialmente para recuperar la señal deseada con variaciones de amplitud y fase. Por tanto, la linealidad puede ser garantizada a pesar del uso de amplificadores de modo conmutado de alta eficiencia. En la salida, se utilizan combinadores reactivos, para la modulación de carga mutua (combinador Chireix).

Utilizando una longitud de línea de transmisión y una reactancia de compensación X adecuadas, es posible combinar de forma asimétrica los dos amplificadores Clase E, tal y como proponen Beltrán y Raab [7], logrando que la impedancia en drenador se sitúe de forma que se pueda obtener un amplio rango dinámico y alta eficiencia.

A continuación, se abordarán los diseños de tres esquemas de transmisión tipo outphasing en UHF, basadas en amplificadores clase E a GaN HEMT con distintos perfiles de eficiencia con la variación de la carga, adecuando su uso a distintas señales de comunicaciones.

VI.1.i. Tx. Outphasing basado en AP Clase E Original

Como se comentó en el diseño del amplificador de potencia clase E, basado en la topología propuesta por Sokal [9] (Sección IV.1.i del Capítulo IV), el uso de una red de salida compuesta por una red LC serie presenta un alto factor de calidad que provoca que el inversor sea selectivo en frecuencia. A pesar de dicha limitación, dada su alta eficiencia a 50Ω , se propone la implementación de un transmisor outphasing utilizando dos amplificadores a 770 MHz, de cara a obtener un perfil de eficiencia que se mantenga alto para niveles de potencia de salida muy inferiores al máximo.

La topología del transmisor outphasing, basada en la propuesta por Beltrán [7] con combinación asimétrica, se ha representado en la Figura VI.1. Está formada por dos ramas, cada una de ellas compuesta por un amplificador clase E y una línea de transmisión de longitud variable, y el combinador reactivo Chireix. La longitud de dichas líneas y el valor de las reactancias de compensación del combinador Chireix, fueron ajustadas de manera que las trayectorias de modulación de carga se encontrasen en la zona de máxima eficiencia, al mismo tiempo que se cortasen el mayor número posible de contornos de potencia de salida. Dichas trayectorias se han representado sobre los círculos de *load-pull* del amplificador clase E a 770 MHz en la Figura VI.2. De este modo, al situar la impedancia en drenador en dicha zona, es posible manejar señales con alta PAPR.

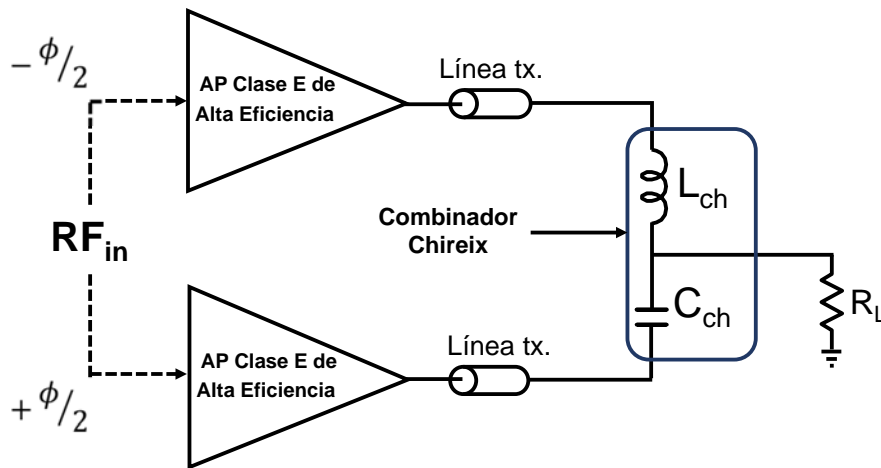


Figura VI.1 Esquema outphasing propuesto.

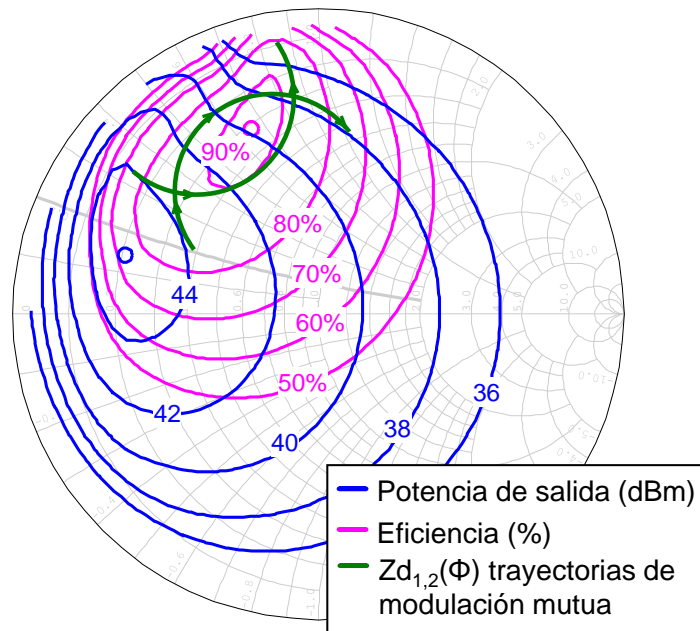


Figura VI.2 Trayectorias de modulación mutua y contornos de potencia de salida y eficiencia del amplificador clase E a 770 MHz.

El prototipo fue implementado utilizando dos amplificadores de potencia independientes, por lo que la red de combinación se realizó de manera externa ajustando la longitud de las líneas de transmisión mediante transiciones SMA, como puede verse en la fotografía de la Figura VI.3. Por su parte, la reactancia de compensación se fijó a un valor $X_{ch} = 35 \Omega$, siendo los elementos reales del combinador Chireix utilizados $L_{ch} = 8.8 \text{ nH}$ y $C_{ch} = 6.8 \text{ pF}$.

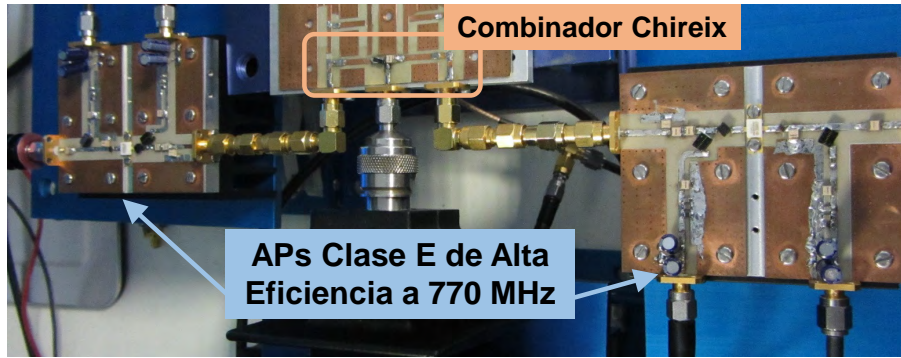


Figura VI.3 Fotografía del transmisor Chireix implementado.

Caracterización del transmisor Chireix a 770 MHz

El transmisor outphasing fue caracterizado en primer lugar de manera estática, frente al ángulo de outphasing, ϕ , utilizando el sistema de medida mostrado en la Figura VI.4. Se utilizaron dos generadores vectoriales de señal para enviar cada una de las señales de amplitud constante (ecuaciones (VI.1) y (VI. 2)), mientras que P_{out} fue medido con un sensor de potencia. En el caso de la caracterización dinámica, se añadió además a la salida un analizador de espectros y un analizador vectorial de señal (VSA), para la captura de la señal recuperada.

$$S_i^1(t) = A_c \cdot \cos\left(\omega_c \cdot t + \theta(t) + \frac{\phi(t)}{2}\right) \tag{VI. 1}$$

$$S_i^2(t) = A_c \cdot \cos\left(\omega_c \cdot t + \theta(t) - \frac{\phi(t)}{2}\right) \tag{VI. 2}$$

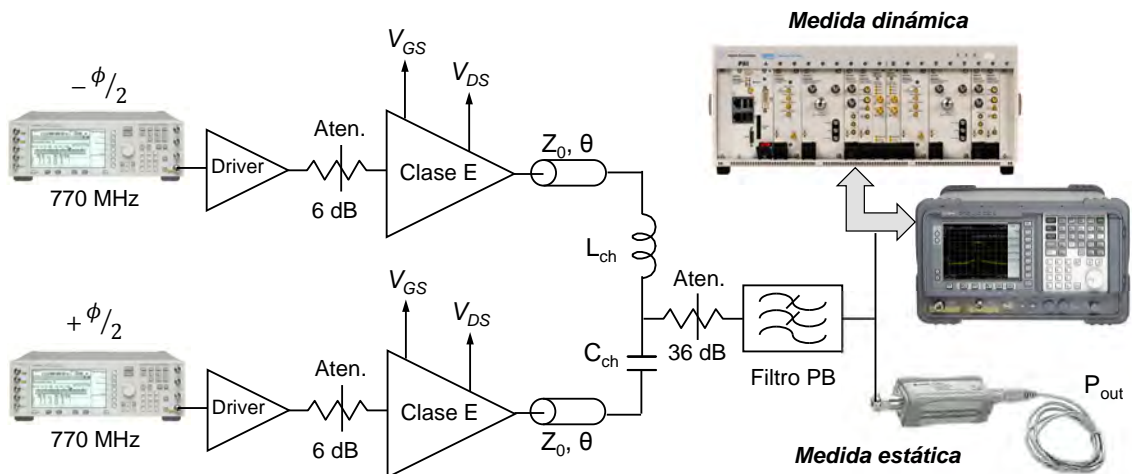


Figura VI.4 Set-up utilizado en la caracterización del transmisor Chireix.

En la Figura VI.5, se muestra la evolución de la eficiencia, potencia y la amplitud de la tensión de salida frente al ángulo de outphasing. Como puede verse, la amplitud de la señal se puede controlar, de manera aproximadamente lineal, mediante la variación de ϕ , mientras que la eficiencia se mantiene alta. El máximo de potencia de salida obtenido ha sido de 45.3 dBm, estando la eficiencia por encima del 70% hasta que el nivel de P_{out} se reduce a 35.6 dBm (resultando un rango de potencia de 9.7 dB), lo que hace a esta topología prometedora para su uso en el manejo de señales con formatos de modulación complejos.

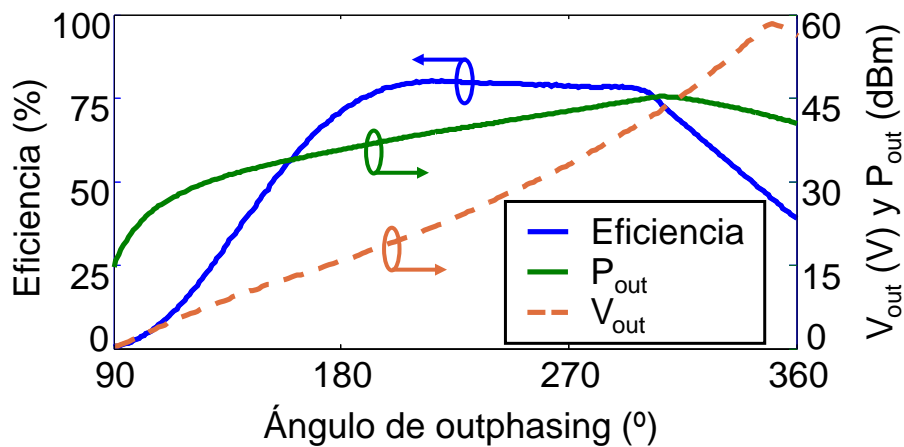


Figura VI.5 Evolución de la eficiencia, tensión y potencia de salida frente al ángulo de outphasing.

A continuación, dados los buenos resultados obtenidos frente a la variación del ángulo de outphasing, se evaluó su comportamiento dinámico con una señal de comunicaciones 4G con gran PAPR. En concreto se utilizó una señal LTE de 9.6 dB de PAPR y un ancho de banda de 1.4 MHz, siendo la señal capturada por el analizador de espectros, la mostrada en la Figura VI.6. Se ha conseguido reproducir la señal, con unos valores de eficiencia y PAE promedios de 57.5% y 47.8%, respectivamente, siendo la potencia de salida promedio de 3.33 W. También puede comprobarse que se cumplen los estrictos requerimientos de linealidad de canal adyacente asociados a este tipo de señal ($ACPR_{adj} \geq 44.2$ dBc), aunque el transmisor

presenta limitaciones en el ancho de banda de las señales a manejar, debido al alto factor de calidad de la red de salida.

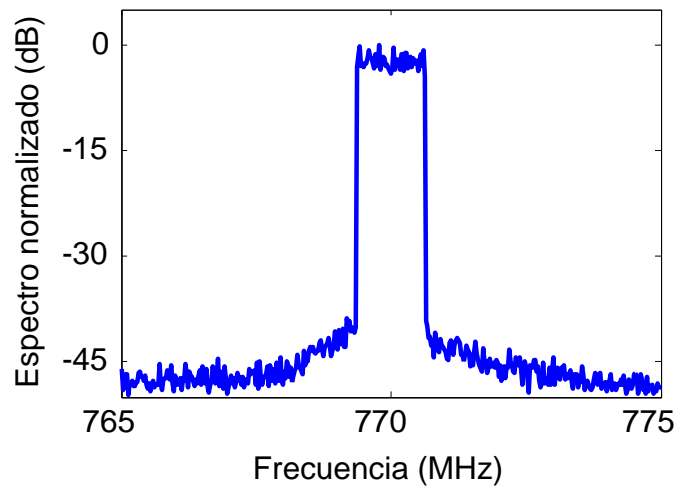


Figura VI.6 Señal LTE recuperada a la salida del transmisor Chireix.

En este sentido, a continuación se proponen otras soluciones orientadas a la manipulación de señales doble banda y de banda más ancha.

VI.1.ii. Transmisor Outphasing basado en AP Banda Ancha.

Basado en el amplificador de potencia diseñado en la sección IV.1.ii del Capítulo IV para operar con alta eficiencia entre 750 y 960 MHz, se propone un esquema outphasing doble banda, que permita transmitir señales a 770 MHz y 960 MHz. Para llevarlo a cabo, se ha utilizado la misma topología descrita en la Figura VI.1, utilizando dos amplificadores independientes y una red de combinación externa.

Aprovechando la rotación de la impedancia en drenador con la frecuencia, debido a la variación de las longitudes eléctricas de las líneas de transmisión utilizadas entre las redes de salida de los amplificadores y el combinador, fue posible ajustar las trayectorias de modulación de la carga para ambas frecuencias. En la Figura VI.7, se muestran los contornos de *load-pull* para una frecuencia intermedia, 865 MHz, sobre los cuales se han representado dichas trayectorias. Como puede verse, $Z_d(\phi)$ ha sido ajustada sobre la zona de máxima eficiencia, cortando el mayor número posible de círculos de potencia de salida. Además, en el caso de

770 MHz, la potencia de salida aumenta con el ángulo de outphasing, mientras que, para 960 MHz, disminuye, lo que deberá tenerse en cuenta al transmitir las señales.

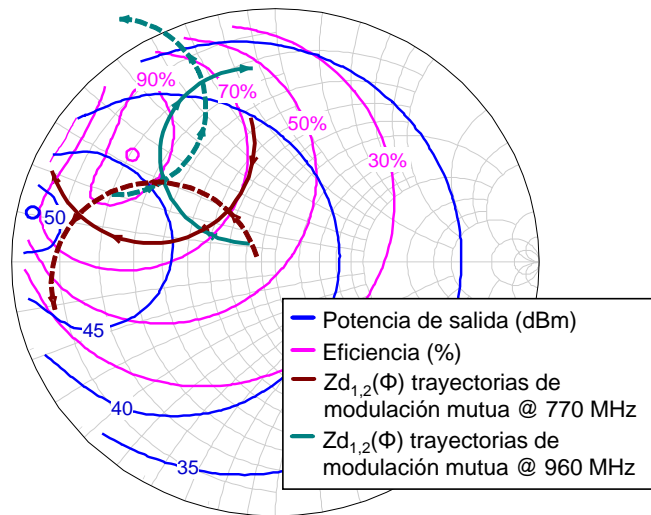


Figura VI.7 Trayectorias de modulación mutua correspondientes a cada una de las ramas, para 770 MHz y 960 MHz, representadas sobre los círculos de eficiencia y potencia de salida.

En la Figura VI.8, puede verse una fotografía con detalles de la implementación, muy similar a la realizada para el transmisor Chireix a 770 MHz.



Figura VI.8 Fotografía del transmisor Chireix implementado, con detalle de los amplificadores y del combinador reactivo.

Perfiles Estáticos del Transmisor Chireix Doble Banda

Una vez implementado, se realizó una primera caracterización de la eficiencia y la potencia de salida en términos del ángulo de outphasing. Los perfiles obtenidos a 770 MHz y 960 MHz se muestran en la Figura VI.9, donde el ángulo de outphasing representa la diferencia de fase a la entrada de cada amplificador de RF. Como se esperaba de las

simulaciones, la potencia de salida aumenta con dicho ángulo en una banda, mientras que disminuye en la otra.

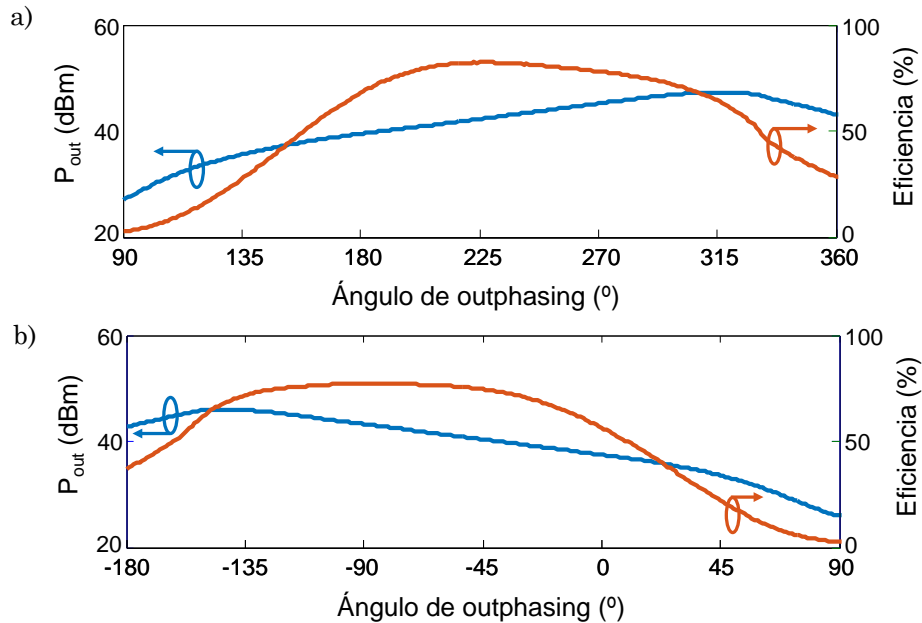


Figura VI.9 Perfiles de potencia de salida y eficiencia medidos a a) 770 MHz y b) 960 MHz.

Los máximos de eficiencia han sido de 82.3% y 77.2%, para 770 MHz y 960 MHz, respectivamente. Además, si se representa la eficiencia frente al *back-off* de potencia (Figura VI.10), donde 0 dB corresponde al máximo valor alcanzable para cada frecuencia, es posible observar cómo se mantiene por encima del 60% para un *back-off* de potencia de 8.5 dB y 8.1 dB.

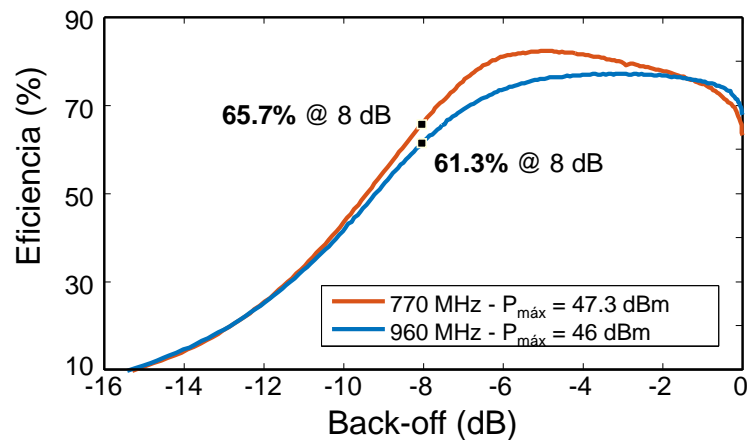


Figura VI.10 Perfiles de eficiencia frente al *back-off* de potencia a 770 MHz y 960 MHz.

Los perfiles resultantes proporcionan un amplio control de la potencia de salida mientras la eficiencia en drenador se mantiene alta. Sin embargo, es necesario tener en cuenta que para poder reproducir envolventes complejas sería necesario utilizar una estrategia híbrida, dado que el rango dinámico obtenido en los perfiles no alcanza niveles cercanos a cero. Dicha estrategia combinaría outphasing para la parte alta de la envolvente y modulación de amplitud de las señales de RF de entrada, para el resto [11].

Comportamiento Dinámico del Transmisor Chireix Doble Banda

En la caracterización del transmisor Chireix se empleó un sistema de medida como el mostrado anteriormente en la Figura VI.4. Utilizando una señal de triangular de 100 kHz, cuya envolvente fue codificada en el ángulo de outphasing y enviada a cada generador vectorial de señal, se extrajeron en primer lugar los perfiles dinámicos $\phi-AM$ y $\phi-PM$, siendo capturada la evolución de las componentes de amplitud y fase de la envolvente de la señal de salida con el analizador vectorial de señal.

Por su sencillez y dado que no se observaron efectos de memoria significantes, se implementó una técnica de predistorsión digital basada en *look-up tables* (LUTs), para estimar la capacidad del transmisor al reproducir señales de comunicaciones con modulación compleja. Para dicho propósito fueron seleccionadas dos señales WCDMA de 5 MHz de ancho de banda, con valores de 5.1 dB y 8.4 dB de potencia pico potencia promedio, respectivamente. El espectro recuperado de esta última a 770 MHz, puede verse en la Figura VI.11 comparado con el de la señal original y el de la capturada antes de predistorsionar. A pesar de la sencillez del método de DPD utilizado, se consigue que el espectro de la señal de salida se ajuste al original, aunque sólo se cumplen los requisitos de linealidad del canal adyacente.

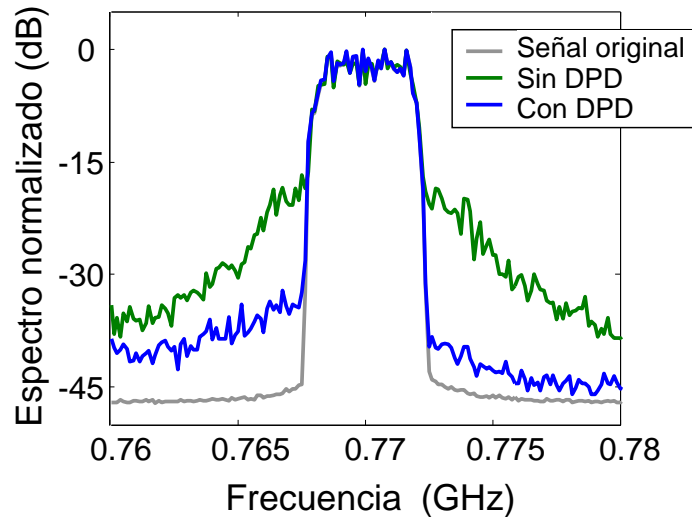


Figura VI.11 Espectro de la señal WCDMA de 8.4 dB recuperado a la salida del transmisor Chireix comparado con la señal original y el obtenido sin DPD.

La Tabla VI.1 resume los resultados de potencia de salida, eficiencia y PAE para cada señal, además de los niveles de ACPR obtenidos. Se ha medido una eficiencia promedio alta para ambas señales, de 70.5% y 68.6% para la señal de 5.1 dB y en torno a 40% para la de 8.4 dB, para ambas frecuencias.

Señal	P_{out} (dBm)		η (%)		PAE (%)		ACPR (dBc)			
	770 MHz	960 MHz	770 MHz	960 MHz	770 MHz	960 MHz	Adj. 5MHz		Alt. 10 MHz	
	770 MHz	960 MHz	770 MHz	960 MHz	770 MHz	960 MHz	770 MHz	960 MHz	770 MHz	960 MHz
WCDMA 5.1 dB	12.64	10.76	70.48	68.62	61.78	63.72	-37	-34.5	-39	-40.5
WCDMA 8.4 dB	6.04	5.021	38.52	39.92	28.58	33.83	-34	-32.5	38.5	-35

Tabla VI.1 Resultados de potencia de salida, eficiencia, PAE y ACPR para las señales WCDMA.

Con este transmisor, se han obtenido buenos resultados de eficiencia promedio en la transmisión de señales 3G en dos bandas, por lo que restaría emplear una técnica de predistorsión digital más compleja para cumplir con los requisitos de linealidad. Sin embargo, de cara al manejo de señales 4G, normalmente asociadas a niveles de PAPR mayores, el siguiente paso sería la mejora de los perfiles de eficiencia frente al *back-off* de potencia en ambas bandas, mediante la implementación de un

transmisor outphasing basado en un amplificador que presente un buen perfil con la impedancia de carga.

VI.1.iii. Tx. outphasing basado en AP clase E paralelo.

El amplificador clase E paralelo implementado en la sección IV.1.iii del Capítulo IV, es un firme candidato para su uso dentro de una topología outphasing de banda ancha, ya que presenta un buen perfil de eficiencia frente a la frecuencia. En esta topología, el circuito resonante serie se sintoniza a la frecuencia de operación, por lo que la componente reactiva de la impedancia óptima al fundamental se obtiene a través de la bobina de polarización, L_b , lo que permite obtener perfiles de eficiencia y potencia de salida centrados en dicha frecuencia y con ello un mayor ancho de banda. Además, como ventaja adicional de cara a la realización del transmisor Chireix de banda ancha, ya no es necesario acudir a una solución asimétrica como en los diseños descritos anteriormente, evitando la degradación en frecuencia debida a la longitud de las líneas de transmisión.

Diseño e implementación del transmisor Chireix

En el diseño de este transmisor outphasing se prestó atención a los llamados modos continuos [12], que establecen que las condiciones ZVS y ZVDS pueden ser satisfechas simultáneamente para cualquier valor de la inductancia de la vía de polarización, L_b , mientras las partes real e imaginaria de la impedancia vista a la frecuencia fundamental sean convenientemente seleccionadas como función de q , definida para un transistor con una capacidad de salida C_{out} como:

$$q = \frac{1}{\omega \cdot \sqrt{L_b \cdot C_{out}}} \quad (\text{VI. 3})$$

Este grado de libertad, asociado al valor de la bobina de la vía de polarización, proporciona diferentes perfiles de potencia con frecuencia, siendo el máximo de la potencia de salida coincidente con el máximo de eficiencia para un valor de $q = 1.412$, que corresponde al amplificador clase E paralelo.

Considerando la relación entre ω y q , y de cara a obtener un diseño de banda ancha, se realizó un estudio previo mediante simulaciones de *load-pull* del comportamiento de la impedancia óptima a obtener en drenador al variar la frecuencia de operación, lo que modifica también el valor de q . Por tanto, el transmisor Chireix quedaría formado por dos amplificadores clase E modo continuo.

Utilizando el valor de la bobina real $L_b = 8$ nH, que es el que más se aproxima al teórico dado por la ecuación (VI.3) tomando como punto de partida $q = 1.412$ y $f = 705$ MHz, se realizaron simulaciones de *load-pull* al fundamental (con los armónicos superiores en circuito abierto) para obtener los contornos de eficiencia correspondientes a diferentes valores de q . De este modo, dada la relación inversamente proporcional que existe entre q y f , es posible observar el desplazamiento de los círculos de eficiencia máxima con la frecuencia, para una L_b fija. Los valores de impedancia óptima que proporcionan la máxima eficiencia, se han representado en la carta de Smith de la Figura VI.12 con marcadores color magenta, junto con los contornos correspondientes a $\eta = 85\%$ para varios valores de q . Como puede observarse, con el aumento de la frecuencia (disminución del valor de q), dichos círculos rotan en sentido antihorario, mientras que la impedancia vista desde drenador hacia la red de salida implementada en el amplificador (también dibujada en la Figura VI.12) lo hace en sentido contrario, interceptando los contornos de máxima eficiencia en el ancho de banda deseado.

Tras las simulaciones, se realizó una implementación del transmisor, de una manera mucho más compacta que la llevada a cabo para el caso de los transmisores outphasing descritos anteriormente. Como puede verse en la fotografía de la Figura VI.13a), tanto los dos amplificadores como el combinador reactivo se han montado en una misma placa.

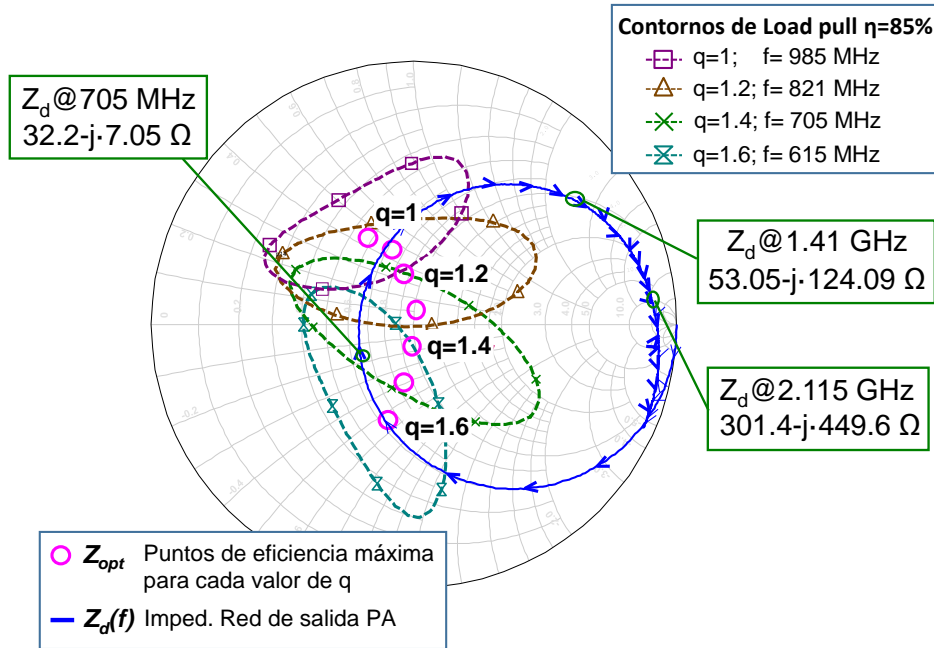


Figura VI.12 Contornos de eficiencia simulados para distintos valores de q , interceptados por la $Z_d(f)$ ofrecida por la red de salida.

Además, se ha incluido una red de transformación de impedancias, que junto con la reactancia de compensación del combinador Chireix, permite orientar las trayectorias de modulación mutua sobre la zona de máxima eficiencia obteniendo, al mismo tiempo, un amplio control de la potencia de salida. Dichas trayectorias se muestran en la Figura VI.13c), superpuestas a los contornos de máxima eficiencia descritos en la Figura VI.12. El esquemático simplificado del transmisor puede verse en la Figura VI.13b), siendo los valores del combinador $C_{ch} = 3$ pF y $L_{ch} = 12.5$ nH, mientras que el transformador está formado por $C_{tr} = 1.2$ pF y $L_{tr} = 12.5$ nH (todos son componentes de alto factor de calidad de ATC y Coilcraft).

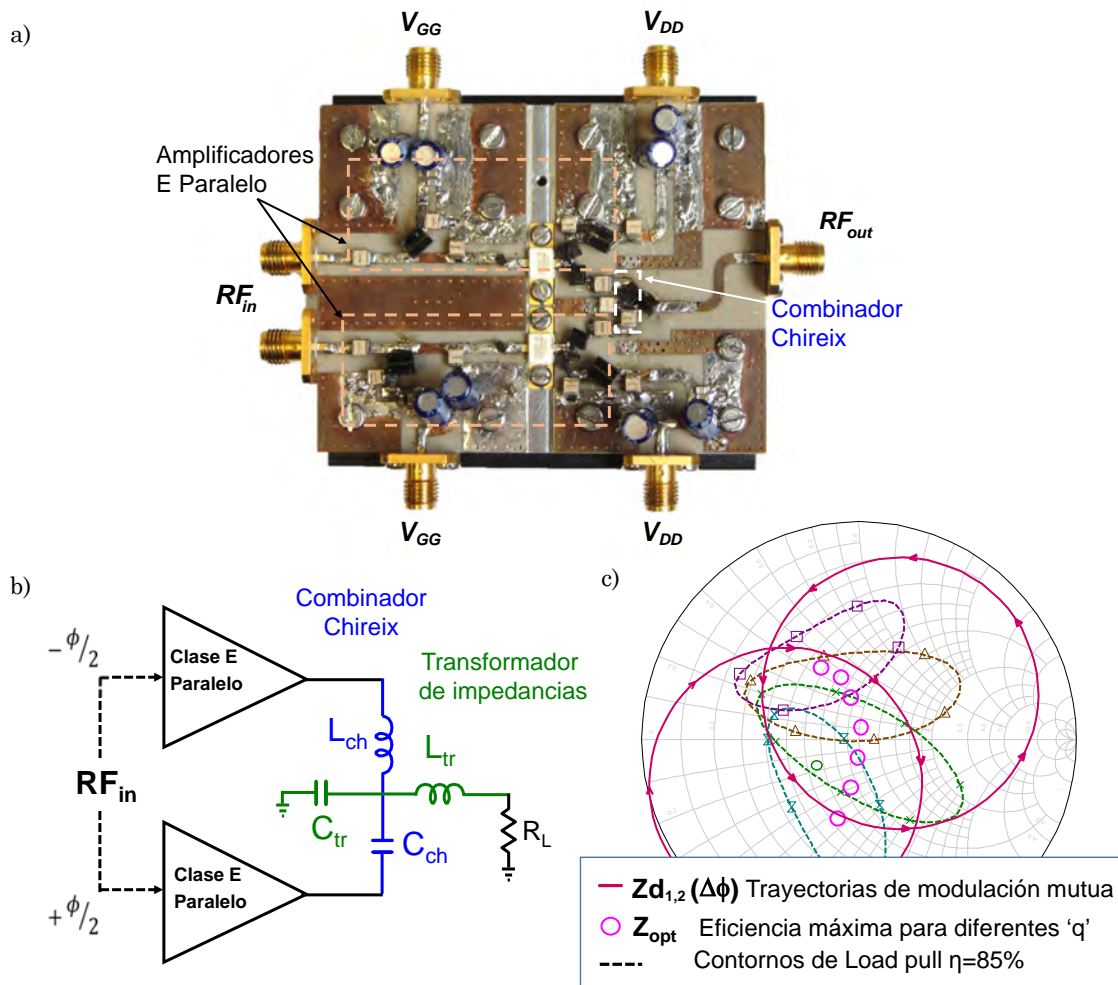


Figura VI.13 a) Fotografía, b) esquema simplificado de la topología transmisora outphasing implementada y c) trayectorias de modulación mutua.

Caracterización estática del transmisor Chireix

El esquema anterior se caracterizó de forma estática frente al ángulo de desfase, ϕ , entre excitaciones de onda continua aplicadas a la entrada de ambas ramas. Tal y como se puede observar en la Figura VI.14, se obtuvo un perfil con alta eficiencia mientras la potencia de salida decrece, alcanzando un valor de eficiencia superior al 70% para un back-off de potencia de 8.1 dB. Dicho perfil debería permitir, al menos en principio, una reproducción eficiente de una señal de comunicaciones con un valor elevado de PAPR.

No obstante, el rango dinámico está limitado, por lo que no se podrían reproducir valores de la envolvente 14.5 dB por debajo del pico en modo

outphasing puro. Sería adecuado, por tanto, al igual que para el caso del transmisor de banda ancha descrito en la sección anterior, una estrategia híbrida que combine outphasing puro para la parte alta de la envolvente y modulación de amplitud de las señales de RF de entrada, para el resto.

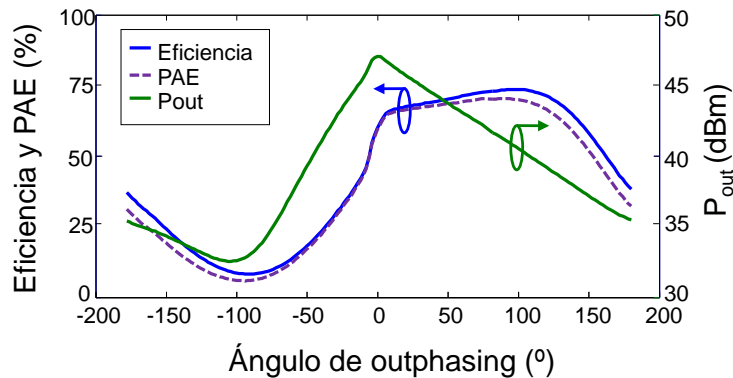


Figura VI.14 Perfiles resultantes de la caracterización estática del transmisor en modo outphasing puro, con los amplificadores operados en clase E.

Para intentar reducir la distorsión cuando se manejan señales con envolvente variable, debido al perfil AM/AM con expansión de ganancia (seguida de compresión) que caracteriza al amplificador clase E, se aumentó la tensión de polarización en puerta por encima de *pinch-off* hasta obtener un perfil de ganancia con la potencia de entrada plano, análogo al de un clase AB, asimilando su modo de operación al de un clase J [13]. Según los perfiles de ganancia frente a la potencia de entrada mostrados en la Figura IV.18 de la sección IV.1.iii, se ajustó una $V_{GS} = -2.7$ V para adquirir dicho perfil.

Considerando lo anterior, se realizó una caracterización del transmisor a distintas frecuencias con $V_{GS} = -2.7$ V, de cara a estimar la eficiencia que podría proporcionar el transmisor según el ancho de banda de la señal y su PAPR. En la Figura VI.15a), se muestran los perfiles de eficiencia según la frecuencia de operación frente al *back-off* de potencia que evidencian cómo varía el rango dinámico y la eficiencia según la frecuencia de operación. Con dicha tensión de puerta, la eficiencia se degrada sensiblemente en comparación con su comportamiento a una tensión $V_{GS} < V_p$, pero sigue

siendo competitiva, alcanzando a 700 MHz valores de 80% y 70% a 7.8 dB y 9.5 dB de *back-off* de potencia, respectivamente. Si se representan dichos perfiles frente a la frecuencia (Figura VI.15b)), puede verse más fácilmente que se obtiene un buen comportamiento de banda ancha desde 680 a 730 MHz, con una potencia de salida de 46.8 ± 0.5 dB, (P_{out} máxima de 47.3 dBm) y una eficiencia superior al 70% en un ancho de banda mayor de 50, 35 y 20 MHz a 6, 8 y 10 dB de *back-off*, respectivamente.

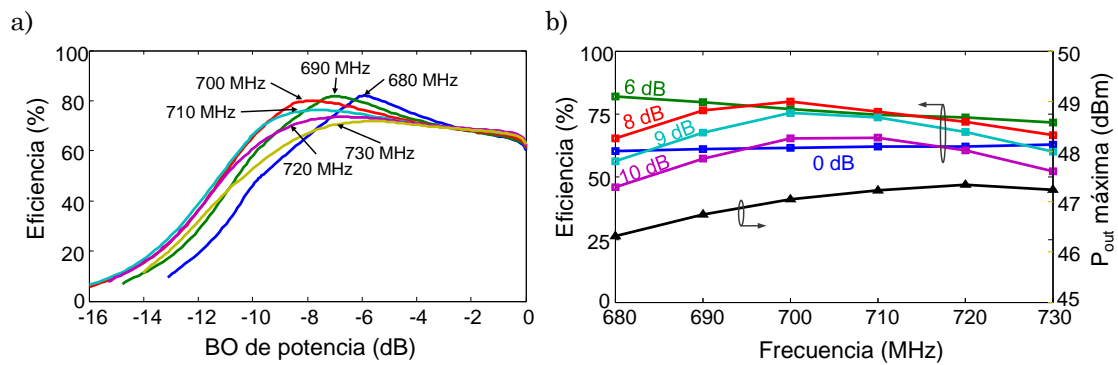


Figura VI.15 Perfiles de eficiencia medidos a $V_{\text{GS}} = -2.7$ V: a) a diferentes frecuencias frente al *back-off* de potencia y b) a diferentes niveles de *back-off* de potencia frente a la frecuencia.

Seguimiento de la envolvente con ganancia constante

Como se ha comentado, de cara a la transmisión de señales de elevada PAPR, es necesario aplicar una topología que permita reproducir los niveles de la envolvente cercanos a cero. Utilizando una topología híbrida basada en los modos mixtos [11], podrían manejarse hasta 16 dB del rango superior de la envolvente en modo outphasing puro, mientras que se realizaría una amplificación en modo fuente de corriente (clase J) para el resto. Sin embargo, la técnica de predistorsión necesaria para recuperar la señal de forma lineal podría ser más sencilla si se utiliza una estrategia de seguimiento de la envolvente con ganancia constante. Dicha estrategia proviene de la conocida ISOGAIN para la técnica de transmisión de seguimiento de la envolvente (*envelope tracking*, ET) [14], donde la adaptación dinámica de la polarización en drenador a la envolvente de la

señal se ha sustituido por la modulación de la carga mutua existente en el transmisor Chireix.

Ganancia constante mediante control de V_{DD} y de R_L

El esquema propuesto por G. Wimpenny [14], aprovecha el control de ganancia que existe con la tensión de drenador (véase la Figura VI.16 con los resultados de caracterización realizados al amplificador polarizado en $V_{GS} = -2.7$ V), para ajustar un perfil de ganancia constante. De este modo, se optimiza el amplificador de potencia de RF en topologías de seguimiento de la envolvente (ET), al conseguir un perfil de ganancia plano mientras que la reducción en eficiencia, en comparación a la obtenida si se adaptase V_{DD} a la trayectoria de máxima eficiencia, no es significativa.

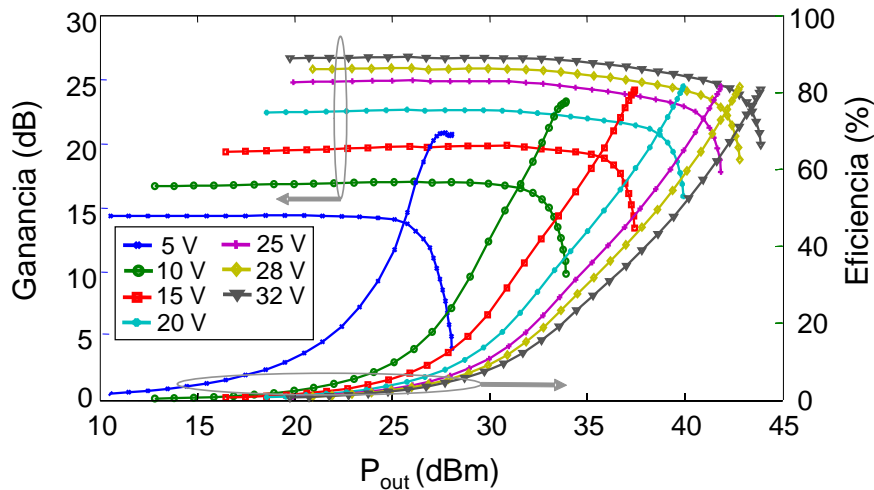


Figura VI.16 Perfiles de ganancia y eficiencia frente a la potencia de salida del amplificador polarizado a $V_{GS} = -2.7$ V, para varios V_{DD} .

Si el mismo amplificador se caracteriza de un modo similar, pero en este caso frente a la variación de su resistencia de carga, se obtienen los perfiles mostrados en la Figura VI.17. Como puede verse, al igual que ocurría con la tensión en drenador, también es posible controlar la ganancia con R_L , por lo que se puede adaptar su valor para obtener una trayectoria de ganancia constante, siendo por tanto esta técnica extensible a topologías basadas en la modulación de la carga. En dicha figura se han resaltado además las trayectorias que optimizan la eficiencia (trazo gris) y la correspondiente al perfil de ganancia constante (trazo negro),

observando un deterioro de la eficiencia únicamente para valores de potencia de salida elevados.

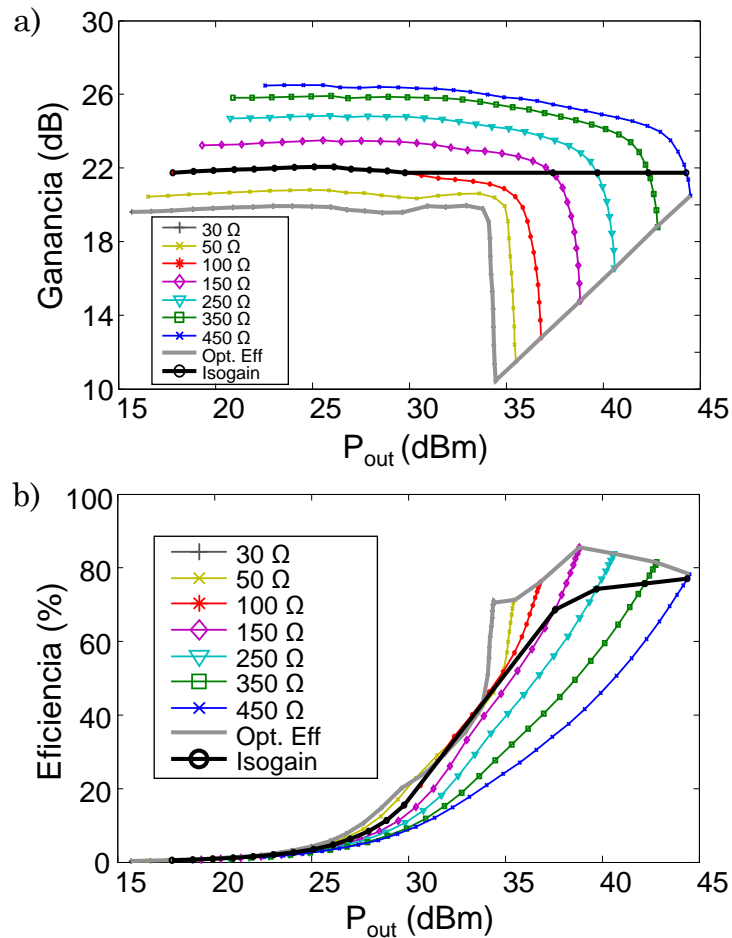


Figura VI.17 Perfiles de ganancia y eficiencia frente a la potencia de salida, para el amplificador clase E polarizado a $V_{GS} = -2.7$ V, para varias R_L .

Considerando lo anterior, se decidió caracterizar el esquema outphasing frente a la potencia de las señales de entrada y su diferencia de fase, con los dos amplificadores polarizados en $V_{GS} = -2.7$ V y la misma tensión de drenador. Como era de esperar, la ganancia puede permanecer constante controlando el ángulo de outphasing, por lo que se seleccionó una ganancia de 20 dB para abordar esta técnica sobre el transmisor Chireix implementado, con un buen perfil de eficiencia.

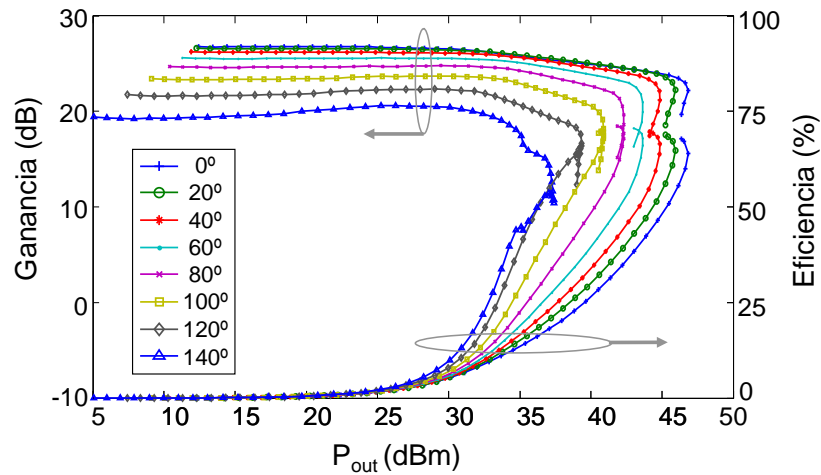


Figura VI.18 Perfiles de ganancia y eficiencia frente a la potencia de salida, para el transmisor Chireix con $V_{GS} = -2.7$ V, para diferentes valores de ϕ .

Tal y como se puede apreciar en los contornos de eficiencia, ganancia y potencia de salida, que se muestran en la Figura VI.19, sería posible no distorsionar la componente de amplitud (envolvente) de la señal original, $A(t)$, si en lugar de en un modo outphasing puro (análogo a un EER puro cuando lo que se controla es la polarización), las señales de entrada a las ramas del esquema portasen una diferencia de fase, $\Delta\phi$, derivada también de un conformado de la envolvente, tal que el desfase se mantuviese en un valor fijo hasta cierto nivel y luego decreciese en función de la misma hasta su valor pico. Por tanto, siguiendo la trayectoria resaltada en negro en la Figura VI.19a), garantizar una ganancia de 20 dB con un buen perfil de eficiencia implicaría conservar un desfase $\Delta\phi = 140^\circ$ hasta un nivel de potencia de entrada de 11 dBm, haciendo variar el desfase con la envolvente de la señal ($\Delta\phi = f(A(t))$) para los 16 dB del rango superior de la envolvente. Esta estrategia de reproducción de la señal sería entonces análoga a la de ganancia constante (ISOGAIN) ampliamente utilizada en ET [14], pero en este caso con control de la impedancia al fundamental. Bastaría entonces corregir las desviaciones indeseadas de la fase al seguir tal trayectoria, lo que en principio podría resultar en una DPD más sencilla.

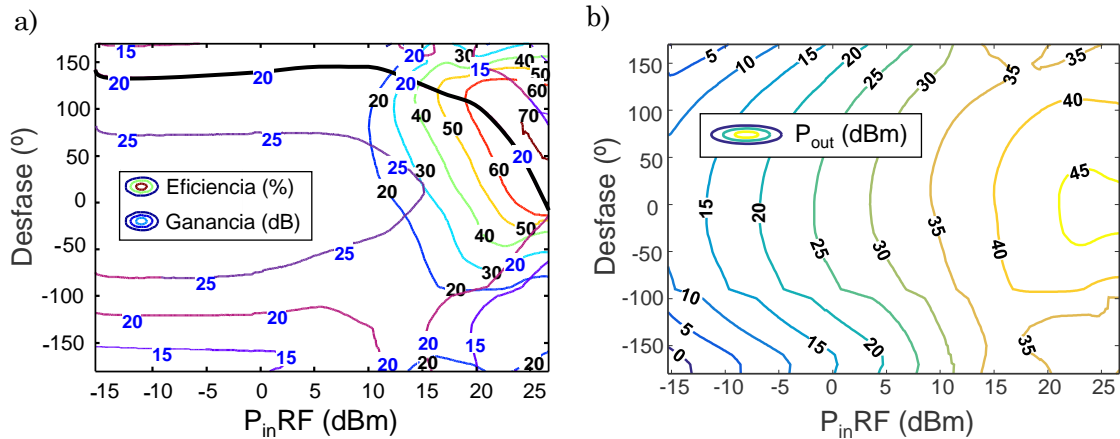


Figura VI.19 Contornos de a) ganancia y eficiencia y b) potencia de salida, constantes del esquema outphasing frente a la potencia de entrada y el desfase entre las ramas.

Para validar la operación según este modo, se codificó la envolvente de una señal WCDMA de una portadora, con una PAPR de 8.4 dB, según los resultados de una caracterización de tipo dinámico realizada en la zona de interés a partir de los resultados estáticos antes presentados. Introduciendo sólo el desfase apropiado para poder seguir una trayectoria de ganancia constante, más una corrección modo común (sin memoria) en las componentes de fase de ambas señales, fue posible reproducir la señal a la salida ajustando los requisitos de linealidad del estándar (ACPR superior a 34.9 dB y 43.7 dB, para los canales adyacente y alternos, respectivamente). El espectro medido a la salida se presenta en la Figura VI.20, mientras que los resultados de ACPR se recogen en la Tabla VI.2.

La eficiencia promedio medida, operando en este modo, resultó igual a 58.1% para una potencia de salida 7.8 W. Caracterizando el esquema con una señal del mismo tipo, pero con una PAPR limitada a 5.1 dB, la eficiencia promedio se incrementó hasta 66.2%, a una potencia de salida de 14.4 W, y con valores para la razón de rechazo de los canales adyacentes y alternos (ACPR) superiores a 41 dB y 47 dB, respectivamente.

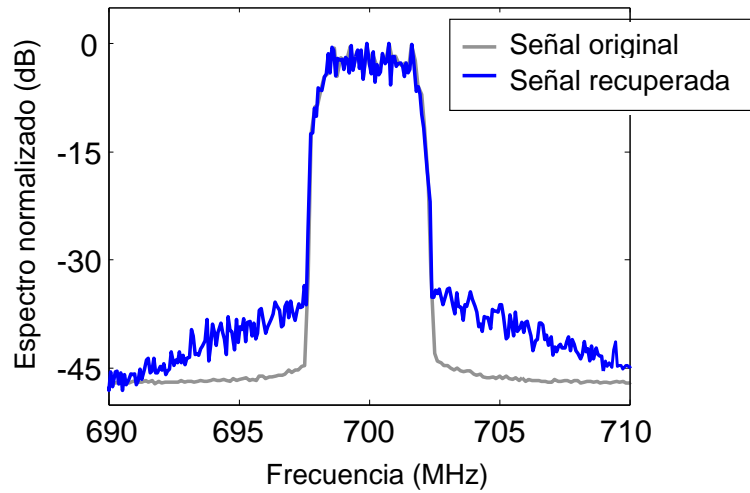


Figura VI.20 Espectro de la señal WCDMA recuperado a la salida del esquema de seguimiento de la envolvente con ganancia constante basado en outphasing.

Señal (PAPR)	η_{avg} (%)	Pout (W)	ACPR (dBc)			
			Canal Adyacente 5 MHz		Canal Alterno 10 MHz	
			Inf.	Sup.	Inf.	Sup.
WCDMA (5.1 dB)	66.2	14.4	-41.1	-41.4	-48	-47.3
WCDMA (8.4 dB)	58.1	7.8	-37.4	-34.9	-46.4	-43.7

Tabla VI.2 Valores de ACPR obtenidos para ambas señales.

Como beneficio adicional, las señales de entrada a los amplificadores, que junto a las componentes de amplitud y fase de la señal original portarían una componente de desfase en función de la envolvente, tendrían un ancho de banda inferior al de las señales moduladas en fase típicas de un esquema outphasing puro. En la Figura VI.21, se han representado los espectros normalizados de las señales utilizadas en una de las ramas para el caso de la señal WCDMA de 5.1 dB de PAPR, destacando la reducción en ancho de banda que se obtiene si se utiliza la estrategia de seguimiento de la envolvente con ganancia constante, en lugar del “outphasing puro”.

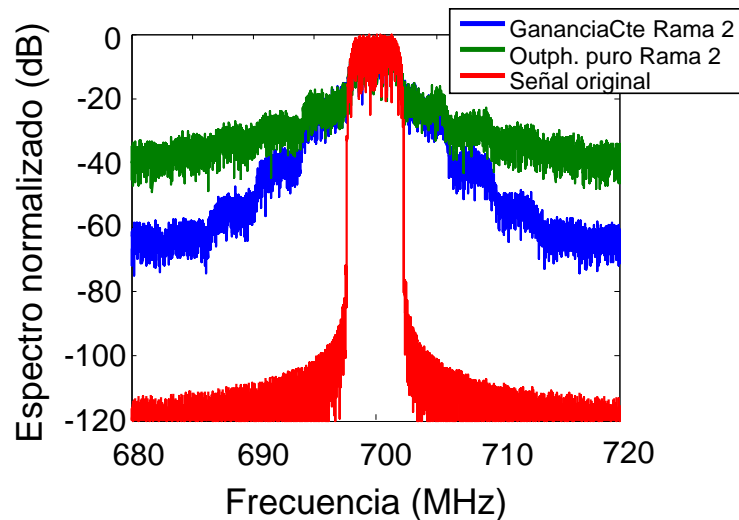


Figura VI.21 Comparativa del ancho de banda de los espectros normalizados de las señales utilizadas en el modo “outphasing puro” y en el de “seguimiento de la envolvente con ganancia constante”.

Vista la evolución realizada en los tres diseños presentados, se han comparado sus características con las de otros transmisores outphasing en el estado de la técnica (véase sección VII.1 del Capítulo VII).

VI.2 Referencias

- [1] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," *Proc. IRE*, vol. 24, no. 9, pp. 1163-1182, Sept. 1936.
- [2] A. A. M. Saleh and D. C. Cox, "Improving the Power-Added Efficiency of FET Amplifiers Operating with Varying-Envelope Signals," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, no. 1, pp. 51-56, Jan. 1983.
- [3] L. R. Kahn, "Single sideband transmission by envelope elimination and restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803–806, July 1952.
- [4] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Proc. IRE*, vol. 23, no. 11, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
- [5] 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," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.* Seattle, Jun 2013.
- [6] R. Marante, "Diseño de Circuitos y Esquemas de Transmisión con Alta Eficiencia en Tecnología GaN HEMT", *Ph.D. dissertation*, Dept. Ing. de Telec., University of Cantabria, Santander, Cantabria, Spain, 2016.
- [7] R. Beltran, F. H. Raab and A. Velazquez, "HF Outphasing Transmitter using Class-E Power Amplifiers," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2009.

- [8] 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.
- [9] N. O. Sokal and A. D. Sokal, “Class E, A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers,” *IEEE J. Solid-State Circ.*, vol. SC-10, no. 6, pp. 168-176, June 1975.
- [10] A. V. Grevennikov and H. Jaeger, “Class E with Parallel Circuit – A New Challenge for High-Efficiency RF and Microwave Power Amplifiers,” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2002.
- [11] J. H. Qureshi, M. J. Pelk, M. Marchetti, W. C. E. Neo, J. R. Gajadharsing, M. P. van der Heijden, and L. C. N. de Vreede, “A 90-W peak power GaN outphasing amplifier with optimum input signal conditioning,” *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 57, no. 8, pp. 1925–1935, Aug. 2009.
- [12] M. Acar, A. J. Annema, and B. Nauta, “Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers,” *IEEE Trans. Circuits & Systems - I: Regular Papers*, vol. 54, no. 12, pp. 2706-2717, Dec. 2007.
- [13] S. C. Cripps, P. J. Tasker, A. L. Clarke, J. Lees, and J. Benedikt, “On the Continuity of High Efficiency Modes in Linear RF Power Amplifiers,” *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 19, no. 10, Oct. 2009.
- [14] G. Wimpenny and J. Hendy, “DPD and Envelope Tracking”, WS on Holistic Approach to Transceiver Architectures and Technologies to Femto/Pico Cell Based Communication Systems, *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2013.

Capítulo VII

Conclusiones y

Líneas Futuras

Con vistas a destacar la validez de los trabajos realizados en esta Tesis Doctoral en la mejora en la eficiencia energética de los sistemas de comunicación y de alimentación inalámbrica, en este capítulo se recogen las conclusiones alcanzadas y se comparan los circuitos de alta eficiencia implementados con los más relevantes de su clase, presentados en la literatura reciente. Aunque se han obtenido resultados importantes, se consideran además las líneas futuras que permitirían mejorar algunas de las topologías mostradas.

VII.1 Conclusiones

Una vez seleccionados los dispositivos a utilizar en los circuitos de alta eficiencia, se llevaron a cabo las tareas de caracterización y modelado necesarias para su simulación. Gracias a la definición de ecuaciones para la principal no linealidad $I_{ds}(V_{gs}, V_{gd})$, capaz de reproducir la simetría real de los transistores VMMK-1218 de Avago Tech. (Broadcom) y CGH35030F de Wolfspeed, fue posible superar la limitación existente en los modelos proporcionados por los respectivos fabricantes, en la reproducción del modo de operación inversa. Por tanto, mediante herramientas de simulación de circuitos y modelos no lineales de los dispositivos, se consiguió aprovechar el potencial que ofrecen las tecnologías GaN HEMT y

E-pHEMT utilizadas, de cara a la implementación de los esquemas de alta eficiencia implementados.

De entre los circuitos desarrollados, destacan en primer lugar las tres topologías de amplificación clase E descritas en la sección IV.1 del Capítulo IV, que han permitido obtener elevados valores de eficiencia, dos de ellas en un gran ancho de banda. En la Tabla VII.1, pueden verse las características de distintos amplificadores de potencia en el estado del arte, diseñados para su uso a una sola frecuencia, comparadas con las del amplificador de potencia clase E a GaN HEMT diseñado a 770 MHz. Su eficiencia y PAE a la frecuencia de trabajo medida fue de 87.5% y 85.5%, respectivamente, con una potencia de salida superior a los 10 W. Destaca su elevado valor de PAE, en comparación con los que se obtienen con los AP que trabajan a frecuencias similares.

Referencia	Frec. (GHz)	P_{out} (W)	η (%)	PAE (%)
[1] 2004	0.0073	300	90.1	—
[2] 2014	0.01356	31	95	94.6
[3] 2006	0.014	13.4	91	—
[4] 2005	0.027	13.8	89.6	—
[5] 2011	0.37	45	87	84
[6] 2008	0.434	36.9	80.7	78.6
[7] 2017	0.75	13.8	85	82
Clase E banda estrecha (Sec. IV.1.i.)	0.77	10.5	87.5	85.5
[8] 2009	0.8	48.9	87.8	80.6
[9] 2015	0.9	12.3	87.9	86.8
[10] 2011	1.19	15	75	74
[11] 2011	1.275	10	81	73

Tabla VII.1 Comparativa de amplificadores de potencia de banda estrecha en el estado de la técnica.

En el caso de los amplificadores de banda ancha diseñados, en la Tabla VII.2 se muestran los rangos de operación en frecuencia de cada amplificador y la variación de ganancia, potencia de salida y eficiencia en dicho rango, junto con los valores obtenidos con amplificadores de banda ancha publicados en la literatura. Aunque pueden operar en un ancho de

banda mayor, el amplificador clase E descrito en la sección IV.1.ii. mantiene una eficiencia de 80% en 230 MHz, siendo de 260 MHz para la topología clase E Paralelo (sección IV.1.iii.). Además, en este último caso, la variación de la potencia de salida en el rango de trabajo es mucho menor.

Referencia	BW (GHz)	Ganancia (dB)	Pout (W)	η (%)
[12] 2015	0.15 – 0.35	10.7 – 14.5	7.4 – 17.8	30 – 85.8
[13] 2017	0.5 – 2.7	8 – 10.4	20 – 35	56 – 70
[14] 2011	0.55 – 1.1	9.5 – 12	8.5 – 13.1	65 – 80
Clase E paralelo (Sec. IV.1.iii.)	0.6 – 0.9	14 – 17.6	6.6 – 20	56 – 86.5
Clase E banda ancha (Sec. IV.1.ii.)	0.65 – 1.05	11.5 – 14	6.8 – 31	58 – 85.3
[15] 2015	0.9 – 2.6	7.3 – 12.7	12 – 30	60 – 64
[16] 2013	0.9 – 1.5	≤ 14.7	100 – 180	55 – 85
[17] 2016	1.1 – 2.7	9 – 12	20 – 31	65 – 78
[18] 2014	1.5 – 5.5	5 – 9	10 – 22	50 – 57

Tabla VII.2 Comparativa de amplificadores de potencia de banda ancha en el estado de la técnica.

Por otra parte, cabe destacar que, tras la publicación de los rectificadores síncronos presentados en esta tesis (sección IV.2 del Capítulo IV), ha aumentado el interés por los rectificadores a transistor para aplicaciones de transmisión inalámbrica de energía, alcanzando niveles de eficiencia similares o mayores que los basados en diodos, para rangos de potencia de entrada mucho mayores. En este sentido, a pesar de presentar un enfoque diferente en el diseño de rectificadores, la aceptación fue muy buena, estando los trabajos propuestos referenciados en tablas del estado del arte de otros autores, así como en revisiones de técnicas interesantes o prometedoras realizadas por figuras de prestigio, como Naoki Shinohara.

En la Tabla VII.3, pueden verse comparados con otros muchos rectificadores, de distintas tecnologías, basados tanto en diodos como en transistor, mientras que en la Figura VII.1, se muestra la evolución de la eficiencia de conversión RF-a-DC frente a la potencia de entrada, por lo que pueden compararse más fácilmente los rangos de potencia de entrada para los cuales existe rectificación de potencia de DC, además de su

eficiencia. En el caso del diseño del rectificador síncrono clase E basado en el dispositivo E-pHEMT ATF-54143, se ha obtenido un pico de eficiencia del 83% a 17 dBm, manteniéndose por encima del 70% en un rango de 14 dB de potencia de entrada, muy por encima del rango que pueden manejar los implementados a diodo (véase Figura VII.1).

En el caso de los rectificadores diseñados con el transistor E-pHEMT VMMK-1218, se logró implementar una solución más sencilla y compacta, al forzar su operación auto-síncrona. Además, se propuso el uso de una estrategia de auto-alimentación, que superó significativamente los resultados alcanzados hasta el momento, al mantener una alta eficiencia en rangos de potencia de entrada mucho mayores. Los valores de eficiencia pico medidos fueron de 88% (el más alto reportado para rectificadores en esta banda) y 77% a 900 MHz y 2.45 MHz, respectivamente, manteniéndose alta para un rango de la potencia de entrada de 24 y 21 dB, respectivamente.

Referencia	Frec. (GHz)	P _{in} (dBm)	η_{RF-DC} (%)	Tecnología
[19] 2013	0.8	16	60	Diodo Schottky
[20] 2014	0.9	13	80	Diodo Schottky
Sec IV.2.ii. (1)	0.9	16	88	GaAs E-pHEMT
Sec IV.2.i.	0.95	17	83	GaAs E-pHEMT
[21] 2007	0.953	-9.9	29	CMOS
[22] 2009	0.953	-12.5	67.5	CMOS
[23] 2015	0.985	40.3	81.3	GaN HEMT
[24] 2007	2.4	12	8.8	CMOS
[25] 2010	2.4	6	10.2	CMOS
[26] 2013	2.4	0	15.9	CMOS
[27] 2014	2.4	8.9	47	CMOS
[28] 2016	2.4	10	30	CMOS
Sec IV.2.ii. (2)	2.45	13	77	GaAs E-pHEMT
[29] 2010	2.45	10	61	Diodo Schottky
[30] 2012	2.45	14.7	77	Diodo Schottky
[31] 2011	2.45	13	72	Diodo Schottky
[32] 2010	2.45	10.8	60	Diodo Schottky
[33] 2013	5.1	16	51	GaAs pHEMT
[34] 2011	5.8	0	14	CMOS
[35] 2014	10.1	26	63.94	GaN HEMT MMIC

Tabla VII.3 Comparativa de rectificadores de distintas tecnologías, implementados tanto a diodo como a transistor, en el estado de la técnica.

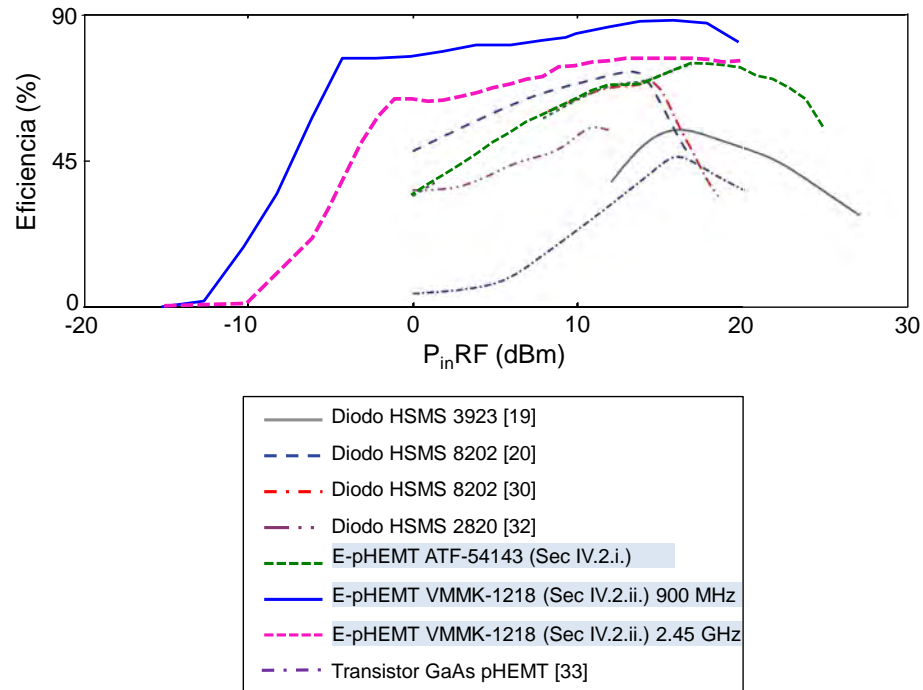


Figura VII.1 Evolución de la eficiencia de conversión RF-a-DC, de los rectificadores discretos más relevantes recogidos en la Tabla VII.3 [28].

Otro de los diseños relevantes ha sido el de los convertidores resonantes DC/DC en UHF para su uso en la reproducción eficiente de la envolvente de señales de comunicaciones. En primer lugar, se diseñaron dos convertidores DC/DC clase E² a 1 GHz, maximizando la densidad de potencia (W/cm²) al reducir de forma considerable el tamaño y valor de los componentes utilizados (en especial con la versión en die), en comparación con los requeridos en las soluciones que se realizan a frecuencias inferiores. En la Tabla VIII.4, 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 descritos en el Capítulo V de esta tesis.

Referencia	Frec. (GHz)	P _{out} (W)	η (%)	Tecnología
[36] 2016	0.020	16	95	CMOS
[37] 2016	0.025	68	96.5	eGaN
[38] 2008	0.030	220	87.5	MOSFET
[39] 2014	0.100	7	91	GaN
[40] 2009	0.110	25	86	LDMOS
[41] 2005	0.233	0.55	82	CMOS
[42] 2012	0.780	11.5	72	GaN
Auto-síncrono y Auto-oscilante Sección V.2	0.98	12.9	79.4	GaN
Auto-síncrono Sección V.1 (1)	1	11.5	77.7	GaN (CGH35030F)
Auto-síncrono Sección V.1 (2)	1	8.5	76.7	GaN (CGH60030D)
[43] 2015	1.2	5	75	GaN
[44] 1999	4.5	0.053	64	GaAs

Tabla VII.4 Comparativa convertidores DC/DC de alta frecuencia en el estado de la técnica.

Como puede verse, la eficiencia máxima obtenida para ambos convertidores es elevada, con un valor muy cercano al obtenido en la literatura para convertidores a frecuencias inferiores, siendo la eficiencia total de 77.7% y 76.7% (80% y 79% de eficiencia en drenador) para el convertidor encapsulado y a die, respectivamente. El rango de control de la tensión de salida con la frecuencia obtenido fue amplio, permaneciendo la eficiencia total por encima de 70% para un valor de tensión 5.1 dB por debajo del máximo, en ambos casos. Destacan también los resultados de la caracterización dinámica del convertidor a die, con un ancho de banda en gran señal superior a los 55 MHz y un valor de *slew rate* de 2.25 V/ns, con un perfil de salida muy lineal, lo que le hace adecuado para su uso como modulador de envolventes de señales de comunicaciones. Hasta donde conocen los autores, estos valores de *slew rate* y ancho de banda en gran señal son los más altos entre los reportados para convertidores resonantes.

El tercer convertidor DC/DC clase E² descrito, es el primero que se ha propuesto en esta banda que evita el uso de señales de RF a la entrada, al

estar compuesto por un inversor clase E auto-oscilante y un rectificador clase E auto-síncrono. Como puede verse en la Tabla VII.4, su eficiencia total es elevada, manteniéndose por encima de 70% hasta 7.8 dB por debajo del valor de tensión de salida máximo. En este caso, los valores de ancho de banda y *slew rate*, de 32 MHz y 1.44 V/ns, aunque ligeramente inferiores a los obtenidos con la implementación a die, se pueden considerar satisfactorios teniendo en cuenta la elevada frecuencia de conmutación y las posibilidades de miniaturización que permite este tipo de convertidor auto-síncrono/auto-oscilante.

Estos resultados validan la capacidad de los convertidores DC/DC resonantes implementados en UHF, para ser usados como moduladores de envolvente en arquitecturas ET/EER y mejorar la eficiencia global del transmisor, proporcionando además ventajas relativas a su menor tamaño y mayor de ancho de banda.

Finalmente, se abordó el diseño de tres transmisores outphasing, que permiten manipular señales de comunicaciones con un alto valor de PAPR, manteniendo una alta eficiencia. En la Tabla VII.5, pueden verse comparados con otros transmisores outphasing en el estado de la técnica.

Referencia	Frec. (GHz)	P_{\max} (W)	PAPR (dB)	BW (MHz)	ACLR (dB)	η_{avg} (%)
Outphasing Clase E (Sec. VI.1.i.)	0.77	33.8	9.6	1.4	-44.2	57.5
Outphasing Clase E Doble banda (Sec. VI.1.ii.)	0.77	53.7	5.1	5	-37	70.48
			8.4	5	-34	38.52
	0.96	39.8	5.1	5	-34.5	68.62
			8.4	5	-32.5	39.92
Outphasing Clase E Paralelo (Sec. VI.1.iii.)	0.7	53.7	5.1	5	-41.4	66.2
			8.4	5	-37.4	58.1
[45] 2011	1.95	19	9.6	3.84	-47	55
[46] 2015	2.1	29	9	20	-51	55
[47] 2009	2.14	90	9.6	3.84	-47	51
[48] 2014	2.14	110	9.11	3.84	-33	56
[49] 2015	2.14	93	6.18	3.84	-27	65
[50] 2013	2.3	70	9.6	3.84	-49	54

Tabla VII.5 Tabla comparativa con distintos transmisores outphasing en el estado de la técnica.

En el caso del transmisor descrito en la sección VI.1.i, se obtuvo un perfil estático de la eficiencia frente a la variación del ángulo de outphasing con un gran rango dinámico, siendo $\eta=70\%$ a 9.7 dB de back-off de potencia. Además, se demostró su capacidad para transmitir una señal LTE de 1.4 MHz, con una eficiencia promedio superior al 55%. A continuación, se implementó un nuevo transmisor outphasing orientado a aplicaciones doble banda, verificándose su uso con señales WDCMA de 5.1 dB y 8.4 dB, aunque con limitaciones en cuanto a linealidad en el canal adyacente, evitables si se utiliza un modo híbrido en lugar del modo “outphasing puro”.

Por último, se avanzó en la mejora del ancho de banda y de la linealidad del transmisor outphasing, aprovechando la continuidad de los modos clase E, en una nueva implementación descrita en la sección VI.1.iii, del Capítulo VI, capaz de ofrecer una eficiencia superior al 80% para un ancho de banda relativo del 34.2%. Se verificó que la modificación de su modo de operación hacia el clase J continuo, junto a la elección de una estrategia de seguimiento de la envolvente a través de la impedancia de carga, de ganancia constante, permite una reproducción relativamente sencilla de una señal real de comunicaciones con un valor de PAPR elevado, satisfaciendo los requisitos de linealidad y con una eficiencia promedio superior al 50%.

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 la transferencia inalámbrica 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, siendo en especial las relativas al diseño de convertidores y

rectificadores auto-síncronos, en cierto modo atípicas, las que han permitido establecer relaciones de colaboración con grupos de prestigio en dichas áreas (Prof. Dragan Maksimovic (*CoPEC*) y Prof. Zoya Popovic (*Microwave and RF research group*), ambos pertenecientes a la Univ. of Colorado, Boulder), que han tenido a bien incorporar algunos de estas topologías en sus proyectos (DARPA y ARPA-E).

VII.2 Líneas Futuras

Las arquitecturas de transmisión inalámbricas que se propongan en un futuro cercano, deben tener la vista puesta en la próxima generación de comunicaciones móviles (5G) y en las bandas que se establezcan. Este nuevo estándar traerá consigo señales con formatos de modulación con mayores requisitos de linealidad y ancho de banda, además de una alta relación potencia pico potencia promedio.

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 detrimento de la eficiencia.

Por su parte, la transmisión inalámbrica de potencia, así como el reciclado de la energía ambiente, también deben tenerse en cuenta, con la implementación de soluciones de reducido tamaño y peso.

En este sentido, como líneas futuras, se plantean las siguientes:

- Implementación de amplificadores clase E banda ancha, 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, y con un ancho de banda que permita manejar señales con estrategias de agregación de portadora o el uso de bandas concurrentes.

- Un amplificador con dichas propiedades de alta eficiencia frente a la variación de la carga, junto con la implementación de su dual (rectificador clase E), permitirían obtener un convertidor DC/DC resonante auto-regulado, de forma que la tensión a la salida del mismo tienda a un valor constante (por debajo del límite de tensión para un clase E), con el aumento de la resistencia de carga.
- Extender el diseño del convertidor DC/DC auto-oscilante/auto-síncrono, a implementaciones en MMIC, proporcionando una solución de alta eficiencia y alta densidad de potencia para la mejora de esquemas de transmisión ET/EER, así como para su uso en fuentes de alimentación en el campo de electrónica de potencia.
- Mejora de las estrategias de predistorsión digital (DPD), para la mejora de la linealidad de los transmisores, así como implementación de técnicas híbridas en los transmisores outphasing.
- Dada la alta eficiencia obtenida en los rectificadores síncronos descritos en este trabajo, se podría contribuir en el campo de la alimentación inalámbrica con *rectennas* de reducido tamaño, aprovechando las bandas reservadas para uso no comercial (ISM), de mayor frecuencia que las utilizadas.

VII.3 Referencias

- [1] 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.
- [2] 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.

- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] R. A. Beltrán, "Broadband class-E power amplifier designed by lumped-element network transforms and GaN FETs," *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Phoenix, AZ, 2015.
- [13] M. T. Arnous, Z. Zhang, S. E. Barbin and G. Boeck, "A Novel Design Approach for Highly Efficient Multioctave Bandwidth GaN Power Amplifiers," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 4, pp. 371-373, April 2017.
- [14] V. Carrubba, J. Lees, J. Benedikt, P. J. Tasker, and S. C. Cripps, "A novel highly efficient broadband continuous class-F RFPA delivering 74% average efficiency for an octave bandwidth," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Baltimore, MD, USA, Jun. 2011.
- [15] C. M. Andersson, E. Kuwata, Y. Kawamura, S. Shinjo, and K. Yamanaka, "A 0.85-2.7 GHz two-cell distributed GaN power amplifier designed for

- high efficiency at 1-dB compression,” *Proc. Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, Sep. 2015.
- [16] F. J. Ortega-Gonzalez, D. Tena-Ramos, M. Patiño-Gomez, J. M. Pardo-Martin and D. Madueño-Pulido, "High-Power Wideband L-Band Suboptimum Class-E Power Amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 10, pp. 3712-3720, Oct. 2013.
- [17] M. T. Arnous, S. E. Barbin, and G. Boeck, “Design of multi-octave highly efficient 20 watt harmonically tuned power amplifier,” *Proc. Int. Conf. Microw., Radar Wireless Commun. (MIKON)*, May 2016.
- [18] M. Sakalas, S. Preis, D. Gruner, and G. Boeck, “Iterative design of a harmonically tuned multi-octave broadband power amplifier,” *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Tampa, FL, USA, Jun. 2014.
- [19] S. Abdelhalem, P. Gudem, and L. Larson, “An RF–DC converter with wide-dynamic-range input matching for power recovery applications,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 60, no. 6, pp. 336–340, Jun. 2013.
- [20] J. Guo, H. Zhang, and X. Zhu, “Theoretical analysis of RF–DC conversion efficiency for class-F rectifiers,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, no. 4, pp. 977–985, Apr. 2014.
- [21] K. Kotani and T. Ito, “High efficiency CMOS rectifier circuit with self-Vth-cancellation and power regulation functions for UHF RFIDs,” *IEEE Asian Solid-State Circuits Conf.*, Nov. 2007.
- [22] K. Kotani, A. Sasaki, and T. Ito, “High-efficiency differential-drive CMOS rectifier for UHF RFIDs,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 11, pp. 3011–3018, Nov. 2009.
- [23] S. Abbasian and T. Johnson, “High efficiency GaN HEMT class-F synchronous rectifier for wireless applications,” *IEICE Electron. Exp.*, vol. 12, no. 1, pp. 1–11, 2015.
- [24] K.-H. Chen, J.-H. Lu, and S.-I. Liu, “A 2.4 GHz efficiency-enhanced rectifier for wireless telemetry,” *IEEE Custom Integr. Circuits Conf.*, Sep. 2007.
- [25] J. Pandey, Y.-T. Liao, A. Lingley, R. Mirjalili, B. Parviz, and B. Otis, “A fully integrated RF-powered contact lens with a single element display,” *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 4, no. 6, pp. 454–461, Dec. 2010.
- [26] J. Masuch, M. Delgado-Restituto, D. Milosevic, and P. Baltus, “Co-integration of an RF energy harvester into a 2.4 GHz transceiver,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 7, pp. 1565–1574, Jul. 2013.
- [27] C.-J. Li and T.-C. Lee, “2.4-GHz high-efficiency adaptive power,” *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Syst.*, vol. 22, no. 2, pp. 434–438, Feb. 2014.
- [28] 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.
- [29] H. Takhedmit et al., “A 2.45-GHz low cost and efficient rectenna,” *Proc. 4th Eur. Conf. Antennas Propag.*, Apr. 2010.

-
- [30] J. Guo and X. Zhu, "An improved analytical model for RF–DC conversion efficiency in microwave rectifiers," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 2012.
- [31] T. Hoang, A. Douyere, J.-L. Dubard, and J.-D. Luk, "TLM design of a compact PIFA rectenna," *Int. Electromagn. Adv. Appl. Conf.*, Sep. 2011.
- [32] H. Takhedmit et al., "A 2.45-GHz dual-diode RF-to-dc rectifier for rectenna applications," *Eur. Microw. Conf.*, Sep. 2010.
- [33] S. Yoshida et al., "The C-band MPT rectifier using a HEMT without bonding-wire connection for a space health monitoring system," *IEEE Wireless Power Transfer Conf*, pp. 163–166, May 2013.
- [34] W. Lerdsitsomboon and K. Kenneth, "Technique for integration of a wireless switch in a 2.4 GHz single chip radio," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 2, pp. 368–377, Feb. 2011.
- [35] M. Litchfield, S. Schafer, T. Reveyrand, and Z. Popovic, "High efficiency X-band MMIC GaN power amplifiers operating as rectifiers," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 2014.
- [36] 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.
- [37] 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.
- [38] 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.
- [39] 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.
- [40] 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.
- [41] 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.
- [42] 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.
- [43] 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.

- [44] 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.
- [45] M. van der Heijden et al., “A 19W high-efficiency wide-band CMOSGaN class-E Chireix RF outphasing power amplifier,” *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, June 2011.
- [46] M. Pampín-Gonzalez et al., “Outphasing combiner synthesis from transistor load pull data,” *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, May 2015.
- [47] J. Qureshi et al., “A 90-W peak power GaN outphasing amplifier with optimum input signal conditioning,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 57, no. 8, pp. 1925–1935, Aug. 2009.
- [48] 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.
- [49] T. Barton and D. Perreault, “An RF-input outphasing power amplifier with RF signal decomposition network,” *IEEE Int. Microw. Symp.*, May 2015.
- [50] D. Calvillo-Cortes et al., “A package-integrated Chireix outphasing RF switch-mode high-power amplifier,” *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, vol. 61, no. 10, pp. 3721–3732, Oct 2013.

Publicaciones

Contribuciones a Revistas Internacionales

P.L. Gilabert, G. Montoro, M.N. Ruiz, and J.A. García, "Adaptive Envelope Shaping for Low and Medium Power Amplifiers with Dynamic Supply," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 7, pp. 513-515, July 2016.

I. Ramos, M.N. Ruiz, J.A. García, D. Maksimović, Z. Popović, "GaN Microwave DC–DC Converters," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no.12, pp. 4473-4482, Dec. 2015.

R. Caverly, G. Breed, W.H. Cantrell, M. Eron, J. A. García, N. Kondrath, D. Myer, M. N. Ruiz, J.L. B. Walker, "Advancements at the Lower End: Advances in HF, VHF, and UHF Systems and Technology," *IEEE Microwave Magazine*, vol.16, no.1, pp. 28 - 49, Feb. 2015

N. Borges, A. Georgiadis, A. Costanzo, H. Rogier, A. Collado, J.A. García, S. Lucyszyn, P. Mezzanotte, J. Kracek, D. Masotti, A.J.S. Boaventura, M.N. Ruiz, M. Pinuela, D.C. Yates, P.D. Mitcheson, M. Mazanek, V. Pankrac, "Wireless Power Transmission: R&D Activities Within Europe," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. 62, No. 4, pp. 1031-1045, April 2014.

J.A. García, R. Marante, M.N. Ruiz, "GaN HEMT Class E² Resonant Topologies for UHF DC/DC Power Conversion," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.* Vol. 60, No.12, pp. 4220 - 4229. ISSN 00189480, Oct 2012.

R. Marante, J.A. García, L. Cabria, L. Rizo, M.N. Ruiz. "Frequency Down-Converter with Vector Control Capability for Receiving Phased Array Applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 54, No. 6, pp. 1371 - 1375. ISSN 08952477, Jun 2012.

Contribuciones a Congresos Internacionales

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.

P.L. Gilabert, G. Montoro, T. Wang, M.N. Ruiz, J.A. García, “Comparison of Model Order Reduction Techniques for Digital Predistortion of Power Amplifiers,” *46nd European Microwave Conference EuMC*, Londres, Oct. 2016.

J.R. Pérez-Cisneros, M.N. Ruiz, M. Lobeira, C. Brañas, J. de Mingo, J.A. García “Class-E Power Converters for AC (50/60 Hz) Wireless Transmission,” *IEEE MTT-S International Microwave Symp.*, San Francisco, May 2016.

M.N. Ruiz, A.L. Benito, J.R. Pérez-Cisneros, P.L. Gilabert, G. Montoro and J.A. García, “Constant-gain Envelope Tracking in a UHF Outphasing Transmitter based on Continuous-mode Class-E GaN HEMT PAs,” *IEEE MTT-S International Microwave Symp.*, San Francisco, Mayo 2016.

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.

I. Ramos, M.N. Ruiz, J. A. García, D. Maksimović, Z. Popović, “A Planar 75% Efficient GaN 1.2-GHz DC-DC Converter With Self-Synchronous Rectifier,” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, Phoenix, USA, 17-22 May 2015.

G. Montoro, P.L. Gilabert, J. A. García, M. N. Ruiz and R. Marante, “A Low-Complexity Memoryless Model for Envelope Tracking RF Power Amplifiers”, *European Microwave Conference (EuMC 2014)*, Rome, Italy, Oct. 2014.

J.A. García, M.N. Ruiz, R. Marante, “UHF Polar and Outphasing PAs Based on Class-E Topologies”, Workshop on Current Research Directions in RFPA Design, *European Microwave Conference (EuMC 2014)*, Rome, Italy, Oct. 2014.

A. Mediavilla, J.A. García, M.N. Ruiz, “IMD Control Issues in Power Amplifiers”, *Short Course on Fundamentals of Microwave Power Amplifier Design, European Microwave Conference (EuMC 2014)*, Rome, Italy, Oct. 2014.

M.N. Ruiz and J.A. García, "An E-pHEMT Self-biased and Self-synchronous Class E Rectifier," *2014 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.* Tampa, June 2014.

J. A. García, M. N. Ruiz, R. Marante, L. Rizo and M. Pampín, "RF Resonant DC/DC Converters for Wideband Envelope Modulation in Wireless Transmitters", *Workshop on Efficient PAs and Transmitters for High Peak-to-Average Power Ratio (PARP) Signals, IEEE MTT-S International Microwave Symp.*, Tampa, USA, June 2014.

L. Rizo, M.N Ruiz and J.A. García, "Device Characterization and Modeling for the Design of UHF Class-E Inverters and Synchronous Rectifiers", *Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL 2014)*, Santander, Spain, June 2014.

M. N. Ruiz, R. Marante, L. Rizo, J. A. García, P. L. Gilabert, and G. Montoro "A Dual-band Outphasing Transmitter using Broadband Class E Power Amplifiers", *Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC)*, April 2014.

J.A. García, M.N. Ruiz, R. Marante, L. Rizo, "Inverters, Synchronous Rectifiers and Resonant Converters for UHF Wireless Powering Applications", *Workshop on Wireless Power Transmission – Techniques and Applications, European Microwave Conference (EuMC 2013)*, Nuremberg, Germany, Oct. 2013.

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.

R. Marante, M.N. Ruiz, J.A. García, "A UHF Outphasing Transmitter based on Class E Power Amplifiers," *Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC)*, Dublin, Sept. 2012.

M.N. Ruiz, Á. Gonzalez, R. Marante, J.A. García, "A Reconfigurable Class E Oscillator/Rectifier based on an E-pHEMT," *Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC)*, Dublin, Sept. 2012.

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.

R. Marante, M.N. Ruiz, L. Rizo, L. Cabria, J.A. García, "A UHF Class E2 DC/DC Converter using GaN HEMTs," *2012 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.* Montreal, Jun 2012.

R. Marante, N. Ruiz, J.A. García, L. Cabria, "An EER Based Phase Conjugator for Retrodirective Response using Modern Wireless Signal Formats," *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp.3078-3081, 26-30 March 2012.

Contribuciones a Congresos Nacionales

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.N. Ruiz, J. de Mingo, M. Pampín, D. Vegas, P. Carro, P. 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.

A.L. Benito, M.N. Ruiz, J.A. García, P.L. Gilabert, G. Montoro, "Seguimiento de la Envolvente con Ganancia Constante mediante Esquema Outphasing en Tecnología GaN HEMT", *XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Pamplona, Sept. 2015.

G. Montoro, T. Wang, D. López, M.N. Ruiz, J.A. García, P.L. Gilabert, "Reducción de la Frecuencia de Muestreo en los Conversores ADC y DAC usados en Predistorsionadores Digitales", *XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Pamplona, Sept. 2015.

M.N. Ruiz, S. Pérez, J.A. García, "Design of UHF Class-E Inverters and Synchronous Rectifiers for Efficient Transmission Topologies", *XXIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Valencia, Sept. 2014.

M.N. Ruiz, R. Marante, J.A. García, P.L. Gilabert Pinal y G. Montoro López, “Transmisor Polar para Señales de Banda Ancha integrando Inversión y Rectificación Síncrona Clase E a 1 GHz”, *XXVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Santiago de Compostela, Sept. 2013.

L. Rizo, L. Cabria, R. Marante, M. N. Ruiz, J. A. García, “Sistemas Retrodirectivos para la Comunicación Inalámbrica Full-Dúplex con Alta Eficiencia Espectral”, *XXVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Santiago de Compostela, Sept. 2013.

M. Pampín González, H. Palomino Daza, L. Rizo Salas, M. N. Ruiz Lavín, J.A. García, “Diseño de un Amplificador Clase E Compacto en 2.14 GHz”, *XXVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Santiago de Compostela, Sept. 2013.

M.N. Ruiz, J.A. García, R. Marante, G. Hernández, “Convertidor DC/DC Clase E² como Amplificador de Envolvente de Señales de Banda Ancha,” *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, Julio 2013.

R. Marante, J.A. García, M.N. Ruiz, P.L. Gilabert, G. Montoro, “Transmisor Outphasing en UHF usando Amplificadores Clase E a GaN HEMT”, *XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Elche, Sept. 2012.

R. Marante, M.N. Ruiz, J.A. García, L. Cabria, “Conjugador de Fase EER para Sistemas Retrodirectivos”, *XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Elche, Sept. 2012.

M.N. Ruiz, R. M., J.A. García, “Rectificador Síncrono Clase E a E-pHEMT para Aplicaciones de Transmisión Inalámbrica y Reciclado de Energía”, *XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Elche, Sept. 2012.

M.N. Ruiz, R. Marante, L. Rizo, L. Cabria, J.A. García " Convertidor DC/DC Resonante Clase E² en UHF sobre tecnología GaN HEMT," *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, Julio 2012.

L. Rizo, S. Crespo, M.N. Ruiz y J.A. García, “Amplificador Clase J en UHF a GaN HEMT con PAE superior a 80%,” *XXVI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*. Leganés. Sept. 2011

R. Marante, T. Aballo, N. Torre, M.N. Ruiz, J.A. García y Á. Mediavilla, "Impacto de Comportamiento No Lineal del Varactor en Amplificadores Modulados por la Carga a la Salida," *XXVI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*. Leganés. Sept. 2011

J.A. García, L. Cabria, M. N. Ruiz, L. Rizo y R. Marante, "Transmisor Polar Clase E³ en UHF sobre Tecnología GaN HEMT," *XXVI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*. Leganés. Sept. 2011.

Lista de Acrónimos

AC	Corriente alterna (<i>Alternating Current</i>)
ACPR	Relación de potencia de canal adyacente (<i>Adjacent channel power ratio</i>)
AP o PA	Amplificador de potencia
ARPA-E	Agencia de Proyectos de Investigación Avanzados-Energía (EE.UU.) (<i>Advanced Research Projects Agency-Energy</i>)
BO	Back-off
DARPA	Agencia de Proyectos de Investigación Avanzados de Defensa (EE.UU.) (<i>Defense Advanced Research Projects Agency</i>)
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>)
GaN	Nitruro de Galio
HEMT	Transistor de alta movilidad de electrones (<i>High electron mobility transistor</i>)
IPT	Transferencia de potencia por acoplo inductivo (<i>Inductive power transfer</i>)
ISM	Bandas reservadas para su uso no comercial de radiofrecuencia electromagnética en áreas industrial, científica y médica (<i>Industrial, Scientific and Medical</i>)
JAXA	Agencia Japonesa de Exploración Aeroespacial (<i>Japan Aerospace Exploration Agency</i>)
LDMOS	MOSFET de difusión lateral (<i>Silicon laterally diffused metal-oxide-semiconductor</i>)
LTE	<i>Long Term Evolution</i> (Estándar de comunicaciones móviles utilizado en 4G)
MESFET	Transistor de efecto de campo metal-epitaxial-semiconductor (<i>Metal-Epitaxial Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)

MOSFET	Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (<i>Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor</i>)
MPT	Transferencia inalámbrica de microondas (<i>Microwave Powering Transfer</i>)
NASA	Administración Nacional de la Aeronáutica y del Espacio (EE.UU.) (<i>National Aeronautics and Space Administration</i>)
PAE	Eficiencia de potencia añadida (<i>Power-added efficiency</i>)
RF	Radiofrecuencia
RFID	Identificación por radiofrecuencia (<i>Radio Frequency IDentification</i>)
SPS	Satélite de energía solar (<i>Solar power satellite</i>)
TWT/TWTa	Amplificador de tubo de onda progresiva (<i>Traveling-Wave Tube Amplifier</i>)
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)
WEH	Recuperación inalámbrica de potencia (<i>Wireless energy harvesting</i>)
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>)