



Departamento de
Ingeniería de Comunicaciones
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



TESIS DOCTORAL

Diseño de Circuitos y Esquemas de Transmisión con Alta Eficiencia en Tecnología GaN HEMT

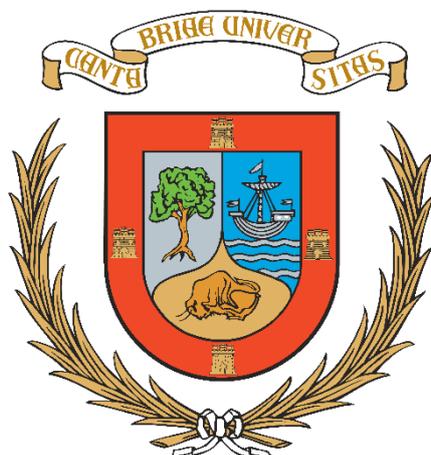


Reinel Marante Torres

Santander, Enero de 2016

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES



TESIS DOCTORAL

DISEÑO DE CIRCUITOS Y ESQUEMAS DE
TRANSMISIÓN CON ALTA EFICIENCIA EN
TECNOLOGÍA GAN HEMT

AUTOR: REINEL MARANTE TORRES

DIRECTOR: JOSÉ ÁNGEL 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, Enero de 2016

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 CIRCUITOS Y ESQUEMAS DE TRANSMISIÓN CON ALTA EFICIENCIA EN TECNOLOGÍA GaN HEMT**” presentado por D. Reinel Marante Torres, 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, 25 de Enero de 2016.

Fdo. José Ángel García García

A mis padres, a mi Blanquita

“Allí donde la vida levanta muros, la inteligencia abre una salida”

Marcel Proust

Agradecimientos

Ante todo quisiera agradecer a mis padres por hacer posibles tantas cosas en medio de penurias y sacrificios. A mi familia, por permanecer unidos (a pesar de las distancias) en ese universo formado por las recónditas y pintorescas aldeas de Alquízar y San Antonio de los Baños.

A Nieves, por su infinito cariño, y por ser el pilar fundamental de este trabajo y de mi vida.

Deseo agradecer infinitamente a mi tutor José Ángel García, por su increíble paciencia y desvelos en aras de mi formación como profesional y, sobre todo, como persona.

Muy difícil sería transmitir mi real agradecimiento a Ángel Mediavilla por su dedicación, paciencia, valentía, consejos y generosidad. Por asumir esta causa por encima de muy grandes y dolorosos obstáculos.

También es infinito mi agradecimiento a Lorena Cabria por su ayuda y amabilidad.

Al entrañable Tino y al colectivo de profesores y alumnos del Departamento de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, en especial a Antonio Tazón y Tomás Fernández. A Guillermina y Justo por su valiosísima ayuda y amabilidad.

Gracias a Sandra Pana por sus especiales atenciones a la hora de fabricar las placas. También a Ignacio Ruiz de Keysight Spain, por facilitarnos los equipos necesarios cuando se necesitaron.

Mi agradecimiento especial al Prof. José Carlos Pedro y a Pedro Cabral de la Universidad de Aveiro (Portugal) por su valiosísima colaboración.

Mi infinito agradecimiento a Javier Sebastián y a Pablo Fernández de la Universidad de Oviedo por su inestimable ayuda.

También quiero agradecer por su valiosa colaboración a Pere Gilabert y a Gabriel Motoro de la Universidad Politécnica de Cataluña, así como a Teresa M. Guerrero y Carlos Camacho de la Universidad de Málaga.

Gracias a todos los que una forma u otra me han apoyado en este proyecto y me han ayudado en esta maravillosa etapa de mi vida.

Millones de gracias a todos los hijos de Cantabria (en especial a mi familia Kantabrícola) y de España (nacidos y adoptivos), por hacerme sentir como uno más.

Por último destacar la financiación aportada por el Ministerio de Economía y Competitividad (MINECO) través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01/TEC y TEC2011-29126-C03-01. También mencionar el soporte brindado por la Agencia Española de Cooperación Internacional al Desarrollo (AECID) a través de su programa de becas a extranjeros (2010-2012) y la Acción Integrada D/018607/08.

Resumen

En este trabajo se aborda la implementación de topologías de transmisión altamente eficientes, centrandó su atención en aquellas fundamentadas en el ajuste dinámico de la polarización. Estas arquitecturas buscan hacer frente al compromiso entre linealidad y eficiencia energética, uno de los principales retos tecnológicos actuales en el campo de las comunicaciones inalámbricas. Las soluciones propuestas, basadas en su mayoría en arquitecturas que datan de los años 30 y 50, están siendo retomadas gracias en parte al desarrollo experimentado por las tecnologías de semiconductores de bandgap amplio, el caso de los transistores GaN HEMTs. Al permitir manejar elevados niveles de potencia y tensión en un área muy pequeña, se convierten en dispositivos idóneos para implementar soluciones que faciliten la reducción del volumen y el peso de los circuitos, en línea con la tendencia actual hacia sistemas más integrados, reconfigurables y versátiles.

La memoria arranca con acciones de caracterización y modelado a nivel de transistor, que permiten evaluar las capacidades de los dispositivos GaN HEMTs para su uso en las topologías antes mencionadas. Se sube entonces al nivel de circuito, con la propuesta de una metodología sencilla y eficaz para la implementación de amplificadores clase E con muy bajas pérdidas, de modo a abordar finalmente los esquemas de transmisión a nivel de sistema, poniendo especial énfasis en los bloques que más influyen en la degradación de sus figuras de eficiencia (el caso de los convertidores DC-DC a usar como moduladores de envolvente). Partiendo de la idea original para la operación de un convertidor resonante en doble clase E, introducida en la década de los 80, se proponen topologías que, combinando circuitos a GaN HEMT con diferentes técnicas de control, ofrecen figuras de mérito cercanas al estado del arte en términos de eficiencia, anchos de banda y manejo de potencia, lo que les hace competitivos frente a los convertidores actuales, basados en arquitecturas multinivel con combinación conmutado-lineal. Se propone además un transmisor denominado clase E³, que permite combinar dichos convertidores con amplificadores de potencia de radiofrecuencia, concebidos también como clase E, en arquitecturas de transmisión tipo Envelope Tracking (ET), Envelope Elimination and Restoration (EER) e híbrida ET/EER, capaces de manejar señales con modulaciones complejas, logrando al mismo tiempo niveles de eficiencia y linealidad aceptables.

Se espera que los trabajos incluidos en esta memoria, sean de alguna ayuda y utilidad en las investigaciones encaminadas a reducir el consumo energético de los sistemas de telecomunicaciones, un tema sensible debido a los beneficios que podría traer, por citar

unos pocos ejemplos, al alargamiento de la vida de las baterías en los terminales, el ahorro de recursos de energía y económicos en las estaciones base, y en la reducción de la emisión de gases de efecto invernadero.

Abstract

This work deals with the implementation of highly efficient transmitting architectures, paying special attention to those based on a dynamic bias control. These topologies intend to address the tradeoff between efficiency and linearity, one of the main technological challenges in modern wireless communications. The proposed solutions, most of them based on architectures dated back to the 30's and 50's, have been retaken thanks in part to the advances experienced in wide bandgap semiconductor technologies, the case of GaN HEMTs. Having the capability for handling very high power and voltage levels in a small area, they turn into ideal devices for implementing enhanced solutions in terms of size, weight and simplicity, following the current trends toward more integrated, reconfigurable, and versatile systems.

This document departs from device level characterization and modeling actions, evaluating the capacity of GaN HEMT devices for their use in the above mentioned topologies. It then evolves to the circuit level, where a simple and effective methodology for the implementation of highly efficient class E amplifiers is proposed. Finally, system level architectures are treated, with special emphasis on the most sensitive blocks in terms of efficiency degradation (the particular case of the DC-DC converters to be employed as envelope modulators). Following the original idea behind the operation of a double class E resonant converter, introduced in the 80's, novel implementation topologies are proposed, which combining GaN HEMT-based circuits with different control techniques, are able to offer figures of merit close to the state-of-the-art in terms of bandwidth, efficiency and power handling capabilities. These converters provide a competitive solution to those currently in use, based on multilevel schemes that combine switched-mode and linear topologies. A transmitter named class E³ is also introduced, which integrates the previously mentioned converters with class E radiofrequency power amplifiers, for the implementation of highly efficient transmitter architectures as Envelope Tracking (ET), Envelope Elimination and Restoration (EER) and hybrid ET/EER, capable of handling complex modulated signals with an acceptable performance in terms of efficiency and linearity.

It is hoped that the results presented in this work can be somehow useful in the research efforts toward the reduction of the energy consumption in telecommunications systems, due to the importance of this issue, for example, in the improvement of battery lifetime in user terminals, the energy and cost savings in base stations, as well as the reduction of greenhouse gas emissions.

Índice de Contenido

Agradecimientos.....	i
Resumen	i
Abstract.....	iii
Índice de Contenido	v
Capítulo I: Introducción	1
I.1. Contexto de la Investigación	1
I.2. Planteamiento del Problema	3
I.3. Objetivos y estructura de la tesis.....	5
I.4. Referencias.....	7
Capítulo II: Fundamentos Teóricos de las Arquitecturas de Transmisión Altamente Eficientes	9
II.1. Nivel de dispositivo.....	9
II.1.1. Materiales semiconductores	9
II.1.2. Transistores FET	12
II.1.3. Dispositivos HEMT.....	14
II.1.4. Tecnología GaN	15
II.1.5. Estructura de un GaN HEMT.....	17
II.1.6. Modelado de dispositivos FET	18
II.1.6.1 Circuito Equivalente	19
II.2. Nivel de circuito: clases de amplificación.....	21
II.2.1. Amplificadores lineales	22
II.2.1.1 Clase A.....	23
II.2.1.2 Clase B.....	23
II.2.1.3 Clase AB.....	23
II.2.1.4 Clase C.....	24
II.2.2. Amplificadores conmutados.....	24
II.2.2.1 Clase D	25

II.2.2.2 Clase D ⁻¹	25
II.2.2.3 Clase F.....	26
II.2.2.4 Clase F ⁻¹	26
II.2.2.5 Clase S.....	26
II.2.2.6 Clase E.....	27
II.2.3. Principales Figuras de Mérito en Amplificadores.....	30
II.2.3.1 Relaciones de potencia.....	30
II.2.3.2 No Linealidades.....	31
II.2.3.3 Punto de compresión de 1 dB.....	32
II.2.3.4 Razón Señal-Distorsión de Intermodulación (IMR).....	33
II.2.3.5 Punto de Intercepción de Tercer Orden IP ₃	34
II.2.3.6 ACPR.....	34
II.3. Nivel de Sistema.....	35
II.3.1. Transmisor Polar (EER).....	35
II.3.1.1 No linealidades en los transmisores polares.....	36
II.3.1.2 Feedthrough.....	36
II.3.1.3 Saturación V _{dd} /AM.....	37
II.3.1.4 No linealidad AM a tensiones medias.....	37
II.3.1.5 No linealidad V _{dd} /PM por encima del feedthrough.....	37
II.3.1.6 Variación de la resistencia R _{on} con la variación de V _{dd}	37
II.3.2. Transmisor Envelope Tracking (Seguimiento de la Envolvente).....	38
II.3.3. Amplificador Doherty.....	39
II.3.4. Transmisor outphasing.....	40
II.4. Referencias.....	42
Capítulo III: Caracterización de Dispositivos GaN HEMT operando en Sistemas EER-Polar.....	47
III.1. Metodología de Diseño de Amplificadores clase E.....	47
III.1.1. Elección del punto de trabajo.....	48
III.1.2. Obtención de C _{out} , R _{off} y R _{on}	49
III.1.3. Cálculo de las impedancias de entrada y salida.....	49
III.2. Impacto de la Variación de la R _{on} (V _{DD}) en sistemas EER.....	57
III.2.1.1 Contribución a la distorsión para una excitación de dos tonos.....	60

III.2.1.2 Contribución a la distorsión para una señal EDGE	61
III.3. Impacto del auto-calentamiento.....	64
III.3.1. Caracterización de la respuesta térmica del dispositivo.....	64
III.3.2. Efectos del autocalentamiento en un amplificador modulado por drenador..	65
III.3.2.1 Perfiles AM y PM en función de la temperatura	65
III.3.2.2 Contribución de la temperatura a los efectos de memoria	66
III.3.2.3 Impacto del autocalentamiento al utilizar predistorsión en transmisores polares	68
III.3.2.4 Efecto del autocalentamiento en la predistorsión de señales reales	71
III.4. Ecuación para la fuente de corriente.....	72
III.4.1. Requerimientos necesarios para los modelos.....	73
III.4.1.1 Efecto de la discontinuidad.....	73
III.4.1.2 Efecto del empleo de polinomios	73
III.4.1.3 Efecto de la tangente hiperbólica.....	74
III.4.2. Nueva ecuación para la fuente de corriente	74
III.5. Referencias	79
Capítulo IV: Transmisores Clase E ³	83
IV.1. Modulador de Envolvente. Introducción a los convertidores DC-DC	83
IV.1.1. Convertidores DC-DC.....	83
IV.1.2. Convertidores clase E ²	85
IV.1.3. Rectificador Clase E	88
IV.2. Implementación del convertidor clase E ²	90
IV.2.1. Caracterización del convertidor clase E ²	92
IV.2.2. Control basado en PWM (Carrier Bursting).....	93
IV.2.2.1 Transmisor Polar Clase E ³ utilizando Carrier Bursting.....	97
IV.2.3. Control de la tensión utilizando Chireix-Outphasing.....	100
IV.2.3.1 Amplificador Chireix-Outphasing.....	101
IV.2.3.2 Caracterización del transmisor Chireix-Outphasing	104
IV.2.3.3 Convertidor clase E ² con inversor basado en topología Chireix- Outphasing.	108
IV.2.4. Control de la tensión utilizando FM.....	110
IV.2.4.1 Caracterización del inversor y el rectificador	113

IV.2.4.2 Caracterización del convertidor Clase E2 controlado por FM	113
IV.2.4.3 Operación con Señales de Banda Ancha	116
IV.2.4.4 Transmisor Clase E ³ con convertidor controlado por FM como modulador de envolvente.....	117
IV.2.4.5 Transmisor clase E ³ integrado	119
IV.3. Referencias	121
Conclusiones	125
V.1. Investigaciones en curso y líneas futuras	127
V.2. Referencias	127
Anexos	129
Conversor de Frecuencia con Control Vectorial para Aplicaciones de Conformado de Haz en Agrupaciones de Antenas en Recepción.....	129
Conjugador de Fase EER para Sistemas Retrodirectivos.....	137
Publicaciones.....	147

Capítulo I: Introducción

I.1. Contexto de la Investigación

Es bien conocido el impacto que tienen las tecnologías de la información y las comunicaciones (TICs) en la sociedad moderna. El elemento más palpable en este sentido es el aumento de la cantidad de usuarios de voz y datos que se experimenta cada día, sobre todo en el campo de los servicios móviles. Se estima que la cantidad de usuarios de smartphones para el año 2020 será de 6.1 mil millones de personas, lo cual incrementará el tráfico en un factor de 8 [1]. Para hacer frente a este importante reto, se necesita un aumento considerable de los recursos de radio, de modo a que puedan soportar todos los servicios demandados por los usuarios modernos, tales como internet de alta velocidad, video streaming, videoconferencia, subida y bajada de archivos, juegos online o redes sociales.

Los nuevos estándares de comunicaciones como la tecnología LTE (4G) están diseñados para cumplir con estos requisitos haciendo uso de un grupo de herramientas que permiten el máximo aprovechamiento del canal de radio. Entre estas técnicas y tecnologías se incluyen la modulación y codificación de alto orden (Modulation Coding Scheme o MCS por sus siglas en inglés), sistemas múltiple-entrada-múltiple-salida (Multiple Input Multiple Output, MIMO), conformado de haz, la combinación de canales de distintas portadoras (Carrier Aggregation), técnicas de mitigación de interferencias para redes heterogéneas, etc [2]. Sin embargo, la introducción de estas tecnologías introduce, como se verá más adelante, importantes retos en cuanto al consumo de energía.

En general, según el último informe de Ericsson en cuanto al impacto medioambiental de las TICs, éstas representan actualmente 1.6% del total de las emisiones de CO₂ y se espera que alcance el 2% para el año 2020 [3]. La Figura I.1, muestra la tendencia del consumo global de energía relacionada con las TICs dependiendo del tipo de tecnología [4].

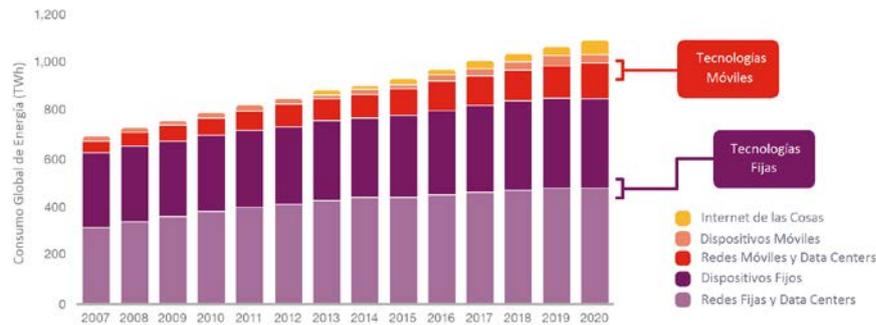


Figura I.1: Consumo global de energía debido a las TICs [3].

Aunque el impacto de las tecnologías móviles no es el más significativo, ya que las redes fijas representan un 85% del consumo global, el aumento que se espera en el número de usuarios y servicios hace que su contribución sea cada vez mayor, a diferencia del caso de las tecnologías fijas que se mantiene prácticamente constante. De este modo, en vistas a cumplir con el objetivo #13 de las Naciones Unidas para el desarrollo sostenible [5], la mejora en la eficiencia de los sistemas inalámbricos es imprescindible.

Además del aspecto medioambiental, el consumo energético tiene un efecto importante desde el punto de vista económico, ya sea en los terminales móviles, debido al impacto directo en la duración de las baterías, como en las estaciones base, que tienen que manejar niveles altos de potencia y donde a la energía que se pierde en forma de calor se suma la que se gasta en los sistema de refrigeración activa necesarios. Por ejemplo, en la Figura I.2 se muestra un resumen de los diferentes elementos que influyen en una red móvil 2G y 3G [6], aunque la proporción se estima que permanezca similar en las 4G. En esta gráfica se puede apreciar la enorme contribución de la estación base al consumo total, llegando hasta un 57%.

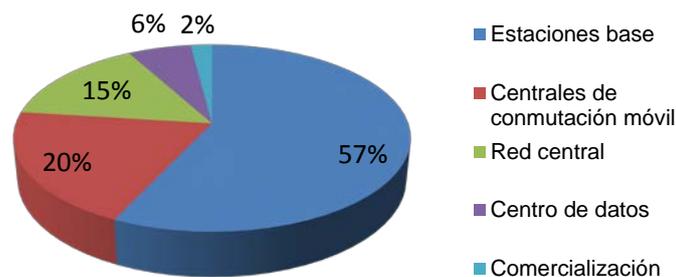


Figura I.2: Consumo de energía de los componentes de una red móvil

A partir del estudio del consumo de los elementos de una estación base típica para redes de comunicaciones móviles se llega a los resultados de la Figura I.3. donde el mayor consumo de energía corresponde al amplificador de potencia. Es especialmente interesante el hecho de que se gaste un 10% del consumo en el sistema de refrigeración, dedicado casi en su totalidad a manejar la potencia que no emite el transmisor de RF. Teniendo esto en cuenta, en términos globales, una pequeña mejoría en la eficiencia del

transmisor de RF equivaldría al ahorro de millones de dólares para los operadores de telecomunicaciones.

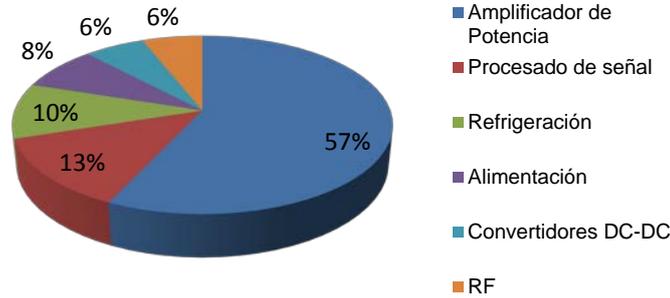


Figura I.3: Consumo de energía de una estación base

I.2. Planteamiento del Problema

Con los elementos planteados en la sección anterior, se puede deducir por qué uno de los objetivos comunes en todas las áreas de investigación de Ingeniería Eléctrica sea la reducción del consumo energético en los sistemas de telecomunicaciones modernos, pero sin alterar, por supuesto, la tendencia creciente en la mejora de la calidad del servicio (QoS).

El principal problema que se presenta en un transmisor de radiofrecuencia es la amplificación lineal y a la vez eficiente de señales con una envolvente que presenta variaciones muy grandes en el tiempo. Para la transmisión de señales de esta naturaleza, se ha venido empleando el conocido como transmisor I/Q o cartesiano. En su esquema de transmisión, que se muestra en la Figura I.4, las componentes en fase y cuadratura de la señal a transmitir modulan respectivamente a las componentes en fase y cuadratura de la señal portadora. Después, las dos señales moduladas se combinan formando la señal a transmitir, que es procesada por un amplificador de potencia de RF. Al tener la señal a la entrada del amplificador variaciones de amplitud y fase, este amplificador tiene que ser lo más lineal posible con el objetivo de reproducir la señal con la mínima distorsión posible, sin embargo, esta linealidad se logra a expensas de la eficiencia de la etapa de potencia.

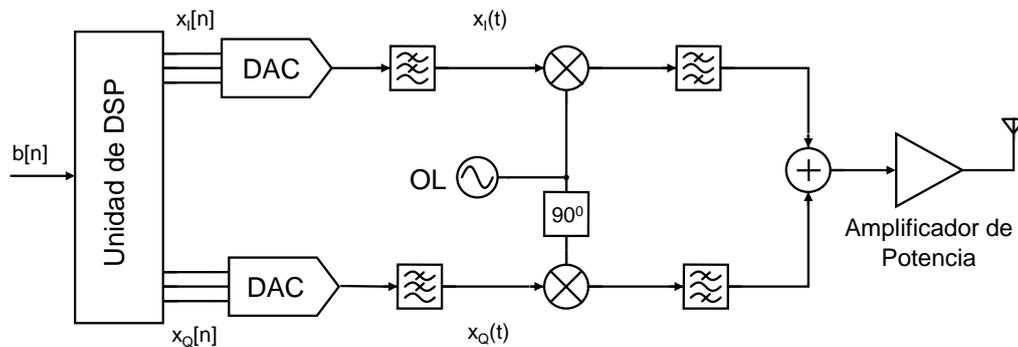


Figura I.4: Arquitectura de un transmisor IQ o cartesiano

Para entender mejor este compromiso entre linealidad y eficiencia [7] se puede analizar la Figura I.5, que representa la evolución de la potencia de salida en función de la potencia de entrada (característica AM-AM) y la eficiencia, obtenidas de la medida de uno de los amplificadores que se estudiarán en los siguientes capítulos. Si se desea trabajar con mínima distorsión, la señal de entrada tiene que variar en la zona lineal, es decir, por debajo del punto donde comienza a ser apreciable la compresión de la característica AM-AM, (denominado punto de compresión de 1 dB o P1dB, y que será abordado con más detalle en los siguientes capítulos), por lo que se suele operar al amplificador muy por debajo de dicho punto, sin aprovechar la verdadera capacidad de potencia del mismo (lo que se conoce como operación en modo back-off). Sin embargo, este tipo de operación lleva al amplificador a una zona donde se degrada de manera apreciable la eficiencia. Por ejemplo, para una operación 6 dB por debajo del punto P1dB, se obtendría un 41% de eficiencia, mientras que claramente el amplificador mostrado es capaz de alcanzar el 80% en saturación. En el caso de los amplificadores reales que se utilizan en este tipo de transmisores (clase A o AB, que serán abordado en el Capítulo II), los valores de eficiencia podrían alcanzar alrededor de un 30-40% ante una excitación con onda continua, siendo mucho menores ante excitaciones con señales reales (máximo un 10 o 15%).

Para lograr resolver este compromiso entre eficiencia y linealidad se investiga intensamente en varias técnicas, tecnologías y arquitecturas, como por ejemplo las técnicas de linealización, que incluyen la predistorsión digital y analógica, las técnicas de realimentación feedback, feedforward y la superposición de derivadas [8]. La idea de la linealización es trabajar el amplificador lo más cercano posible a la región saturada y eficiente para luego eliminar la distorsión. Estas técnicas pueden incluir soluciones tanto a nivel de circuito como de subsistema [8]-[10].

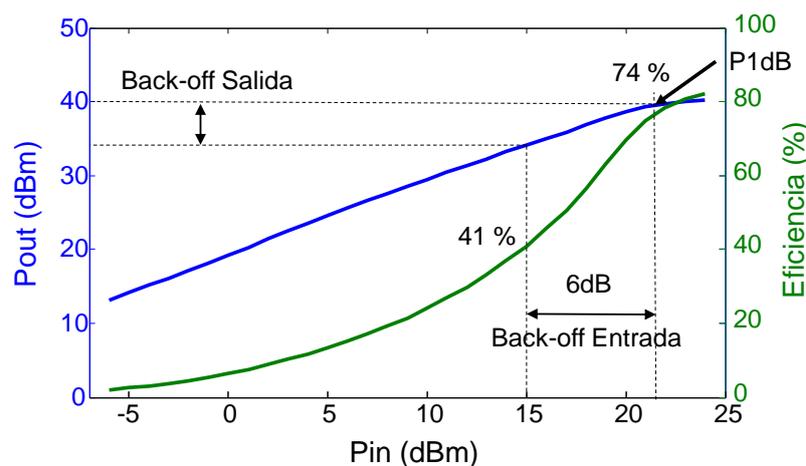


Figura I.5: Ejemplo de perfil AM-AM y eficiencia de un amplificador de potencia

Otra manera hacer frente a este problema es el empleo de arquitecturas de transmisión altamente eficientes. Estas arquitecturas se basan principalmente en la manipulación

activa de la fuente de alimentación o de la impedancia de carga de los dispositivos activos que constituyen el núcleo del amplificador de potencia. Muchas de los conceptos que manejan estas topologías datan de los años 30 para la mejora de los amplificadores de tubo, pero están siendo retomadas debido al gran desarrollo experimentado por las tecnologías de semiconductores de bandgap ancho, tales como el nitruro de galio (GaN) y el carburo de silicio (SiC), así como la aparición de nuevos materiales como el grafeno o el siliceno, con características prometedoras [11][12].

La Tabla 1 muestra los dos grupos en que se dividen las arquitecturas más empleadas actualmente: las que se basan en la modulación de la polarización y la modulación de la carga [13]-[20].

Modulación de Polarización	Modulación de Carga
Envelope Tracking (ET)	Doherty Amplifiers
Envelope Elimination and Restoration (EER)	Outphasing
Hybrid ET/EER Techniques	Carrier bursting

Tabla 1: Arquitecturas de transmisión altamente eficientes.

De entre ellas, probablemente las más empleadas actualmente son el ET para dispositivos móviles y el Doherty para estaciones base combinadas con técnicas de linealización, logrando muy buenos resultados en bandas de pocos GHz [8],[17]. El hecho de que estas técnicas solo manejen las características físicas de las señales evita la necesidad de tener información adicional de las capas superiores del canal.

I.3. Objetivos y estructura de la tesis.

En concordancia con lo expuesto anteriormente, el objetivo global de esta tesis es proponer varias arquitecturas de circuitos y esquemas orientados a la mejora de la eficiencia de los modernos transmisores de potencia de RF. El núcleo fundamental en el que se basan las arquitecturas desarrolladas en la misma son los amplificadores clase E con dispositivos de alta movilidad electrónica de nitruro de galio (GaN HEMT), abarcando el estudio desde el nivel de dispositivo al nivel de sistema.

A partir de este objetivo global se pueden definir los siguientes objetivos específicos:

- Estudio de dispositivos, circuitos y arquitecturas disponibles para mejorar la eficiencia en los modernos transmisores inalámbricos.
- Estudio, caracterización y modelado de los dispositivos GaN HEMT, evaluando su comportamiento cuando operan dentro de arquitecturas de modulación de polarización.

- Proponer un modulador de envolvente optimizado para arquitecturas de modulación de la polarización, empleando diferentes tipos de control y con prestaciones cercanas al estado del arte.

- Incorporar el modulador de envolvente a un prototipo de transmisor capaz de manejar señales de envolvente compleja manteniendo requisitos de linealidad aceptables para modulaciones de elevada eficiencia espectral.

Por lo tanto, la estructura de la tesis se ha diseñado en función de estos objetivos:

En el Capítulo II se hace un estudio de la tecnología existente y de sus capacidades, partiendo desde el nivel de dispositivo, con un análisis de las tecnologías y materiales semiconductores. Luego el estudio se eleva a nivel de circuito donde se describen los amplificadores de potencia y finalmente se introducen los esquemas a nivel de sistema, donde se abordan las arquitecturas de transmisión altamente eficientes más utilizadas en la actualidad.

Siguiendo siempre este orden ascendente de nivel de dispositivo al de sistema, en el Capítulo III se describe una metodología de diseño de amplificadores eficientes, que será empleada en los esquemas de transmisión posteriores. También se presentan varios estudios del impacto de distintos parámetros de los dispositivos GaN HEMT cuando operan en esquemas de modulación de la polarización y, finalmente, se propone una nueva ecuación para modelar la fuente de corriente de los transistores GaN HEMT que intenta resolver los problemas que presentan los modelos más populares empleados en la actualidad.

En el Capítulo IV se hace una introducción a los convertidores DC-DC y su aplicación en los transmisores de radio, evaluando la efectividad del uso de técnicas generalmente aplicadas al campo de la electrónica de potencia, en circuitos y con dispositivos de RF. En este sentido se presentan varios convertidores DC-DC para su aplicación como modulador de envolvente con prestaciones mejoradas en cuanto ancho de banda y eficiencia. También se proponen varias técnicas de control de los convertidores y su integración en esquemas transmisores.

Seguidamente, se incluyen las Conclusiones donde se analiza el grado de consecución de los objetivos y las contribuciones de la tesis al estado del arte, así como las líneas futuras y el estado de los trabajos que han dado continuidad a esta tesis en el grupo investigador.

Adicionalmente, se han añadido Anexos con trabajos que, aunque no coincidían con la línea central de la tesis, aprovechaban muchos de los conceptos estudiados en la misma, tales como la modulación por drenador y la no-linealidad de dispositivos HEMT, en este caso pHEMTs de GaAs, para mezcladores empleados sistemas de apuntamiento de antenas y agrupaciones retrodirectivas.

I.4. Referencias

- [1] Ericsson Mobility Report, Feb., 2015, Available Online: <http://www.ericsson.com/res/docs/2015/ericsson-mobility-report-feb-2015-interim.pdf>.
- [2] K. F. Hasan, M.M. Islam, “Evolution of 4th Generation Mobile Communication Network: LTE-Advance”. *Int. J. Comp. Tech. Appl.*, Vol 2 (4), 1092-1098.
- [3] Ericsson Report, “ICTs and The Low Carbon Economy”. Nov. 2015.
- [4] J. Malmodin, *et al.*, “The future carbon footprint of the ICT and E&M sectors”, *Proceedings for ICT for Sustainability Conference*, 2013.
- [5] UNDP Sustainable Development Goals: online available: <http://www.undp.org/content/undp/en/home/sdgoverview/post-2015-development-agenda/goal-13.html>.
- [6] Mohammed H. Alsharif, Rosdiadee Nordin, Mahamod Ismail, “Survey of Green Radio Communications Networks: Techniques and Recent Advances,” *Journal of Computer Networks and Communications*, Article ID 453893, 2013.
- [7] P.M.L. Lavrador , T.R. Cunha , P. M. Cabral , J. C. Pedro , RF Power Amplification: Current Trends on the Linearity-Efficiency Compromise, *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 11 , No. 5 , pp. 44 - 58 , August 2010.
- [8] Raab, F.H.; Asbeck, P.; Cripps, S.; Kenington, P.B.; Popovic, Z.B.; Pothecary, N.; Sevic, J.F.; Sokal, N.O., "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.50, no.3, pp.814,826, Mar 2002.
- [9] M. K. Kazimierczuk , *RF power amplifiers*, John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [10] D.R. Webster, A. Parker, “Derivative superposition – a linearization technique for ultra broadband systems”. *IEEE colloquium wideband circuits, modelling and techniques*. IEEE, London, 1996.
- [11] Han Wang, T. Taychatanapat, A. Hsu, K. Watanabe, T. Taniguchi, P. Jarillo-Herrero, T. Palacios, "BN/Graphene/BN Transistors for RF Applications," *IEEE Electron Device Letters*, vol.32, no.9, pp.1209-1211, Sept. 2011
- [12] L. Tao, E. Cinquanta, D. Chiappe, C. Grazianetti, M. Fanciulli, M. Dubey, A. Molle, D. Akinwande, “Silicene field-effect transistors operating at room temperature”, *Nature Nanotechnology*, pp. 227–231, 2015.
- [13] F. H. Raab, “Intermodulation distortion in Kahn-technique transmitters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 12, pp. 2273–2278, Dec.1996.

- [14] J. Son et al., "3.5-GHz High Efficient Envelope Tracking Transmitter System for Base Station," *Proc. 40th Eur. Microw. Conf.*, Paris, France, Sept. 2010.
- [15] J. Staudinger et al., "800 MHz power amplifier using envelope following technique," *IEEE Radio Wireless Conf.*, pp. 301–304, Aug. 1999.
- [16] S. C. Cripps, *RF Power Amplifier for Wireless Communications*, Artech House, 1999.
- [17] G. Dalwadi et al., "Efficient Doherty Feed-Forward Linear Power Amplifier for CDMA 2000 Base-station Applications," *IEEE Int. Conf. Signal processing, Communication and Networking*, pp. 35-40, Jan. 2008.
- [18] M. C. W. Hoyerby and M. A. E. Andersen, "High-bandwidth, high efficiency envelope tracking power supply for 40W RF power amplifier using paralleled bandpass current sources," *36th IEEE int. Conf on PES*, 2005, pp. 2804-2809.
- [19] J. Kim, J. Cha, I. Kim, and B. Kim, "Optimum operation of asymmetrical-cells-based linear Doherty power amplifiers - uneven power drive and power matching," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, vol. 53, pp. 1802-1809, may 2005.
- [20] C. Jau-Horng, P. Fedorenko, and J. S. Kenney, "A low voltage W-CDMA polar transmitter with digital envelope path gain compensation," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett*, vol. 16, pp. 428-430, July 2006.

Capítulo II: Fundamentos Teóricos de las Arquitecturas de Transmisión Altamente Eficientes

Durante los últimos años, los fuertes requerimientos de linealidad asociados a los modernos estándares de comunicación (WCDMA, LTE, etc.), así como el propósito de reducir los costes operacionales, detallados en el Capítulo I, han dado lugar al desarrollo de arquitecturas de transmisión inalámbrica que permitan manejar formatos de modulación espectralmente eficientes, además de garantizar un uso óptimo de los recursos disponibles.

Algunas de estas arquitecturas están basadas en topologías propuestas hace más de medio siglo, por lo que es importante destacar también la evolución a nivel de dispositivo, en especial en lo relativo a transistores de RF/microondas, y a nivel de circuito, haciendo hincapié en las clases de amplificación conmutada, dado que ambos aspectos son claves en el diseño e implementación de esquemas altamente eficientes.

II.1. Nivel de dispositivo

Como se ha mencionado, el dispositivo que constituye el núcleo fundamental del trabajo que abarca esta tesis es el transistor, específicamente los transistores de radiofrecuencias (RF), que se dividen en dispositivos de efecto de campo (FET) [1] y transistores bipolares (BJT) [2].

Los transistores son en esencia dispositivos activos de tres terminales donde un terminal controla el flujo de corriente a través de los otros dos, de este modo el dispositivo actúa como una fuente de corriente controlada que puede operar tanto en modo digital, donde el transistor trabaja en dos estados (ON y OFF, como si fuese un conmutador) o en modo analógico, en el que pequeñas variaciones en la señal de entrada (en la puerta o base) son amplificadas entre las otras dos conexiones (drenador-fuente o emisor-colector).

II.1.1. Materiales semiconductores

En la actualidad son utilizados varios materiales semiconductores para el manejo de señales de radiofrecuencia. El más empleado sigue siendo el silicio (Si) aunque los

llamados compuestos III-V formados por elementos que antiguamente estaban ubicados en esos grupos de la tabla periódica, tales como el arseniuro de galio (GaAs), el fosfuro de indio (InP) o el nitruro de galio (GaN), han venido ganando cada vez más terreno en los últimos años a raíz del aumento de las frecuencias y las potencias a manejar, así como de la madurez alcanzada en varias de estas tecnologías.

Por ejemplo, en el caso del silicio, los circuitos basados en CMOS (complementary oxide semiconductor) y sobre todo en tecnologías de SiGe, han demostrado ser capaces de alcanzar frecuencias de microondas y bandas milimétricas. También es el caso de los componentes basados en GaAs [3] y sobre todo los de InP [4] que incluso pueden operar en bandas submilimétricas. En el caso del GaN y el SiC son dispositivos de bandgap ancho que presentan unas tensiones de ruptura y densidad de potencia superiores al resto. La tecnología GaN en particular ha sido considerada hasta hace poco tiempo poco madura y solo apropiada en aplicaciones de baja frecuencia y alta potencia, sin embargo, durante los últimos años ha experimentado un importante salto cualitativo, demostrando ser capaces de generar potencias por encima de 1 W a frecuencias entre 90 y 95 GHz [5], muy lejos de las capacidades de las demás tecnologías. Además, en los últimos años han comenzado a aparecer transistores de bajo ruido y conmutadores basados en GaN, con especificaciones muy cercanas a las obtenidas con dispositivos GaAs y sin los problemas que presentan estos al manejar altas potencias y elevadas temperaturas. Otras tecnologías más recientes como el grafeno y el siliceno son ahora mismo objeto de intensa investigación y se espera que en los próximos años irruman en el mercado de los semiconductores.

Las aplicaciones de estos materiales en dispositivos de alta frecuencia se centran principalmente en la fabricación de diodos Schottky, transistores bipolares de heterounión (HBT) [6]-[7], transistores de alta movilidad electrónica (HEMT)[8] y HEMT's pseudo-mórficos (pHEMT). La Tabla 2 muestra una comparativa entre las principales características de las tecnologías de RF y microondas más usadas.

Material	Frecuencia de Corte (GHz)	Ganancia	Movilidad de Electrones (cm ² /Vs)	Velocidad máxima de Electrones	Figura de Ruido
Si	> 200	Moderada	900-1100	0.3-0.7	Moderada
SiGe	> 200	Alta	2000-300000	0.1-1	Baja
SiC	100	Baja	500-1000	0.15-2	Pobre
GaAs	> 200	Alta	5500-7000	1.6-2.3	Muy Baja
InP	> 600	Alta	10000-12000	2.5-3.5	Muy Baja
GaN	> 200	Moderada	400-1600	1.2-2	Baja

Tabla 2: Comparación entre las diferentes tecnologías de semiconductores [9].

También a la hora de la fabricación de los chips, se suelen utilizar capas de distintos materiales para mejorar sus prestaciones o combinar las ventajas de unos con otros. Por ejemplo, el SiGe es solo una capa epitaxial que brinda alta movilidad a un sustrato de Si, por lo que comparte muchas de las ventajas y las desventajas de los dispositivos fabricados con silicio puro. De la misma manera, muchas veces se hace el crecimiento de una capa epitaxial de InP sobre un sustrato de GaAs con el fin de obtener el rendimiento de un transistor de InP utilizando obleas de GaAs, que tienen un proceso de fabricación industrial más estandarizado y es un material más fácil de tratar que el InP. Este tipo de dispositivo es conocido como metamórfico. Teniendo en cuenta estos elementos, en la Figura II.1 se muestran las diferentes tecnologías disponibles y su rango de aplicación en términos de frecuencia de trabajo y potencia de salida.

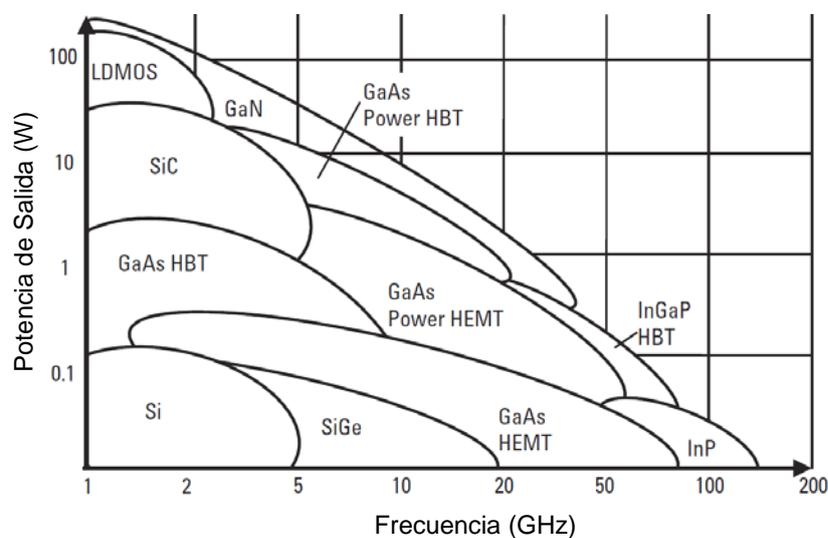


Figura II.1: Rangos de operación de las principales tecnologías de semiconductores[9].

Dependiendo del tipo de transistor y del material que lo constituye, cada dispositivo se desempeña mejor en determinadas aplicaciones o subsistemas dentro de las cadenas de RF. La Tabla 3 muestra, de manera muy general, las principales aplicaciones según el tipo de dispositivo.

Aplicación	CMOS	SiGe HBT	GaAs/InP HBT	MESFET	HEMT
Oscilador		X	X		
Mezclador		X	X		
LNA		X	X		X
HPA			X		X
Conmutador				X	X
Digital	X	X			

Tabla 3: Esquema general de las aplicaciones de los dispositivos [9].

II.1.2. Transistores FET

Teniendo en cuenta que el dispositivo utilizado en todos los diseños e implementaciones de esta tesis es el FET, en esta sección se abordará el estudio de este tipo de transistor. La Figura II.2 muestra una vista en 3D de una celda de un FET con sus principales componentes y detalles de su funcionamiento.

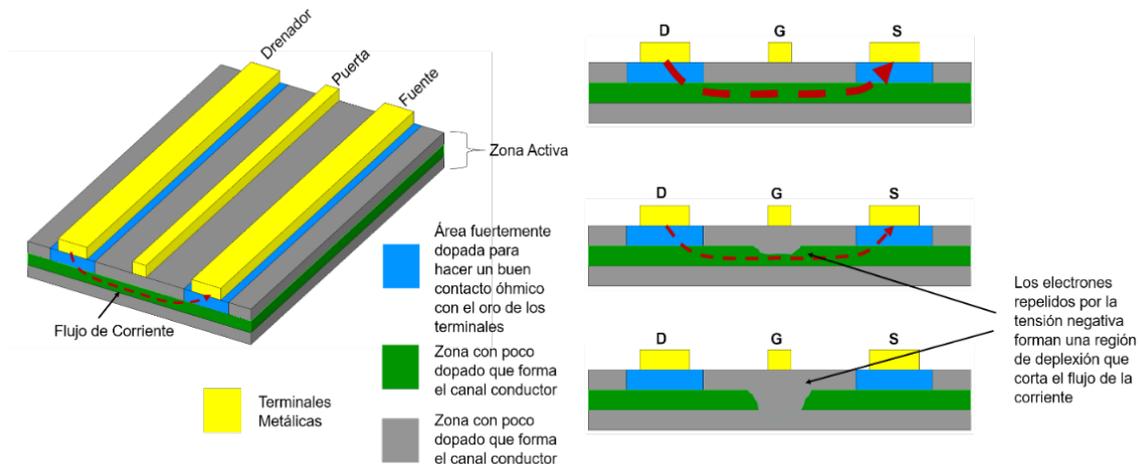


Figura II.2: Vista en 3D de la arquitectura de un dispositivo FET.

Como se mencionó anteriormente, este dispositivo consta de 3 terminales eléctricos: el drenador, la puerta y la fuente. Aquí la corriente fluye lateralmente de drenador a fuente a través del sustrato, pasando por debajo de la puerta. Cabe señalar que el esquema de la Figura II.2 es el correspondiente a una celda básica, ya que generalmente los transistores suelen tener varias celdas de este tipo con los terminales divididos en múltiples dedos entrelazados como en el ejemplo de la Figura II.3.

Los FET de depleción (*always ON*), como el de la Figura II.2, están formados por una capa de material semiconductor débilmente dopada (franja verde) que forma el canal conductor por debajo del terminal de puerta. Este canal tiene dopado n, por lo que existen electrones libres para transportar el flujo de corriente.

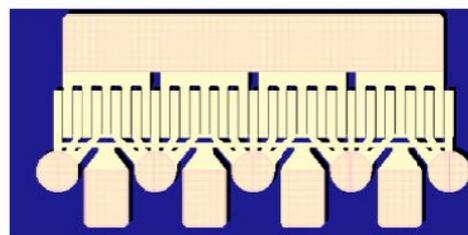


Figura II.3: Transistor GaN HEMT TGF2023-2-05 de Qorvo formado por 4 celdas de 10 dedos x 125 μm .

Los terminales metálicos de la fuente y el drenador se conectan a este canal a través de áreas de material semiconductor con altos niveles de dopado (zonas azules). Si una

tensión es aplicada entre drenador y fuente, la corriente fluirá libremente entre los terminales, dando lugar a la condición de encendido (ON) del transistor o de saturación.

Si una pequeña tensión negativa es aplicada entre puerta y fuente (V_{GS}) se forma un área vacía de electrones libres conocida como región de depleción. Esto hace que solamente los electrones que están debajo de esta región puedan moverse libremente entre los terminales de drenador y fuente, dando lugar a una reducción de la corriente I_{DS} . A medida que la tensión de puerta es cada vez más negativa, dicha región se va haciendo cada vez más grande hasta que abarca todo el ancho del canal, por lo que ya no hay electrones libres para conducir la corriente. En este estado se dice que el transistor está cortado, siendo conocida la tensión V_{GS} donde ocurre este fenómeno como tensión de pinch-off (V_p). Cuando la tensión V_{GS} alcanza un punto menor o igual a V_p se dice que el transistor está apagado (OFF).

Cabe señalar que en el estado $V_{GS} = 0$ V el canal no está completamente abierto debido al potencial de la unión Schottky de puerta que suele estar entre 0.7 y 0.8 V aproximadamente, por lo tanto, para alcanzar la corriente I_{MAX} en el canal, es necesario sobrepasar esta tensión positiva en la puerta.

Las combinaciones de corriente de drenador en función de sus tensiones de control, es decir la V_{DS} y la V_{GS} , se suelen representar a través de las curvas IV del transistor, como las de la Figura II.4, donde se puede observar cómo en la zona denominada *lineal* la corriente aumenta linealmente con la tensión de drenador. En este punto el transistor entra en la zona de *saturación*, donde la corriente no aumenta con la tensión de drenador. Si se sigue aumentando dicha tensión, el material semiconductor entra en ruptura o *break-down* y la corriente empieza a subir de nuevo rápidamente, de ahí que esta zona se llame región de *ruptura*.

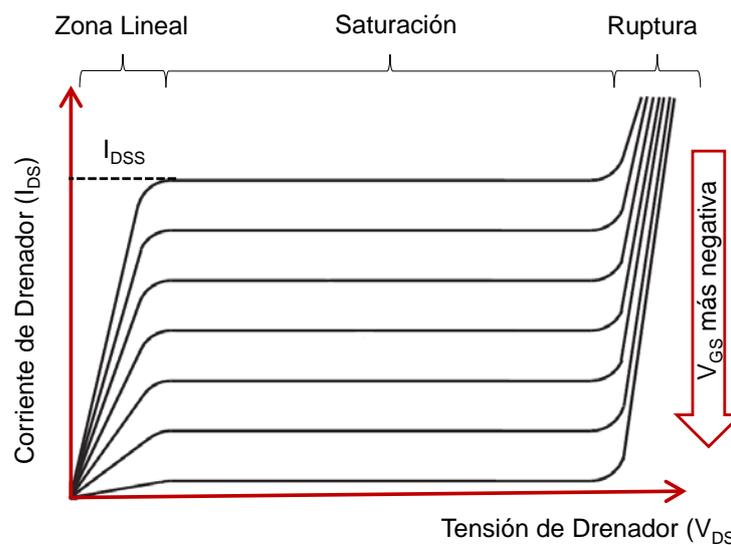


Figura II.4: Ejemplo de curvas IV de un transistor FET.

Si un transistor FET es cargado con una resistencia R_L , variando la tensión de puerta se puede lograr que la tensión y la corriente de drenador sigan una trayectoria determinada sobre las curvas IV denominada línea de carga. Esto permite que una variación pequeña en la tensión de V_{gs} (señal de RF de entrada) genere una variación grande en la tensión de V_{ds} (señal de RF de salida), produciendo así una amplificación de la tensión de entrada (ver Figura II.5).

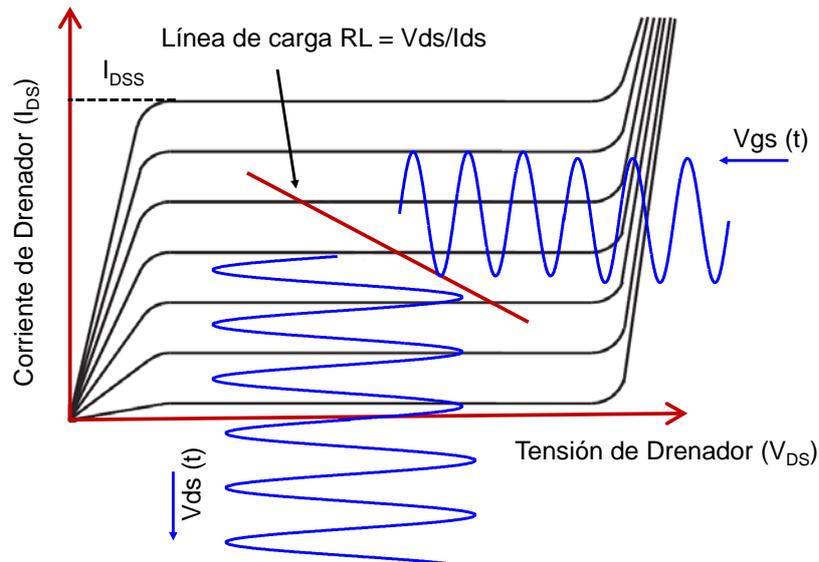


Figura II.5: Concepto de línea de carga en las curvas IV.

II.1.3. Dispositivos HEMT

Los transistores de alta movilidad electrónica o HEMT's operan igual que cualquier otro FET con la diferencia de que el canal es implementado a partir de la unión de dos tipos diferentes de material semiconductor (conocido como hetero-unión o heterojunction en inglés) para dar mayor movilidad a los electrones libres [8],[10]. Por ejemplo, en el caso de los HEMT de GaAs el otro material semiconductor suele incluir aluminio (AlGaAs). Aquí, los electrones libres provenientes del dopado tipo n están concentrados en una zona muy cerca de la hetero-unión y forman lo que se conoce como gas de electrones de dos dimensiones (2 DEG). Este 2 DEG es confinado en un área alejada del enrejado formado por los átomos, por lo que hay menos colisiones entre los electrones y de ahí su mayor movilidad. Otra consecuencia de que los electrones experimenten menos colisiones es la mejor figura de ruido que presentan los HEMT en comparación con los FET's ordinarios, por lo que son muy utilizados en el diseño de amplificadores de bajo ruido o LNAs.

Los HEMT's también son denominados en la literatura como FET's de hetero-estructura, FET's de hetero-unión (HFET) o en algunos casos como MODFET's (modulation doped FET). Otro tipo especial de HEMT son los pseudomórficos o pHEMT's, los cuales utilizan una capa extremadamente fina de un semiconductor

diferente, que suele ser el Arseniuro de Galio Indio (InGaAs), que está adherido a la estructura atómica del conductor que le rodea (generalmente AlGaAs) creando así una capa pseudomórfica, o lo que es lo mismo, una capa de InGaAs, con una mayor capacidad en cuanto movilidad electrónica, que tiene la estructura de un substrato de GaAs, el cual es más manejable la hora de fabricar las obleas [11].

II.1.4. Tecnología GaN

Como se ha dicho anteriormente los dispositivos de bandgap ancho como el diamante, el SiC y el GaN han ido ganando cada vez más terreno en el mercado de las tecnologías de transmisión inalámbrica de alta potencia. Al ser el GaN HEMT el dispositivo fundamental en torno al cual se han desarrollado los diseños presentados en esta tesis, se dedicará esta subsección a la presentación de las principales características de esta tecnología.

Los semiconductores de gap ancho tienen una elevada estabilidad térmica y tensión de ruptura, características que les hacen muy atractivos en las aplicaciones de comunicaciones actuales. En la Tabla 4, se realiza una comparación entre distintos parámetros clave para diferentes semiconductores que se emplean en aplicaciones de potencia, como son:

- *La movilidad (μ):* velocidad de los electrones en el material bajo la influencia de campos eléctricos relativamente débiles.
- *Velocidad de saturación (v_s):* velocidad máxima que los electrones son capaces de alcanzar bajo la influencia de un campo relativamente fuerte.
- *Campo eléctrico de ruptura (E_{BD}):* campo eléctrico máximo que puede soportar internamente el dispositivo antes de la ruptura. Determina la tensión más alta de operación del transistor para un diseño del dispositivo dado y un dopaje en el canal, lo que limita la variación de potencia en el dispositivo.
- *Constante dieléctrica (ϵ):* Indica la capacidad de carga de un dispositivo, afectando a la impedancia del terminal del transistor.
- *Conductividad térmica (κ):* Determina la facilidad con la que el calor generado desde la potencia de DC disipada puede eliminarse del dispositivo.
- *Energía del gap (E_g):* Habilidad para soportar campos eléctricos internos antes de la ruptura y determina el límite superior de temperatura de operación del dispositivo.

En [12] se propuso emplear la figura de mérito de Johnson ($FMJ=(E_{BD}\cdot v_s/2\cdot\pi)^2$) que, partiendo de las propiedades del material, permite comparar directamente distintas familias de semiconductores empleados en dispositivos de potencia. Observando en la

Tabla 4 los valores que se obtienen para dicho parámetro, se puede ver que se maximiza para los semiconductores de gap ancho.

Parámetro	Unidades	Si	GaAs	Diamante	4H-SiC	GaN	AlN
μ	eV	1.12	1.43	5.45	3.26	3.42	6.1
v_s	cm ² /V·s	1300	5000	1900	700	900	1100
E_{BD}	cm/s	1	2	2.7	2	2.5	1.8
ϵ	MV/cm	0.3	0.4	5.6	2	3.3	11.7
κ		11.4	13.1	5.5	10	9	8.4
E_g	W/Kcm	1.5	0.54	20	4.5	1.3	2.5
FMJ respecto al Si		1	3	2540	178	756	4844

Tabla 4: Parámetros de distintos semiconductores empleados en aplicaciones de potencia [12].

En los materiales de gap ancho (GaN, SiC y diamante) la combinación de energía de gap alta, campo eléctrico de ruptura alto, baja constante dieléctrica y alta conductividad térmica puede conducir a dispositivos capaces de manejar altas densidades de potencia de una manera más eficiente que otros dispositivos basados en materiales semiconductores diferentes. El diamante aparentemente parece ser el más idóneo para aplicaciones de alta potencia, sin embargo su tecnología todavía no está muy expandida en el mercado [13].

Las características del SiC y el GaN en cuanto a estabilidad térmica y química, campo de ruptura y anchura de gap son similares, sin embargo, el hecho de que el GaN permita una estructura de hetero-unión (con sus ternarios AlGaN e InGaN) hacen de este último la opción más atractiva para desarrollar transistores FET de altas potencias y altas temperaturas. Además hay que añadir las ventajas del GaN frente al SiC en cuanto a la complejidad tecnológica y el transporte de electrones [14].

El transporte de electrones en un semiconductor típicamente depende de dos factores conocidos como movilidad y velocidad de saturación. La movilidad en el GaN es mejor que en el SiC pero todavía está muy por debajo de la que se alcanza en el GaAs, aunque las velocidades de saturación sean comparables. Sin embargo, estos números pueden llevar a error. Cuando se crece AlGaN en la parte superior de una capa de un cristal similar se forma una hetero-unión entre dos cristales diferentes, contribuyendo a las características de alta frecuencia del GaN, solución que ha permitido ya obtener dispositivos con frecuencias de corte de cientos de GHz [15]-[16].

A pesar de las atractivas características de los dispositivos basados en GaN, existen muchos estudios referentes a sus limitaciones de funcionamiento debido a varios efectos físicos asociados con el material semiconductor: disminución de corriente [17], colapso en RF [18] y una prematura compresión de ganancia [19]. Sin embargo, basándonos en la

experiencia durante el trabajo que abarca esta tesis, se ha advertido en la práctica una mejoría palpable en el rendimiento de los dispositivos GaN HEMT, siendo prácticamente imperceptibles muchos de los fenómenos negativos reportados en la literatura años atrás. Varios estudios sobre los efectos de algunos fenómenos inherentes a la tecnología GaN HEMT, operando en sistemas de transmisión altamente eficientes, son parte de las contribuciones de esta tesis y serán abordados más adelante.

II.1.5. Estructura de un GaN HEMT

La concepción de un dispositivo HEMT de GaN es similar a la configuración de un HEMT típico presentada en las secciones anteriores. Para obtener las capas activas de GaN es necesario hacer un crecimiento hetero-epitaxial sobre obleas de silicio o de otros materiales compatibles. Entre los materiales disponibles, el SiC es el que presenta mejores resultados debido a su alta conductividad térmica (se reducen las deficiencias por efectos térmicos) y a que se consiguen mejores calidades cristalinas (densidad de carga superior). En la Figura II.6 se muestra la estructura básica de un transistor HEMT AlGa_N/Ga_N.

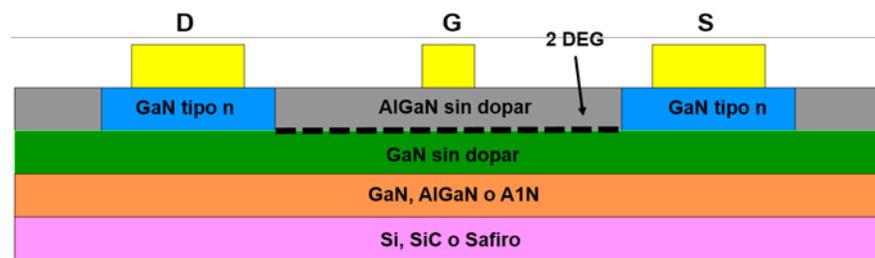


Figura II.6: Estructura básica de un HEMT AlGa_N/Ga_N.

Esta configuración le confiere a los transistores GaN HEMT características que los hacen ideales para la amplificación de potencia de RF, tales como:

- Altas densidades de potencia.
- Alta densidad de portadores en la interface de AlGa_N/Ga_N, lo que les confiere una alta capacidad de corriente.
- Gap ancho, lo que indica un alto campo de ruptura, que permite usar altas tensiones de trabajo y así conseguir potencias de salida elevadas.
- Capacidad de trabajar en amplios rangos de frecuencia y potencia.
- Alta conductividad térmica: se puede trabajar a mayores temperaturas y niveles de potencia con menos requisitos de ventilación.
- Alta movilidad electrónica y velocidad de saturación, que permite usarlos en aplicaciones de alta frecuencia.

- Buena linealidad inherente.
- Buena figura de ruido.

La combinación de una alta concentración de portadores y una alta movilidad electrónica origina una alta densidad de corriente y una baja resistencia de canal, lo que es especialmente importante para operar a alta frecuencia y en aplicaciones de potencia.

Además, las siguientes características les hacen ideales para implementar amplificadores de potencia conmutados, siendo relevante en este caso ya que, como se detallará posteriormente, estas clases pueden presentar prestaciones superiores en eficiencia y constituirán el núcleo de las soluciones presentadas en este trabajo.

- Frecuencia de corte alta.
- Baja capacidad de entrada.
- Capacidad de salida manejable.
- Baja R_{on}

II.1.6. Modelado de dispositivos FET

Habiendo estudiado los materiales y dispositivos semiconductores involucrados en el diseño de sistemas de amplificación a altas frecuencias, el siguiente paso es realizar el modelado y la caracterización de los mismos. Para introducir estos conceptos, se sigue parcialmente la descripción ofrecida en [20].

El modelado es la representación matemática de un fenómeno o un objeto real. En el caso específico de los dispositivos semiconductores tenemos dos tipos fundamentales: los *modelos físicos* y los *modelos empíricos*. Los modelos físicos parten del conocimiento de la geometría y la física de la estructura del dispositivo a modelar. Estos modelos requieren de la solución de un sistema de ecuaciones diferenciales en derivadas parciales, que describen los campos eléctricos internos del dispositivo y el transporte de las cargas eléctricas [21], y que se obtienen de leyes físicas bien conocidas. Algunas de las representaciones analíticas más utilizadas en la ingeniería como la característica I/V de una resistencia lineal ($i = v/R$) o una unión Schottky ($i = \exp(v/(\eta V_t)) - 1$) se consideran también como modelos semi-físicos. El problema consiste en que la mayoría de los dispositivos que se utilizan en la práctica son mucho más complejos que resistencias y uniones Schottky lo que hace imposible la derivación en modelos físicos.

Un buen modelo físico tendría una buena precisión con una cantidad relativamente pequeña de mediciones, generalmente dimensiones geométricas, perfiles de dopado etc. (características que la mayoría de las veces no son proporcionadas por los fabricantes), pero su consumo en recursos computacionales sería muy grande ya que sería necesaria la

resolución de sistemas de ecuaciones diferenciales en derivadas parciales que no tienen solución analítica y precisan de complejas técnicas iterativas que hacen a estos modelos totalmente inútiles para los ingenieros diseñadores de circuitos.

Los modelos empíricos o comportamentales (behavioral modeling), simulan matemáticamente el comportamiento del dispositivo basado en mediciones prácticas, y a diferencia de los modelos físicos son mucho más compactos, muy eficientes desde el punto de vista del cálculo computacional (incluso en ocasiones se pueden evaluar a mano), y proporcionan de forma rápida información cualitativa del rendimiento del sistema. Sin embargo, los modelos puramente empíricos solo reproducen las características del sistema en las condiciones concretas donde se realizaron las mediciones y tienen muy poca capacidad de predicción fuera de este contorno. Es por esto que se definen dos clases de modelos empíricos: los *modelos locales* y los *modelos globales*:

- Los *modelos locales* son como los mencionados anteriormente que hacen una representación con gran exactitud del sistema en un dominio muy restringido de sus variables de entrada, pero diverge rápidamente cuando nos movemos más allá de este rango.
- Los *modelos globales* son funciones matemáticas concebidas para propósitos más generales y son capaces de representar al dispositivo en un rango mucho más amplio que el dominio del estímulo, aunque con menos exactitud.

El compromiso que existe entre el rango de predicción del modelo y la exactitud hace necesario un análisis previo a la hora de escoger el modelo que se necesita, en función de la precisión que se desea. Normalmente los modelos locales se consideran los óptimos para representaciones en pequeña señal, mientras que los modelos globales serían los apropiados para representar el dispositivo en diferentes puntos de polarización y para excitaciones de gran señal.

II.1.6.1 Circuito Equivalente

Los modelos no lineales utilizados en el análisis de circuitos siempre se representan por un circuito equivalente. Estos circuitos constituyen una aproximación física a la estructura del dispositivo buscando reproducir tanto los datos medidos como los efectos electromagnéticos que tienen lugar en su interior. Están formados por redes de parámetros concentrados de diferentes topologías, dependiendo del tipo de dispositivo, incluyendo condensadores, resistencias, fuentes, etc, por lo que son muy fáciles de integrar a softwares de diseño y análisis de circuitos (Computer Aided Design, CAD).

Implementar un modelo para un dispositivo consiste en el cálculo o extracción de los valores de los elementos del circuito equivalente, así como de los parámetros utilizados para acercar las curvas de medidas a las del modelo.

La Figura II.7 muestra el circuito equivalente más generalizado de un transistor HEMT (coincide con el del MESFET, ver estructura en Figura II.2), en su típica topología de fuente común. Se pueden definir dos tipos de elementos de acuerdo a su naturaleza:

- *Elementos intrínsecos:* Son elementos específicos de la operación del dispositivo. En este caso se modela la carga distribuida del canal dependiente del potencial de puerta por medio de dos capacidades no lineales (la capacidad puerta-fuente $C_{gs}(V_{gs})$ y la capacidad puerta-drenador $C_{gd}(V_{gd})$) en paralelo con dos diodos que caracterizan la unión Schottky puerta-canal a muy baja frecuencia y una resistencia lineal R_i . La corriente de canal se modela por medio de una fuente de corriente bidimensional controlada por tensión $i_{ds}(v_{gs}, v_{ds})$.
- *Elementos extrínsecos:* Rodean a los elementos intrínsecos y son parásitos asociados a imperfecciones de fabricación y de los materiales. Representan las resistencias de contacto y las inherentes al material semiconductor (R_s , R_g y R_d) y las inductancias que introducen los hilos de conexión (bonding wires, ejemplo: L_s , L_g , L_d) que combinados con las capacidades denotadas como C_{pg} y C_{pd} (pad), reproducen el efecto del encapsulado y de los contactos metálicos.

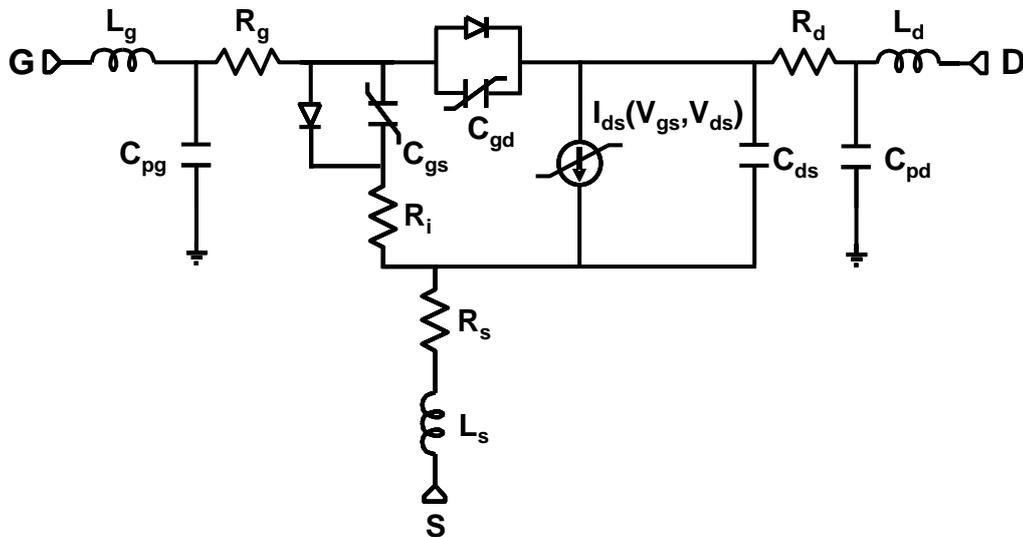


Figura II.7: Circuito Equivalente de un HEMT.

El método más comúnmente utilizado para la extracción de los distintos elementos es el propuesto por Dambrine *et al.*, [22], que extrae algunos elementos del modelo físico propuesto por Fukui en [23], y provee muy buenos resultados sin necesidad de utilizar estaciones de puntas ni complejos sistemas de medidas.

Tanto para la extracción de los elementos intrínsecos como extrínsecos se utilizan combinaciones de medidas de parámetros S con medidas IV en diferentes modos de operación, donde el transistor se polariza convenientemente para excitar los

componentes capacitivos o inductivos según lo que se quiera extraer. En el caso de los elementos extrínsecos se utiliza el concepto de Laviron y Diamant [24], mediante el cual a través de medidas de parámetros S en condiciones de $V_{DS} = 0$ V (FET frío), donde el circuito equivalente se simplifica grandemente (con el transistor cortado, Figura II.8), es posible extraer los elementos parásitos a partir del cálculo de los parámetros Z e Y de la red.

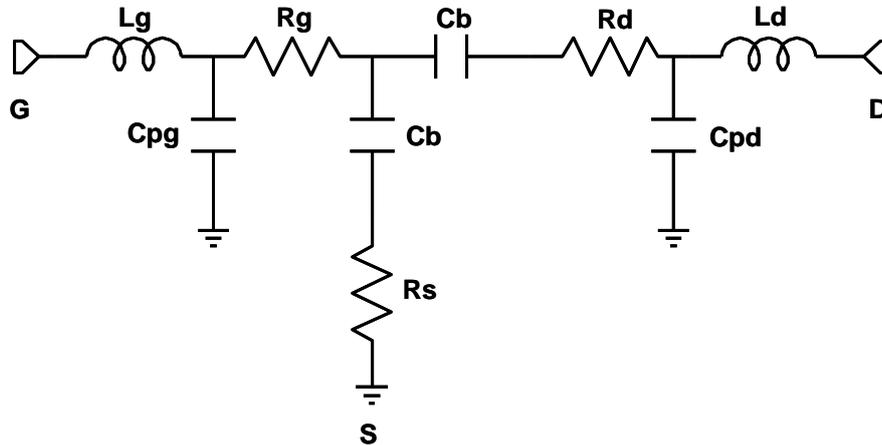


Figura II.8: Circuito equivalente para $V_{DS} = 0$ V y $V_{GS} < V_p$.

Teniendo los valores de los elementos extrínsecos es posible extraer los intrínsecos [22] a partir de medidas de parámetros S en muchos puntos de polarización. En estos casos es muy útil explotar la capacidad de los modernos analizadores de redes de realizar medidas de parámetros S pulsados, ya que permiten alcanzar puntos de trabajo que en régimen de DC dañarían el dispositivo y evitan los efectos indeseados del autocalentamiento en la extracción de los modelos. A partir de las gráficas de los elementos extraídos se ajustan ecuaciones que reproduzcan su comportamiento.

Una de las contribuciones de esta tesis es la de proponer una ecuación para la no linealidad predominante $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ capaz de reproducir de forma fiable el comportamiento de transistores GaN HEMT operando en amplificadores y convertidores conmutados, por lo que este tema será abordado en más detalle en el siguiente capítulo.

II.2. Nivel de circuito: clases de amplificación

Partiendo del estudio realizado previamente de los dispositivos semiconductores, y en especial el GaN HEMT, se abordarán en esta subsección las técnicas de amplificación de radiofrecuencia a nivel de circuito. Específicamente se presentarán las clases de amplificadores con sus principales características y figuras de mérito.

Existen dos ramas o modos principales de amplificación. En una de ellas el amplificador se comporta como un elemento de transconductancia, es decir, una fuente

de corriente controlada por la tensión de puerta y se conocen como amplificadores lineales. En la otra rama los transistores operan como conmutadores y por tanto se denominan amplificadores conmutados. Esta clasificación se muestra en la Figura II.9.

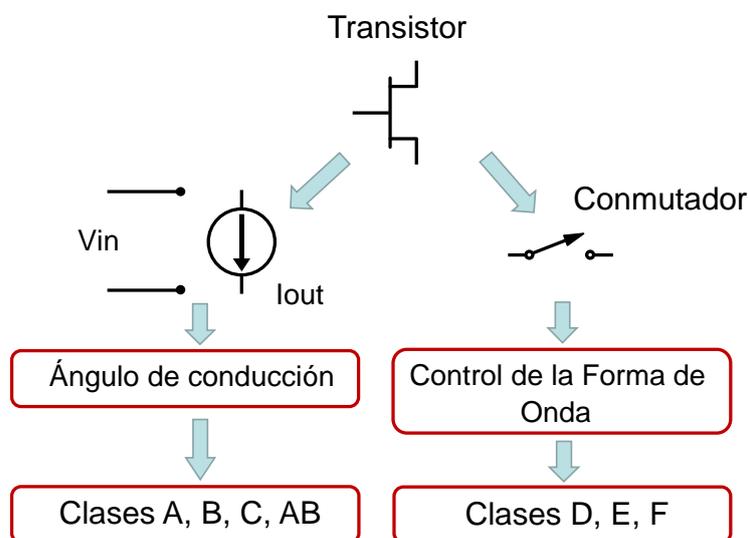


Figura II.9: Principales clases de amplificación.

II.2.1. Amplificadores lineales

Los amplificadores lineales o de corriente controlada (clases A, B, C, AB) se clasifican según el ángulo de conducción que define la porción del ciclo de la tensión de RF de entrada que se convierte en corriente a la salida dependiendo del punto de polarización del transistor [25]. El concepto de ángulo de conducción, tomando como referencia una función transferencia ideal de un FET se puede observar en la Figura II.10.

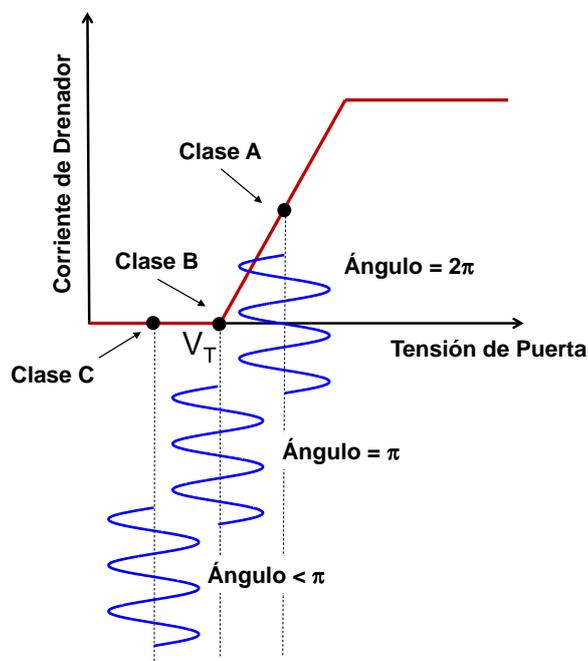


Figura II.10: Definición del ángulo de conducción de un transistor operando en clase A, B y C.

II.2.1.1 Clase A

Un amplificador de potencia funciona en clase A cuando el transistor se encuentra siempre operando en su región de saturación (de dependencia lineal entre la corriente de drenador y la tensión de puerta), mediante la inyección de una corriente continua y constante en drenador. Actúa como una fuente de corriente controlada por la tensión de entrada.

La señal mantiene al transistor conduciendo durante los 360° del ciclo y las corrientes y tensiones presentes en el circuito de salida son una réplica de las señales de entrada. Esta clase tiene la ventaja de proporcionar la amplificación más lineal y el mayor factor de ganancia de los amplificadores. Permite su utilización a frecuencias próximas a la máxima de operación del transistor, ya que no hay armónicos en el proceso de amplificación, pero, como inconveniente, tiene una eficiencia muy baja, debido a que el dispositivo disipa potencia incluso en ausencia de señal de entrada. Para un amplificador de potencia clase A ideal la eficiencia máxima que se consigue es del 50%.

II.2.1.2 Clase B

En el amplificador clase B los transistores están polarizados en el límite entre la región lineal y la región de corte. Cuando se le aplica señal de entrada, el transistor actúa como una fuente de corriente. En esta clase, la conducción sólo se realiza durante un semiciclo (ángulo de conducción de 180°). La corriente de polarización cuando no hay conducción es cero, por lo tanto, no hay consumo de potencia en ausencia de señal de entrada. Por esta razón la eficiencia del amplificador clase B es alta, llegando a alcanzar en condiciones ideales un 78.5%.

La operación en clase B se caracteriza por una tensión promedio (DC) de drenador constante y, a diferencia del clase A, una corriente media de drenador creciente con el aumento de potencia, y proporcional a la amplitud de la señal de entrada. Debido a esto, y excepto por la generación de componentes de distorsión de orden par fuera de banda, el amplificador clase B también tiene un comportamiento bastante lineal.

II.2.1.3 Clase AB

Es un compromiso entre la clase A y la clase B, tanto desde el punto de vista de eficiencia como de ganancia en potencia y linealidad. El punto de trabajo, en este caso, es tal que el ángulo de conducción está comprendido entre algo más de 180° y bastante menos de 360°.

La operación en clase AB proporciona, al igual que la clase A, una señal de salida altamente lineal con respecto a la señal de entrada, ya que, durante la conducción, el comportamiento del dispositivo es bastante lineal. En sistemas de banda ancha, usualmente se configuran como un par push-pull, el cual combina medias sinusoides desde cada amplificador, formando a la salida una onda sinusoidal.

Su comportamiento en distorsión, es diferente y algo inferior al de clase A. Por ello, esta modalidad de amplificación se emplea en amplificadores lineales con no tan severas exigencias de linealidad como las aplicaciones que requieren clase A pura.

II.2.1.4 Clase C

En el amplificador clase C el dispositivo se polariza por debajo de la tensión de pinch-off, y la carga se acopla mediante un circuito LC paralelo, sintonizado a la frecuencia de la señal de entrada. De esta forma, el dispositivo se encuentra en estado de corte la mayor parte del periodo de dicha señal y amplifica sólo durante cortos intervalos, se puede decir que casi funciona como un conmutador.

Esta clase de amplificación es más eficiente que las anteriores, a costa de reducir la linealidad. Puede llegarse teóricamente a eficiencias del 100%, a medida que el ángulo de conducción se aproxima a cero. Sin embargo, esto conlleva a que la ganancia vaya disminuyendo, de manera que la potencia de excitación necesaria va aumentando. La respuesta de un clase C es esencialmente no lineal, incluso para la frecuencia fundamental, aunque es posible encontrar condiciones de operación con mínimos reales de ciertas componentes de distorsión conocidos como sweet-spots.

II.2.2. Amplificadores conmutados

En las clases de amplificación conmutadas, los dispositivos de potencia se utilizan como conmutadores de muy alta velocidad en lugar de como fuentes de corriente controladas (un conmutador operado entre corto y abierto también se podría describir como una fuente de corriente en dos estados posibles). En una aproximación de primer orden, los dispositivos pueden ser modelados por cualquiera de los modelos mostrados en la Figura II.11. Los mismos incluyen una inductancia serie y una capacidad paralelo, básicamente representando la capacidad de salida y la inductancia del hilo de bonding presentes en un transistor real.

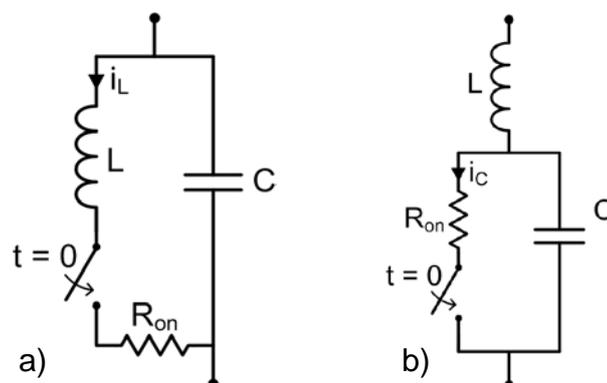


Figura II.11: Esquemas para modelar el transistor como conmutador.

En general, la mayoría de los dispositivos de microondas se describen mucho mejor con el modelo de la Figura II.11 b), donde la capacidad aparece en paralelo con el

elemento de conmutación (la región intrínseca de canal), mientras que la inductancia en serie es un parásito extrínseco fundamentalmente debido al empaquetado. Ambos modelos incluyen una resistencia de conducción finita, R_{on} .

En amplificadores de potencia conmutados, el conmutador se abre y se cierra periódicamente con la señal de entrada de RF como estímulo. Para el modelo b) de la Figura II.11, cualquier tensión V_c , presente sobre el conmutador cuando se cierra, resultaría en una potencia disipada en la resistencia R_{on} que responde a:

$$P_{C, Loss} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_c^2 \cdot f \quad \text{II-1}$$

De cara a maximizar la eficiencia y asegurar una correcta operación en alta frecuencia, es crucial asegurar que V_c sea cero al cerrar el conmutador. Mediante un diseño cuidadoso de la red de salida del transistor, se puede lograr la conmutación a tensión nula. En ese sentido, se han desarrollado varias clases de amplificadores de potencia en modo conmutado.

II.2.2.1 Clase D

En modalidad de clase D, propuesta por Baxandall en 1959 [26], se utilizan dos o más transistores enfrentados en régimen de conmutación que actúan, idealmente, como un interruptor bipolar. El resultado teórico es una onda cuadrada de tensión de la cual se selecciona, mediante filtrado, su componente fundamental.

La señal de corriente de entrada es una senoide con amplitud suficiente para producir la saturación y el corte de los dispositivos en el momento adecuado. Las formas de onda de tensión y corrientes están completamente desfasadas, de modo que sólo circula corriente cuando la tensión en el transistor es nula, y viceversa. Este es el principio básico de funcionamiento en modo conmutado, y permite idealmente conseguir que no existan pérdidas de potencia por conducción en el transistor.

Esta clase puede verse como un clase B modificado operando en gran señal, donde la energía que debía disiparse en el transistor se almacena en una capacidad y es entregada al circuito de salida. El valor real distinto de cero de la resistencia R_{on} y los tiempos de conmutación finitos producen que las formas de onda se solapen y no se alcance la eficiencia ideal del 100%, pero pueden conseguirse buenas aproximaciones siempre que la frecuencia no sea elevada.

Los amplificadores clase D se utilizan de forma generalizada para aplicaciones de audio y, ocasionalmente, en el rango de las microondas.

II.2.2.2 Clase D¹

Los amplificadores tradicionales clase D tienen algunos problemas que hacen difícil su fabricación, especialmente a altas frecuencias, como son la disponibilidad limitada de los mecanismos adecuados para excitar adecuadamente al conmutador superior, y las

pérdidas debidas a la capacidad drenador-fuente y a la inductancia. Debido a estas limitaciones, se propuso el amplificador conocido por clase D⁻¹. Conceptualmente, es el inverso del amplificador clase D, ya que las formas de onda de tensión y corriente están cambiadas: la señal de corriente es rectangular y la señal de tensión una media senoide. Se consigue la misma eficiencia teórica que en un clase D, el 100%, pero su realización es mucho más sencilla. Además alcanza una mayor potencia de salida que el clase D.

II.2.2.3 Clase F

Surgió realmente como uno de los primeros intentos para mejorar la eficiencia de los amplificadores no lineales. Propuesto por Tyler en 1919 [27], en ellos, el dispositivo activo actúa como fuente de corriente (saturación), tal y como ocurre en la típica clase C. La eficiencia se consigue mediante la utilización de resonadores armónicos en la red de salida, para conformar la forma de onda de la tensión de drenador, y hacerla lo más parecida posible a una onda cuadrada.

La forma de onda de tensión incluye uno o más armónicos impares, con lo que se acerca a una onda cuadrada, mientras que la de corriente incluye los pares y se asemeja a una onda semi-sinusoidal. Asumiendo que el transistor es ideal, un clase F puede ofrecer una eficiencia máxima de un 88.4% de utilizar un resonador para el tercer armónico de modo a conseguir una forma de onda de tensión máximamente plana [28]. Variando la razón entre la amplitud del tercer armónico y la del fundamental, o introduciendo resonadores a los armónicos impares superiores, la eficiencia se aproxima al 100%.

II.2.2.4 Clase F⁻¹

Otro tipo de amplificador conmutado es el clase F⁻¹ (clase F inversa), el cual emplea circuitos abiertos a los armónicos de orden par y cortocircuitos en los de orden impar, y puede conseguir mayor eficiencia que un clase F, bajo condiciones de voltaje de alimentación limitado. Recíprocamente a como ocurre en el clase F, el voltaje puede aproximarse a media onda semi-sinusoidal y la corriente por una onda cuadrada.

II.2.2.5 Clase S

La técnica clase S fue inventada en 1932 [29], pero sólo se ha vuelto popular en los últimos años, debido a la disponibilidad de los circuitos integrados que hacen posible su implementación práctica. Esta técnica puede ser usada para amplificación o para modulación de amplitud. Ambas configuraciones usan los transistores o diodos para formar un conmutador de dos posiciones, como en un amplificador clase D. Sin embargo, la forma de onda de tensión rectangular es aplicada a un filtro paso bajo que permite que sólo su componente de DC o valor medio aparezca en la carga. Con diferentes anchos de pulso se producen diferentes niveles de salida, de este modo, la variación controlada de la anchura de pulsos (PWM) causa que la salida varíe para producir la señal deseada. La eficiencia de un amplificador clase S ideal es del 100%,

aunque como en un clase D, queda limitada por la R_{on} , los tiempos de conmutación o la capacidad de salida de los transistores.

II.2.2.6 Clase E

Los amplificadores clase E constituyen la arquitectura principal de esta tesis a nivel de circuito. Introducidos por N. Sokal y A. Sokal en 1975 [30], su circuito esquemático ideal [31] se muestra en la Figura II.12, donde el transistor está representado como un conmutador seguido de una red de carga compuesta por un condensador en paralelo (que puede ser la capacidad de salida inherente del transistor), una bobina en serie y un filtro serie adaptado a la frecuencia fundamental de modo que ofrezca una condición de circuito abierto a los armónicos superiores.

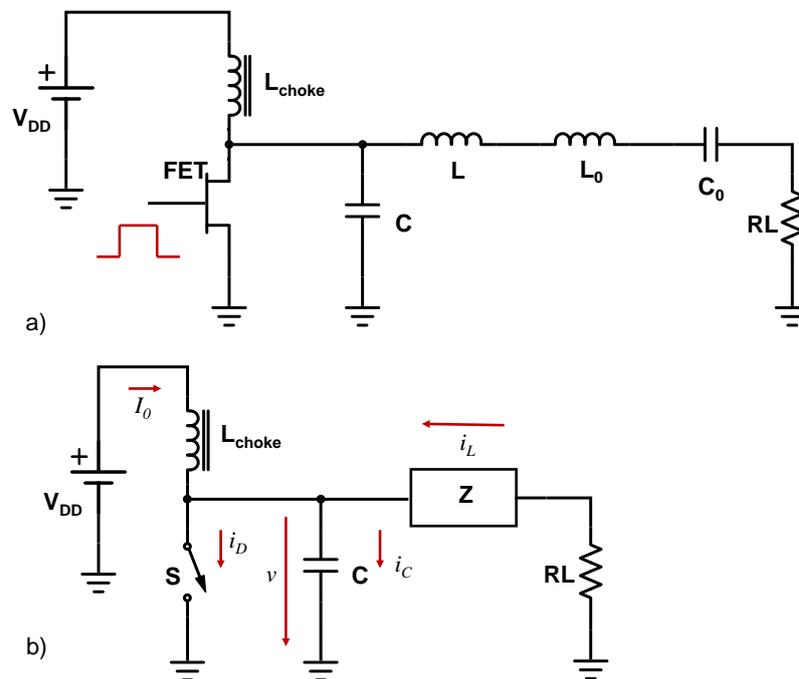


Figura II.12: a) Esquema general de un amplificador clase E y b) modelo genérico de funcionamiento.

El transistor trabaja solamente en modo ON/OFF, de modo que las formas de onda y corriente no se solapan en el tiempo maximizando así la eficiencia del amplificador. Para conseguir mínimas pérdidas en el proceso de conmutación, la tensión del conmutador tiene que cumplir las siguientes condiciones:

$$v(\omega t)|_{\omega t=2\pi} = 0 \quad \text{II-2}$$

$$\frac{dv(\omega t)}{d\omega t}|_{\omega t=2\pi} = 0 \quad \text{II-3}$$

Estas condiciones se conocen como condición tensión de conmutación cero (ZVS en inglés) y derivada de la tensión de conmutación cero (ZVDS). La condición ZVS previene pérdidas originadas durante la descarga del condensador durante la transición

OFF-ON mientras que la condición ZVDS evita que el condensador le transfiera corriente al conmutador hasta que el transistor no esté completamente conduciendo.

Para lograr una operación lo más eficiente posible, las redes del amplificador clase E se tienen que diseñar para cumplir las condiciones ZVS y ZVDS. Con el objetivo de simplificar el análisis, en [30] y [32] se asumieron varias condiciones de operación:

- El transistor (un bipolar en este caso) tiene una tensión de saturación cero, resistencia $R_{on} = 0 \Omega$ y la conmutación es instantánea y sin pérdidas.
- La capacidad C se asume que es lineal
- La bobina de *choke* es ideal de modo que solo deja pasar la DC.
- Los elementos reactivos no tienen pérdidas por lo que solamente se disipa potencia en la resistencia de carga R_L .

Estableciendo estos elementos, imponiendo que la red Z presenta al transistor una impedancia a la frecuencia fundamental y a sus armónicos superiores dada por la ecuación y asumiendo además una señal de entrada sinusoidal que dé lugar a un ciclo útil del 50% en el conmutador, la forma de onda de la corriente en la carga i_L se puede expresar como muestra la ecuación II-5.

$$Z(nf_0) = \begin{cases} \frac{0.28}{\omega_s C} e^{j49^\circ}, & n = 0 \\ \infty, & n > 0 \end{cases} \quad \text{II-4}$$

$$i_L(\omega t) = I_L \text{sen}(\omega t + \varphi) \quad \text{II-5}$$

Donde en condiciones de ZVS y ZVDS el ángulo φ sería:

$$\varphi = \tan^{-1} \left(-\frac{\pi}{2} \right) = -32.482^\circ \quad \text{II-6}$$

El análisis matemático de la red de la Figura II.12, que incluye la expansión en series de Fourier de las formas de onda de la corriente y tensión para las condiciones ZVS y ZVDS de las ecuaciones II-2 y II-3, genera las siguientes expresiones para el rango entre $0 \leq \omega t < 2\pi$:

$$\frac{v_s}{V_{DD}} = \begin{cases} \pi \left(\omega t + \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \cos(\omega t) - \text{sen}(\omega t) \right), & \pi \leq \omega t < 2\pi \\ 0, & 0 \leq \omega t < \pi \end{cases} \quad \text{II-7}$$

$$\frac{i_s}{I_0} = \begin{cases} 0, & \pi \leq \omega t < 2\pi \\ i(\omega t) = \frac{\pi}{2} \text{sen}(\omega t) - \cos(\omega t) + 1, & 0 \leq \omega t < \pi \end{cases} \quad \text{II-8}$$

La Figura II.13 muestra las formas de onda de la tensión y corriente en drenador en función de ωt .

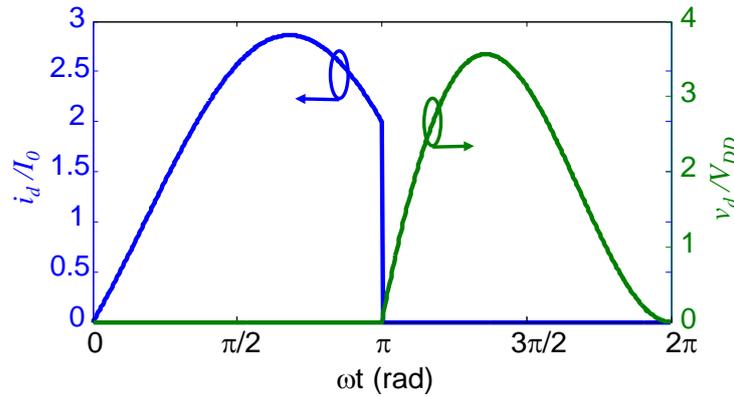


Figura II.13: Formas de onda la corriente y tensión en drenador para un amplificador clase E.

A efectos de diseño es importante conocer algunas de las características que tiene que cumplir tanto el transistor como los componentes que conforman la red de salida del amplificador, y que se pueden extraer también del análisis del circuito y de las curvas de la Figura II.13. Un ejemplo muy importante es la tensión máxima que tiene que soportar la salida del transistor, que en este caso es $v_{d_max} = 3.56 \cdot V_{DD}$, lo que significa que el dispositivo debe tener un tensión de ruptura por encima de este valor. Esto demuestra la conveniencia de usar dispositivos de bandgap ancho como los GaN HEMT para el caso de los amplificadores de potencia. Otros elementos importantes en este sentido son la corriente máxima ($i_{d_max} = 2.86 \cdot I_0$) y el factor de utilización de potencia de salida c_p dado por[28]:

$$c_p = \frac{P_{out}}{i_{d_max} v_{d_max}} = \frac{1}{\pi(\pi - \varphi)(\sqrt{\pi^2 + 4} + 2)} = 0.0981 \quad \text{II-9}$$

Otro parámetro a tener en cuenta en cuanto al diseño, es el límite de frecuencia que está definido para un dispositivo, dado por la siguiente ecuación:

$$f_{max} = 0.063 \frac{I_{max}}{C_{OUT} V_{BR}} \quad \text{II-10}$$

donde I_{max} es la corriente máxima que soporta el dispositivo, C_{OUT} es la capacidad de salida y V_{BR} es la tensión de ruptura.

En los siguientes capítulos se propondrá una metodología de diseño de amplificadores clase E teniendo en cuenta las no idealidades del transistor, utilizando el modelo de conmutador de la Figura II.11b y medidas de parámetros S en diferentes puntos de polarización.

II.2.3. Principales Figuras de Mérito en Amplificadores

En este apartado se presentarán las principales figuras de mérito de los amplificadores, tales como la ganancia, la eficiencia y la PAE. Además, se mencionarán otros parámetros ampliamente utilizados y que son inherentes a los sistemas no lineales, sobre todo para dar una medida de la linealidad del amplificador. Generalmente estos están asociados a la observación del comportamiento del sistema frente a determinados estímulos, como por ejemplo, el test de un tono, de dos tonos y de una señal multitono.

II.2.3.1 Relaciones de potencia

El objetivo principal de todo amplificador es convertir toda la potencia de DC posible en potencia de RF. En la Figura II.14 se representa un esquema simplificado de las relaciones de potencia en un amplificador.

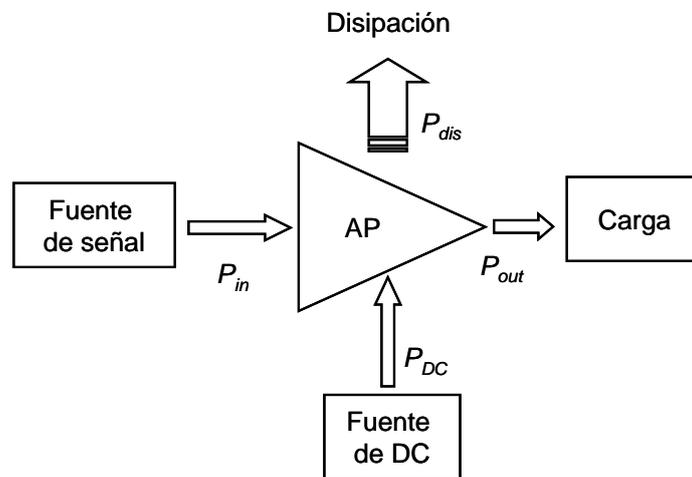


Figura II.14: Esquema de las relaciones de potencias en un amplificador de potencia.

Según la ley de conservación de la energía:

$$P_{dc} + P_{in} = P_{dis} + P_{out} \quad \text{II-11}$$

La eficiencia en drenador, también conocida como eficiencia de conversión DC-RF, representa en qué medida la potencia de DC se convierte en potencia de salida de RF. Se puede obtener con la siguiente expresión:

$$\eta_D = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad \text{II-12}$$

La eficiencia de potencia añadida (PAE) quedaría definida como:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \frac{P_{DC} - P_{dis}}{P_{DC}} = 1 - \frac{P_{dis}}{P_{DC}} \quad \text{II-13}$$

y la ganancia vendría dada por:

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 1 + \frac{P_{dc} - P_{dis}}{P_{in}} \quad \text{II-14}$$

Para garantizar simultáneamente alta eficiencia y alta linealidad, no sólo es necesario reducir la disipación, usualmente en forma de calor, sino también hacer variar la potencia consumida (la potencia de DC) proporcionalmente a la potencia de entrada.

La eficiencia total, que compara la potencia total recibida por el amplificador (RF+DC) con la potencia total entregada a la salida, se expresa de la siguiente manera:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in} + P_{DC}} = \frac{\eta_D}{\frac{1}{G} + 1} \quad \text{II-15}$$

II.2.3.2 No Linealidades

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 que hay que tener en cuenta a la hora de diseñarlos para que presenten un comportamiento lineal en las condiciones de trabajo deseadas.

Si estudiamos detenidamente el análisis presentado en [20], podemos deducir cómo 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.

Las Figura II.15 a) y b) muestran las características AM-AM y AM-PM para un amplificador, donde se puede apreciar una variación lineal hasta que comienzan a comprimir lo que define dos regiones conocidas como región lineal y región de saturación.

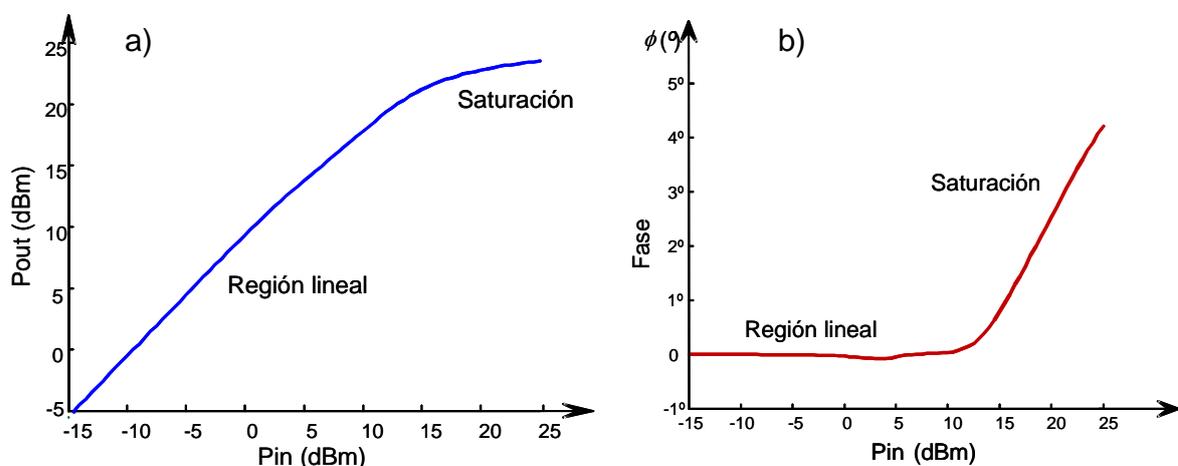


Figura II.15: Principales no linealidades en amplificadores: a) característica AM/AM, b) característica AM/PM.

Como ya se vio en el Capítulo I, 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). Por lo tanto, si se pretende una amplificación lineal, la opción más común consiste en trabajar lejos del punto de compresión (véase sección II.2.3.3), y en consecuencia la eficiencia del amplificador de potencia disminuye.

Un modelo simplificado del amplificador de potencia, sin tener en cuenta los efectos de memoria, relaciona la señal de salida con la de entrada a través de un polinomio de grado N como muestra la ecuación siguiente:

$$V_{out}(t) = G_v V_{in}(t) + k_2 V_{in}^2 + k_3 V_{in}^3 + \dots + k_N V_{in}^N \quad \text{II-16}$$

Si consideramos únicamente los tres primeros términos, el primero corresponde al término lineal de ganancia por la tensión de entrada. El segundo término es proporcional al cuadrado de la tensión de entrada y provoca la distorsión de intermodulación de segundo orden. Finalmente, el tercer término, que es proporcional al cubo de la tensión de entrada, es la causa de la distorsión de intermodulación o distorsión armónica 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 2º y 3º orden y la distorsión de intermodulación de 2º y 3º orden.

La distorsión armónica puede eliminarse mediante filtrado, especialmente si se tiene en cuenta que la mayoría de los sistemas de RF son banda estrecha (frecuencia de portadora/ancho de banda $\gg 1$), pero no ocurre así con la distorsión producida por los productos de intermodulación en banda, ya que las frecuencias aparecen demasiado cerca de las componentes inherentes de la señal [20].

II.2.3.3 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 1dB como se observa en la Figura II.16. Se puede apreciar que, a partir del perfil de ganancia frente a potencia de entrada, es muy fácil obtener el P1dB. Esta figura de mérito es muy importante, ya que define la frontera entre el régimen de trabajo de pequeña señal y de gran señal. Además, este parámetro se suele dar tanto en términos de sus coordenadas de entrada y salida ($P_{in\ 1dB}$ y $P_{out\ 1dB}$).

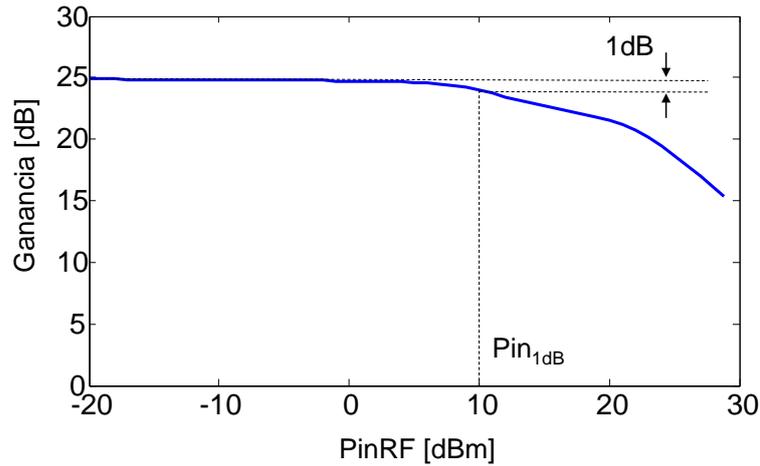


Figura II.16: Gráfico de ganancia vs. potencia de entrada en un amplificador excitado con un tono.

II.2.3.4 Razón Señal-Distorsión de Intermodulación (IMR)

Si a un amplificador le aplicamos la aproximación polinomial de un sistema no lineal y lo excitamos con una señal de dos tonos del tipo:

$$x(t) = A_{i1} \cos(\omega_1 t) + A_{i2} \cos(\omega_2 t) \quad \text{II-17}$$

La señal de salida estaría dada por la expresión:

$$y_{NL}(t) = \sum_{r=1}^{\infty} A_{or} \cos(\omega_r t + \phi_{or}) \quad \text{donde } \omega_r = m\omega_1 + n\omega_2 \text{ y } m, n \in Z \quad \text{II-18}$$

Donde la salida estará formada por muchas componentes espectrales, resultantes de todas las combinaciones posibles de $\pm\omega_1$ y $\pm\omega_2$, lo que permite analizar dos tipos de distorsión con el test de dos tonos: distorsión en banda, estudiando las componentes que cumplen la condición $m + n = 1$, y la distorsión fuera de banda para las componentes donde $m + n \neq 1$.

La distorsión dentro de banda, como su nombre indica, produce componentes dentro de la banda de trabajo o muy cerca, por lo que no se puede eliminar con simple filtrado. Un parámetro utilizado para caracterizar este fenómeno es la *razón señal-distorsión de intermodulación* (IMR por sus siglas en inglés) y está definida como el cociente entre la potencia de salida del fundamental entre la potencia de intermodulación:

$$IMR \equiv \frac{P_{fund}}{P_{IMD}} = \frac{P(\omega_1)}{P(2\omega_1 - \omega_2)} = \frac{P(\omega_2)}{P(2\omega_2 - \omega_1)} \quad \text{II-19}$$

Por lo que cuanto mayor sea el parámetro IMR, más lineal será el sistema medido.

II.2.3.5 Punto de Intercepción de Tercer Orden IP3

En la Figura II.17 se muestra el comportamiento de la componente fundamental y del producto de intermodulación de tercer orden $2\omega_2 - \omega_1$ (IMD3), en un sistema excitado con un barrido de potencia de una señal de dos tonos. En régimen de pequeña señal, es decir por debajo de P1dB, la salida de la componente fundamental aumenta linealmente 1dB por cada dB que aumenta la entrada, mientras que la componente de IMD3 lo hace a razón de 3dB/dB. Cuando la potencia de entrada es lo suficientemente alta y el sistema comienza a abandonar el régimen de pequeña señal, las componentes de IMD impares de orden superiores comienzan a influir y tanto la componente fundamental como la IMD3 comprimen a un valor constante.

Este comportamiento da lugar a la definición de una importante figura de mérito denominada punto de intersección de tercer orden (IP3 en inglés), que no es más que un punto ficticio donde se interceptarían la componente fundamental y la IMD3 si se extrapola su comportamiento en pequeña señal.

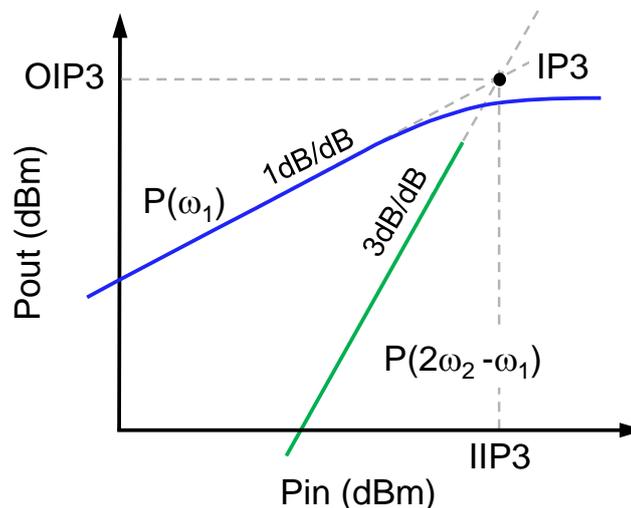


Figura II.17: Estimación del IP3 a partir de una medida de dos tonos.

En este caso también se suele caracterizar el punto IP3 en función de sus coordenadas en los ejes de entrada y salida, dando lugar a los parámetros IIP3 (Input IP3) y OIP3 (Output IP3), muy utilizados en la literatura y la industria en general.

II.2.3.6 ACPR

Otras de las figuras de mérito utilizadas para la caracterización de la distorsión en señales más complejas, como las modulaciones multtinivel y multiportadoras de alto orden, es la razón de potencia de canal adyacente o ACPR de sus siglas en inglés. El ACPR es la versión en banda ancha del IP3 y se basa en la medida de la potencia de las componentes espurias que aparecen en el canal adyacente debido al *spectral regrowth* o desbordamiento espectral provocado por la distorsión no lineal [20]. Este parámetro se calcula midiendo la razón entre la potencia integrada en el canal adyacente (definido

según el estándar de comunicaciones que se esté midiendo) y la potencia integrada de la portadora o canal principal. La Figura II.18 muestra gráficamente este concepto.

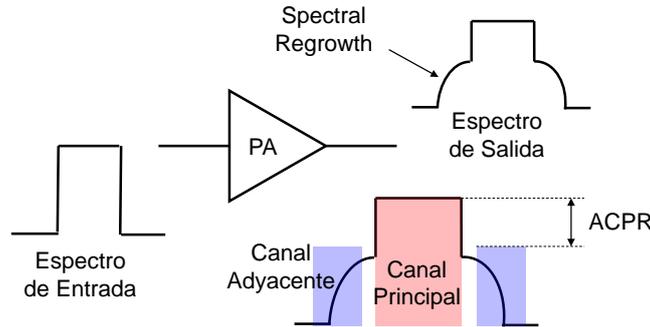


Figura II.18: Descripción gráfica del concepto de ACPR.

II.3. Nivel de Sistema

De cara a la manipulación eficiente de señales con altas tasas de transmisión por unidad de ancho de banda se han venido desarrollando distintas arquitecturas de transmisión inalámbrica, donde destacan las basadas en la modulación de la polarización (el caso de las técnicas de seguimiento de la envolvente, ET, o de eliminación y restauración de la envolvente, EER) y en la modulación de la carga (Doherty y outphasing), que se describirán brevemente en esta subsección.

Algunas de estas técnicas son ampliamente usadas en la actualidad, predominando los amplificadores Doherty, establecidos desde hace tiempo en las estaciones base, y los sistemas de seguimiento de la envolvente (ET) utilizados en los terminales móviles, mientras que otras, como el esquema outphasing implementado con amplificadores Clase E, se están presentando como buenas alternativas gracias a los resultados obtenidos recientemente [33] y [34].

II.3.1. Transmisor Polar (EER)

El transmisor con arquitectura polar, mostrado en la Figura II.19, se basa en el concepto de Eliminación y Restauración de Envolvente (EER), propuesto por Kahn en 1952 [35].

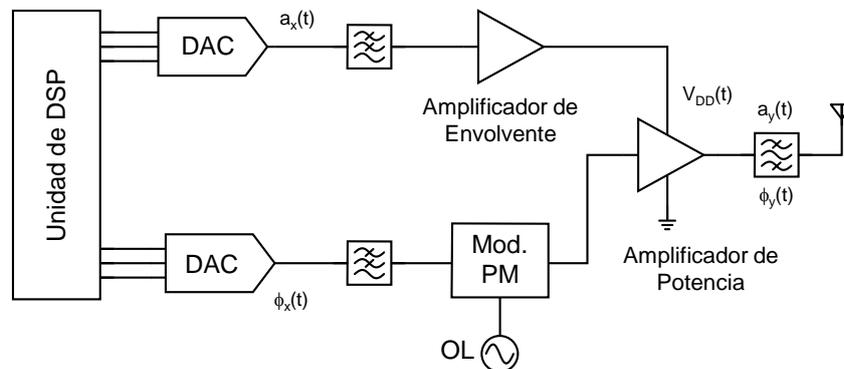


Figura II.19: Arquitectura de un transmisor polar.

Su arquitectura se basa en la sustitución del modulador I/Q o Cartesiano, tan común en los transmisores inalámbricos, por un modulador AM/PM o polar.

La señal pasobanda a transmitir se puede expresar como:

$$x(t) = a_x(t)\cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad \text{II-20}$$

Las componentes de amplitud $a_x(t)$ y fase $\phi_x(t)$ son separadas digitalmente y manipuladas de manera individual 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 $\phi_x(t)$. La modulación y la amplificación tienen lugar simultáneamente en el mismo dispositivo.

Al utilizar amplificadores de potencia excitados con señales de amplitud constante, el elemento clave en la eficiencia es el amplificador de envolvente. Este bloque constituye uno de los objetivos bajo investigación en esta tesis.

II.3.1.1 No linealidades en los transmisores polares

Como se ha venido comentando, los transmisores polares presentan no idealidades que impiden un funcionamiento 100% eficiente como teóricamente se esperaría.

Los mecanismos de distorsión de un transmisor polar pueden ser clasificados de acuerdo a los que son producidos por la propia arquitectura del mismo o los provocados por las no idealidades que presentan sus componentes a la hora de su implementación. En el primer grupo tenemos los diferentes retardos entre los trayectos de amplitud y fase, el ancho de banda limitado de la rama AM, y el gran ancho de banda requerido para amplificar la señal modulada solamente en fase. En el segundo podemos encontrar la no-linealidad V_{dd} -AM y la característica de conversión parásita V_{dd} -PM de la etapa de modulación en alto nivel de amplitud de la RF. Esta notación que fue propuesta en [36] caracteriza con más exactitud, en este tipo de amplificadores, el papel de las características AM/AM y AM/PM en las clases de amplificación convencional, originalmente concebidas para su uso en excitaciones con variaciones de amplitud y fase.

II.3.1.2 Feedthrough

Es el fenómeno en el cual, para valores de $V_{dd} = 0$ V, existen valores no nulos de corriente a la salida, y fue descrito por Raab en [29]. El feedthrough fue asociado al acoplamiento capacitivo entre la base y el colector, responsable de la existencia de señal a la salida aun cuando $V_{CC} = 0$ V. La cantidad de fuga de portadora podía ser estimada considerándola el resultado de aplicar la componente fundamental de la tensión base emisor a una conexión serie de la capacidad base colector y la impedancia de carga en colector. Dado que el feedthrough es posible gracias a una reactancia, generalmente más

grande que la resistencia de carga a la salida, la componente de fuga de señal a la salida estaría en cuadratura de fase con la componente amplificada. Esto causaría una variación de fase (conversión V_{dd}/PM) de aproximadamente 90° a niveles bajos de señal. En dispositivos FET, la responsable de este fenómeno es la capacidad puerta-drenador.

II.3.1.3 Saturación V_{dd}/AM

La saturación de la curva de amplitud a tensiones elevadas fue asociada en [29] a las características I/V del dispositivo. Para una modulación de amplitud lineal, la tensión máxima de polarización en drenador y el nivel de potencia a la entrada deben seleccionarse de modo a garantizar que el dispositivo opere en conmutación. Como el valor máximo de la corriente es linealmente proporcional a V_{DD} para un valor de carga fijo, siempre que no se abandone la región óhmica de operación, se garantizaría con ello una modulación lineal en todo el rango. Si la excitación de RF no es suficiente o la tensión en drenador demasiado alta, la operación del dispositivo puede abandonar el modo conmutado y entrar en la región de saturación donde trabajaría en modo fuente de corriente. En esas condiciones, la corriente en drenador dejaría de seguir linealmente a la tensión en drenador, tendiendo hacia una constante.

II.3.1.4 No linealidad AM a tensiones medias

En ocasiones se pueden observar inflexiones de la característica AM/AM a tensiones bajas o medias asociadas al efecto kink. El efecto kink se relaciona usualmente a fenómenos de dispersión debidos a la ionización por impacto, caracterizados por un incremento repentino de la corriente en drenador con V_{ds} .

El efecto kink puede resultar entonces en una característica $I_{ds}(V_{ds})$ con dos saturaciones (la real y la debida a este efecto). Este tipo de comportamiento debe tenerse en cuenta en el diseño de la etapa de modulación con GaN HEMTs, ya que estos dispositivos el efecto kink puede llegar a ser significativo, aunque lo cierto es que con la evolución de los procesos tecnológicos en los últimos años, su contribución ha pasado a ser despreciable.

II.3.1.5 No linealidad V_{dd}/PM por encima del feedthrough

En algunos trabajos [37] se ha apreciado la existencia de modulación de fase parásita a tensiones de polarización medias y altas, relacionada con la no linealidad de la capacidad de salida, $C_{ds}(V_{ds})$. Este efecto es apreciado en amplificadores diseñados sobre dispositivos LDMOS.

II.3.1.6 Variación de la resistencia R_{on} con la variación de V_{dd}

El efecto provocado por la variación de la resistencia de encendido R_{on} , es decir la resistencia que se observa a la salida cuando el transistor está conduciendo, acorde con el modelo del conmutador de la sección II.2.2, puede influir en la distorsión cuando se

emplean ciertos tipos de señales reales. El estudio será abordado más detalladamente en el Capítulo III.

II.3.2. Transmisor Envelope Tracking (Seguimiento de la Envoltente)

El esquema de un transmisor *envelope tracking* (ET) es muy similar al del EER, como se puede apreciar en el diagrama de la Figura II.20, donde se muestra una topología típica ET con control digital.

Si se desprecian las pérdidas de la red de salida, la eficiencia en drenador se puede expresar como [38]:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1}{2} \frac{I_{out}}{I_{in}} \frac{V}{V_{dd}} \quad \text{II-21}$$

Para una señal con una elevada PAPR, empleando un amplificador lineal clase B o AB, la relación I_{out}/I_{in} se mantiene prácticamente invariable, por lo que para mantener la eficiencia constante, sería muy conveniente que la V_{dd} variase en el tiempo con la V , o en su lugar la impedancia de carga. En el envelope tracking, por lo tanto, se introduce la señal con amplitud y fase a la entrada del amplificador de potencia mientras que por la vía de polarización se introduce la variación de envoltente $ENV(t)$.

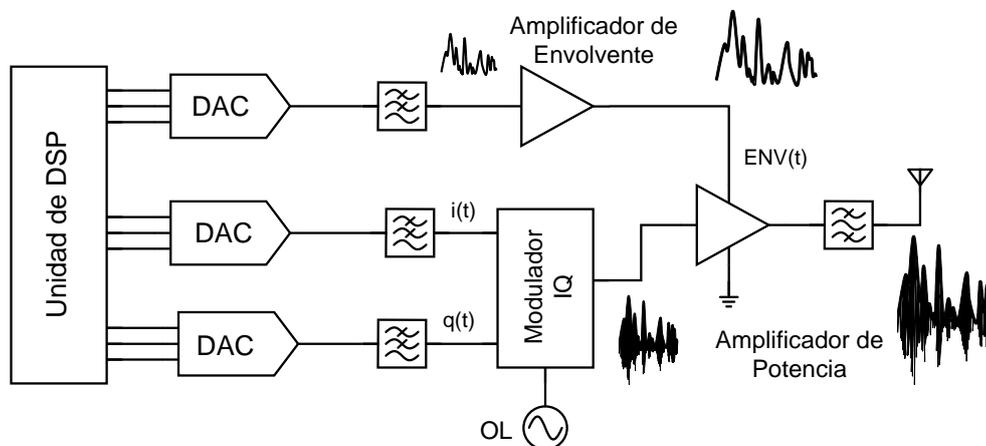


Figura II.20: Arquitectura típica del envelope tracking.

Cuando la envoltente sigue instantáneamente las variaciones de la amplitud de la señal se denomina *envelope tracking* de banda ancha. Esto exige unos valores de ancho de banda y slew-rate al amplificador de envoltente muy difíciles de conseguir como se verá más adelante. Debido a esto, se suele manipular la señal de envoltente de modo que siga solamente las variaciones lentas de la señal [39].

El ET comparte muchos de los problemas de linealidad con el EER (a excepción del feedthrough), por lo que es normal la utilización de predistorsión analógica o digital. Dado que la señal de RF de entrada puede portar variaciones de amplitud, las exigencias

en linealidad en cuanto a la reproducción a conseguir por el modulador de envolvente no son tan críticas.

II.3.3. Amplificador Doherty

Los estrictos requisitos de linealidad de los amplificadores de potencia de las estaciones base han sido afrontados con el uso del transmisor Doherty. Propuesto en 1936 por W.H. Doherty [40], el esquema original consiste en dos amplificadores y una red de inversión de impedancias.

Como se muestra en la Figura II.21, esta topología 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 [31],

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_{out}} \quad \text{II-22}$$

donde Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión. Si se reescribe la Ec. 1,

$$Z_{out} = \frac{Z_0^2}{Z_{in}} \quad \text{II-23}$$

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.

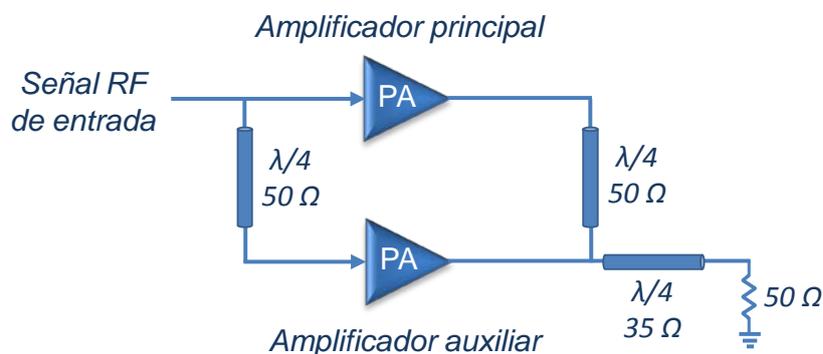


Figura II.21: Esquema simplificado del amplificador Doherty.

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.22.

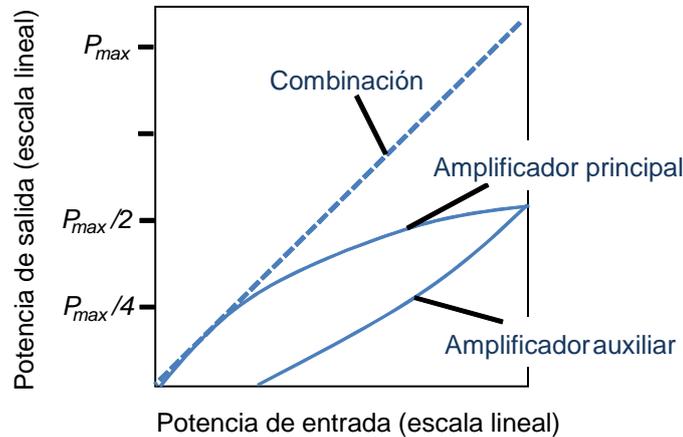


Figura II.22: Comportamiento del amplificador Doherty [25].

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, por lo que su eficiencia en drenador cuando es operado en clase B (ideal), es el doble de la que se obtiene con un clase B convencional, como se observa en la Figura II.23, pudiendo alcanzar una eficiencia máxima de 78.5%.

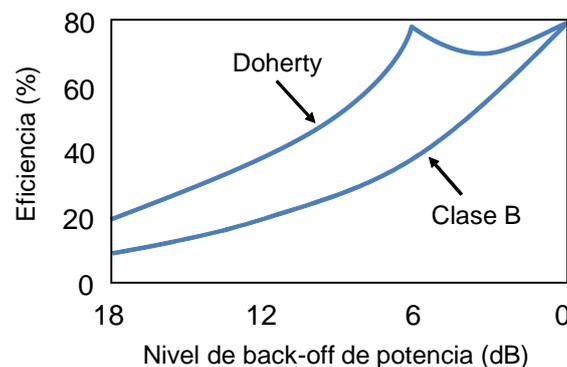


Figura II.23: Eficiencia del amplificador Doherty frente al back-off de potencia [31].

II.3.4. Transmisor outphasing

Con la idea de mejorar las condiciones de eficiencia y linealidad en los transmisores AM, H. Chireix propuso en 1935, [41], el esquema de transmisión outphasing. Un diagrama de bloques simplificado del mismo se muestra en la Figura II.24. 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).

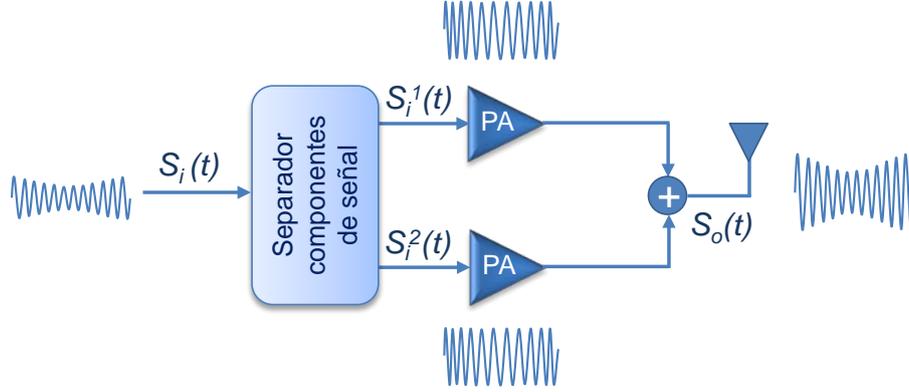


Figura II.24: Diagrama de bloques simplificado del transmisor outphasing [42].

Tal y como se observa en la Figura II.24, las variaciones de las componentes de amplitud ($E(t)$) y fase ($\theta(t)$) de la señal de RF a ser transmitida [43],

$$S_i(t) = E(t) \cdot \cos(\omega t + \theta(t)) \quad \text{II-24}$$

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

$$S_i^1(t) = E_{max} \cdot \cos(\omega t + \theta(t) + \phi(t)) \quad \text{II-25}$$

$$S_i^2(t) = E_{max} \cdot \cos(\omega t + \theta(t) - \phi(t)) \quad \text{II-26}$$

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

$$\phi(t) = \arccos\left(\frac{E(t)}{E_{max}}\right) \quad \text{II-27}$$

Por tanto, el 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.

La versión más simple de un transmisor outphasing es conocida como amplificador LINC [44] (por sus siglas en inglés, Linear Amplification using Non-linear Components), el cual se denominó de este modo al descubrir que permite lograr una alta linealidad con una buena eficiencia pico, a pesar del uso de amplificadores no lineales.

Un amplificador LINC integra de forma aislada dos etapas de potencia saturadas, por lo que, dado que el combinador es aislado, no se produce en este caso el efecto de modulación de la carga. Además, según este esquema, no es posible reproducir de manera eficiente señales con una alta relación potencia pico potencia promedio (PAPR) debido a que los amplificadores operan a un nivel de potencia constante incluso cuando la señal de potencia de salida requerida es baja. Sin embargo, la solución propuesta por Chireix [41] resuelve dicho inconveniente mediante el uso de un combinador reactivo (no aislado) diseñado para permitir la modulación mutua de la carga, por lo que se obtiene una alta eficiencia promedio para señales con modulación de amplitud.

En consecuencia, la eficiencia a niveles de potencia de salida bajos, puede ser mejorada significativamente utilizando un amplificador Chireix sin pérdidas, resultando en teoría, un perfil de eficiencia frente al back-off de potencia mejorado respecto al del esquema Doherty, como puede verse en la Figura II.25.

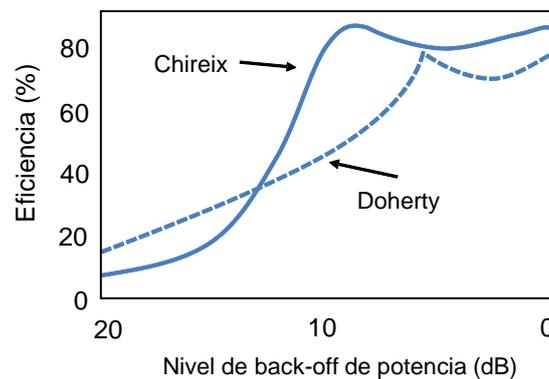


Figura II.25: Comparación del perfil de eficiencia frente a back-off de potencia de los amplificadores Chireix y Doherty [25].

Dadas las buenas expectativas que presenta esta topología, que también será estudiada e implementada en esta tesis, se presenta como una buena candidata para sustituir al Doherty, de cara a la mejora de la eficiencia en estaciones base, pero su integración puede ser, a priori, más complicada debido a la necesidad de separar las componentes de la señal de entrada. En este sentido, recientemente se está evolucionando hacia esquemas outphasing que eliminan la necesidad de separar las componentes de la señal banda base [45], simplificando notoriamente el sistema.

II.4. Referencias

- [1] J. E. Lilienfeld, "Method and Apparatus for Controlling Electric Current," *U.S. Patent Application No. 17,451,745*, October 1926.

- [2] W. H. Brattain, "Genesis of the Transistor," *The Physics Teacher*, March 1968, pp. 109–114.
- [3] E. Camargo, J. Schellenberg, L. Bui, and N. Estella, "Power GaAs MMICs for E-band communications applications," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium (IMS)*, Jun. 2014.
- [4] H. Park, S. Daneshgar, Z. Griffith, M. Urteaga, B-S. Kim, and M. Rodwell, "Millimeter-Wave Series Power Combining Using Sub-Quarter-Wavelength Baluns," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 49, no.10, pp. 2089-2102, Oct. 2014.
- [5] J. Schellenberg, E. Watkins, M. Micovic, B. Kim, and K. Han., "W-band, 5W Solid-State Power Amplifier/Combiner," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium (IMS)*, May 2010.
- [6] H. Kroemer, "Heterojunction Bipolar Transistors and Integrated Circuits," *IEEE Proc.*, vol. 70, p. 13, 1982.
- [7] P. M. Asbeck, *et al.*, "Microwave Performance of GaAs/(Ga,Al)As Heterojunction Bipolar Transistors," *Proc. IEDM*, pp. 864–865, San Francisco, 1984.
- [8] H. Morkoc and P. M. Solomon, "The HEMT: A Superfast Transistor," *IEEE Spectrum*, vol. 21, no. 2, pp. 28–35, 1984.
- [9] S. Marsh, *Practical MMIC Design*, Artech House, Inc., 2006
- [10] P.M. Smith *et al.*, "Advances in HEMT Technology and Applications," *Proc. IEEE Microwave Theory Tech. Symposium*, pp. 749–752, Las Vegas, NV, Jun. 1987.
- [11] T. Henderson, *et al.*, "Microwave Performance of a Quarter-Micrometer Gate Low-Noise Pseudomorphic InGaAs/AlGaAs MODFET," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 7, pp. 645–651, 1986.
- [12] E. O. Johnson. vol. 26 RCA, p.163, 1965.
- [13] S. J. Pearton, C. R. Abernathy, M. E. Overbeg, G. T. Thaler, A. H. Onstine, B. P. Gila, F. Ren, B. Lou, and J. Kim, 24 ed, *Materials Today*, 2002.
- [14] Elasser and T. P. Chow, Proceedings IEEE 90, 969, 2002.
- [15] T. Inoue, Y. Ando, H. Miyamoto, and T. Nakayama, "30-GHz-band over 5-W power performance of short-channel AlGaIn/GaN heterojunction FETs," *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, vol. 53, pp. 74-80, Jan. 2005.
- [16] T. Palacios, A. Chakraborty, S. Rajan, and C. Poblenz, "High-power AlGaIn/GaN HEMTs for Ka-band applications," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 26, pp. 781-783, Nov. 2005.

- [17] S. C. Binari, P. B. Klein, and T. E. Kazior, "Trapping effects in GaN and SiC microwave FETs," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, pp. 1048-1058, 2002.
- [18] S. S. H. Hsu, P. Valizadeh, D. Pavlidis, and J. S. Moon, "Impact of RF stress on dispersion and power characteristics of AlGaN/GaN HEMTs," *IEEE GaAs/IC Symp*, pp. 85-88, Monterey, CA, USA, 2002.
- [19] R. J. Trew, "Wide bandgap transistor amplifiers for improved performance microwavepower and radar applications," *Int. Conf. on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, pp. 18-23, 2004.
- [20] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*, 1 ed., Artech House Inc., 2003.
- [21] S. Selberherr, "Analysis and Simulation of Semiconductor Devices", *New York: Wien:Springer-Verlag*, 1984.
- [22] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, and E. Playez, "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit," *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, vol. 36, Jul. 1988.
- [23] H. Fukui, "Determination of the basic device parameters of a GaAs MESFET," *Bell System Technical Journal*, vol. 58, pp. 771-795, 1979.
- [24] F. Diamant and M. Laviron, "Measurement of the extrinsic series elements of a Microwave MESFET under zero current condition," *12th European Microwave Conference*, pp. 451-456, 1982.
- [25] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Artech House, 1999.
- [26] P. J. Baxandall, "Transistor sine-wave LC oscillators, some general considerations and new developments," *Proceedings of the IEE*, vol. 106, Pt. B, Suppl. 16, pp. 748-758, 1959.
- [27] V. J. Tyler, 'A new high-efficiency high-power amplifier,' *Marconi Review*, vol. 21, no. 130, pp. 96-109, Fall 1958.
- [28] M. K. Kazimierczuk, *RF Power Amplifiers*, John Wiley & Sons, 2008.
- [29] H. L. Krauss, C. W. Bostian, and F. H. Raab, *Solid State Radio Engineering*, John Wiley & Sons, 1980.
- [30] N.O. 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.10, no.3, pp.168-176, Jun 1975.
- [31] A. Grebennikov, N.O. Sokal, M.J. Franco, *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*, 2nd ed., Elsevier Inc, 2012.
- [32] F. H. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier", *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 24, pp.725 -735, 1977.

- [33] R. Beltran, F. H. Raab and A. Velazquez, "HF Outphasing Transmitter using Class-E Power Amplifiers," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 757-760, Boston, MA, Jun. 2009.
- [34] 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 and Tech.*, vol. 61, no. 10, pp. 3721-3732, Oct. 2013.
- [35] L. R. Kahn, "Single Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, pp. 803-806, July 1952.
- [36] Dient, C. Berland, M. Villegas, and G. Baudoin, "EER Architecture Specifications for OFDM Transmitter Using a Class E Amplifier," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 14, pp. 389-391, Aug. 2004.
- [37] T. Nesimoglu, K. A. Morris, S. C. Parker, and J. P. McGeehan, "Improved EER Transmitters for WLAN," *IEEE Radio and Wireless Symposium*, pp. 239-242, 2006.
- [38] A. Grebennikov, *RF and microwave transmitter design*, John Wiley & Sons, 2011.
- [39] Gilabert, P.L.; Montoro, G., "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
- [40] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," *Proc. IRE*, vol. 24, pp. 1163–1182, Sept. 1936.
- [41] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Proceedings of the IRE*, vol. 23, no. 11, pp. 1370–1392, Nov. 1935.
- [42] X. Zhang, L.E. Larson, P.M. Asbeck, *Design of Linear RF Outphasing Power Amplifiers*, Artech House, 2003.
- [43] N. Borges *et. al.*, *White Space Communications Technologies*, Cambridge University Press, 2015.
- [44] D. Cox, "Linear Amplification with Nonlinear Components," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 22, no. 12, pp. 1942–1945, Dec. 1974.
- [45] T.W. Barton, D.J. Perreault, "Theory and Implementation of RF-Input Outphasing Power Amplification," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.63, no.12, pp.4273-4283, Dec. 2015.

Capítulo III: Caracterización de Dispositivos GaN HEMT operando en Sistemas EER-Polar

Siguiendo la estructura planteada inicialmente, en línea ascendente desde el nivel de dispositivo al nivel de sistema, antes de abordar la presentación de las arquitecturas de transmisión eficientes implementadas como fruto de este trabajo, es necesario analizar los circuitos y elementos que las componen. Atendiendo a lo anterior, en este capítulo se describe la caracterización de los dispositivos HEMT de nitruro de galio empleados, destacando su contribución a los mecanismos de distorsión de un transmisor polar (EER). Para ello, se han utilizado distintos amplificadores de potencia clase E diseñados y fabricados en el grupo de investigación, cuya metodología de diseño se describe brevemente a continuación.

III.1. Metodología de Diseño de Amplificadores clase E

En la sección II.1.6 se pudo ver la importancia los modelos no lineales para predecir el comportamiento de los dispositivos semiconductores, y en la práctica llevar a cabo el proceso de diseño. Al ser los modelos físicos casi siempre inaccesibles para los diseñadores, estos suelen optar por modelos empíricos que se puedan desarrollar a partir de medidas y con conocimientos mínimos de las características de fabricación de los dispositivos. Aunque los modelos basados en un circuito equivalente son una alternativa efectiva para el diseño y de hecho en esta tesis se propondrá una ecuación para un modelo de este tipo más adelante, es cierto que suelen estar basados en el ajuste numérico de un gran número de parámetros, lo que supone un elevado procesado matemático y la implementación de sistemas de medidas en muchos casos bastante complejos. Por esta razón, en los últimos años se ha prestado especial interés a los modelos *black-box* donde el dispositivo es caracterizado completamente a partir de medidas externas, como es el caso de los parámetros X y los modelos basados en medidas con el LSVNA (Large Signal Vector Network Analyzer). De este modo, se han reportado sistemas de caracterización muy completos combinando medidas de parámetros X con sistemas automatizados de loadpull electromecánico. Sin embargo, a pesar del nivel de exactitud, rapidez y capacidad de predicción de estos modelos, todavía requieren de un costoso equipamiento, fuera del alcance de muchos laboratorios de RF y Microondas.

Por todas estas razones, en esta sección se presentará un procedimiento de diseño para amplificadores clase E basado en el modelo de conmutador sencillo presentado en la sección II.2.2, donde los parámetros del circuito equivalente son directamente extraídos de medidas IV del transistor y de parámetros [S] lineales medidos en unos pocos puntos de polarización, para lo cual solamente son necesarias fuentes de alimentación y un analizador de redes. El desempeño, en términos de eficiencia, de muchos de los amplificadores clase E utilizados en esta tesis validan esta metodología de diseño.

III.1.1. Elección del punto de trabajo

El primer paso del diseño después de la elección del dispositivo (en este caso un transistor GaN HEMT) es la determinación del punto de trabajo. Para comenzar, se procede a seleccionar el valor de la tensión en drenador, teniendo en cuenta que, como se vió en la sección II.2.2.6, $V_{ds_pico} = 3.647 \cdot V_{DS}$ [1]. Por tanto, se fijó un valor de $V_{DS} = 28$ V de modo que el pico de la forma de onda de la tensión no supere el valor de ruptura del proceso (120 V).

A continuación, se establece el valor de la tensión en puerta adecuado para la operación en Clase E. En este sentido, se propone una forma rápida y sencilla de obtenerlo, a partir del análisis del comportamiento del parámetro S_{22} con la tensión de polarización puerta-fuente (V_{GS}) a la tensión $V_{DS} = 28$ V. Partiendo de una condición de $V_{GS} \ll V_{pinch-off}$, a medida que se aumenta el valor de V_{GS} el dispositivo comienza a evidenciar signos de la entrada en conducción por drenador (abandona su evolución a lo largo del borde de la carta de Smith), como se ve en la Figura III.1 para el transistor CGH35030 de Cree Inc.

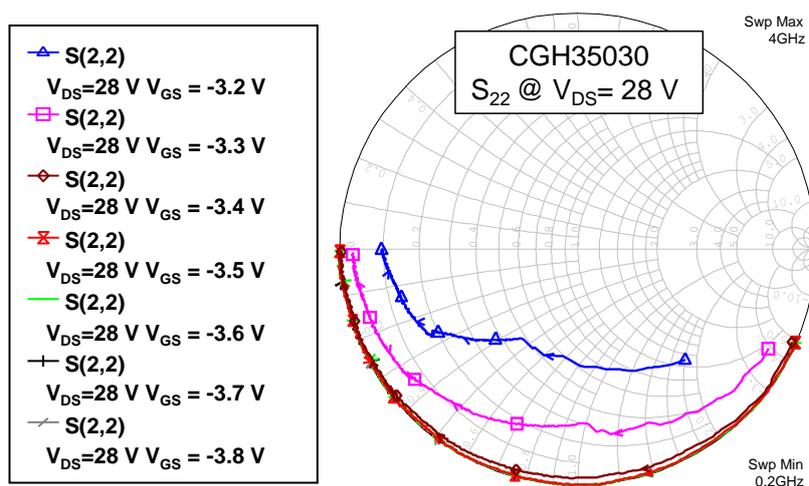


Figura III.1: Medidas del parámetro S_{22} del transistor CGH35030 para $V_{DS} = 28$ V y diferentes valores de V_{GS} .

Por lo tanto, la tensión de polarización en puerta a escoger, para operar de forma válida en una clase de amplificación en modo conmutado que permita conseguir una transición de OFF a ON con la menor amplitud de señal, es precisamente el valor de V_{GS}

más elevado para el cual el transistor aún no ha dado muestras de conducción por drenador, que para el caso de dicho dispositivo es de $V_{GS} = -3.5$ V.

III.1.2. Obtención de C_{out} , R_{off} y R_{on}

El núcleo de esta metodología empírica para el diseño de amplificadores clase E es el modelo de conmutador, que permite simular el comportamiento del amplificador en saturación con señales de entrada de amplitud constante y cuyos parámetros principales son la capacidad equivalente de salida del dispositivo C_{out} y las resistencias R_{on} y R_{off} , claves en la estimación de la eficiencia que se espera conseguir del amplificador.

Una vez ajustado el punto de polarización del diseño, se pueden calcular C_{out} y R_{off} mediante de la medida del parámetro S_{22} realizada bajo dicha condición de trabajo, a través de las ecuaciones III-1 y III-2.

$$C_{out} = \frac{Im(Y_{22})}{2\pi f} \quad \text{III-1}$$

$$R_{off} = \frac{1}{Re(Y_{22})} \quad \text{III-2}$$

donde:

$$Y_{22} = \frac{((1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21})}{((1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21})} Y_0 \text{ y } Y_0 = \frac{1}{Z_0} \quad \text{III-3}$$

A 770 MHz, los valores de C_{out} y R_{off} para este transistor son de 2.9 pF y 4044 Ω , respectivamente.

Para estimar de forma sencilla el valor de la resistencia en estado ON (R_{on}) se utilizan las curvas I/V en la zona de máxima conducción, es decir, calculando la pendiente de la curva $I_{DS}(V_{GSmax})$. El valor de R_{on} así obtenido es de 0.5 Ω . En este caso, dado que el transistor es llevado cerca de su límite de disipación de potencia, es preciso ser cuidadoso para evitar daños irreparables en el dispositivo.

Aunque, por simplicidad, se utilizó una medida de DC, una estimación más precisa del valor de R_{on} requiere del uso de una medida pulsada, como se verá en la sección III.2.

III.1.3. Cálculo de las impedancias de entrada y salida

El siguiente paso es la obtención de la impedancia óptima de salida según la expresión presentada en el capítulo anterior para el clase E [2]-[4] (sección II.2.2.6), cuyo valor, calculado para una frecuencia de 770 MHz, se puede ver en la ecuación III-4.

$$Z_d(f)_{opt} = \frac{0.28015}{\omega_s C_s} e^{j49.0524^\circ} = 13.0859 + j \cdot 15.0816 \Omega \quad \text{III-4}$$

El cálculo de esta impedancia óptima sirve como punto de partida para realizar simulaciones del dispositivo en condiciones de conmutación ideales, proporcionando valores estimados muy optimistas del desempeño de la potencia de salida y la eficiencia en drenador. Otros elementos importantes, como la ganancia y la PAE, serán optimizados posteriormente, en el momento del ajuste de la impedancia de entrada.

En la Figura III.2, se muestra un ejemplo del esquemático empleado para la simulación de balance armónico de un amplificador clase E utilizando el modelo de conmutador, el cual ha sido realizado con la conocida herramienta de simulación de circuitos de RF/Microondas AWR Microwave Office, que se utiliza a lo largo de este trabajo de tesis.

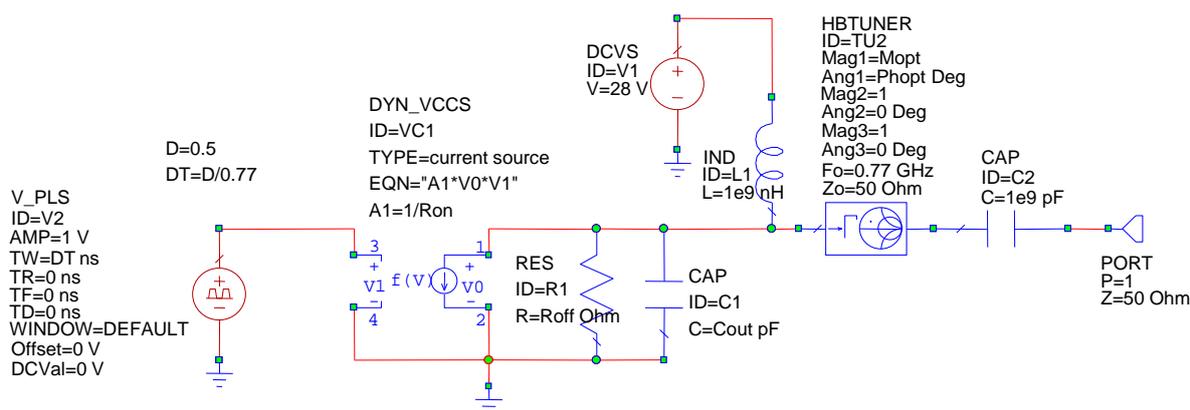


Figura III.2: Esquemático de la simulación de un amplificador clase E utilizando el modelo de conmutador.

A través de la herramienta HBTUNER, se ha incorporado el valor de impedancia óptima que se debe ofrecer a la salida del transistor a la frecuencia fundamental, introduciendo la amplitud y la fase del coeficiente de reflexión (representados en este caso mediante las variables M_{opt} y Ph_{opt}), así como las correspondientes terminaciones de circuito abierto al segundo y tercer armónico. Bajo estas condiciones, se obtienen unos valores de potencia de salida y eficiencia de 44.97 dBm y 93,5%, respectivamente, a una frecuencia de 770 MHz.

A continuación, tomando dicho valor de impedancia como punto de partida, se realizan simulaciones de load-pull que permiten, en este caso, variar la impedancia de salida presentada al dispositivo, de cara a obtener los contornos de potencia de salida (P_{out}) y eficiencia del amplificador sobre la carta de Smith. Esta simulación se puede observar en la Figura III.3, donde los contornos de máxima eficiencia y P_{out} han sido normalizados, de modo similar a como se muestran en [5], a la impedancia óptima calculada mediante la ecuación III-4. De dicha figura se deduce que, en teoría, se podrían obtener unos valores máximos de 94% y 52.1 dBm, de eficiencia y potencia de salida, respectivamente. Obviamente, en la práctica dichos valores no son alcanzables, ya que han sido obtenidos a partir de un modelo sencillo de conmutador que únicamente tiene en cuenta los parámetros C_{out} , R_{on} y R_{off} , pero los contornos resultantes de la simulación

de load-pull, así como los puntos de máxima eficiencia y P_{out} , aportan una valiosa información de cara a la implementación del amplificador con elementos reales, ya que determinan las zonas de impedancia de salida para las cuales se puede lograr maximizar la eficiencia o la potencia de salida.

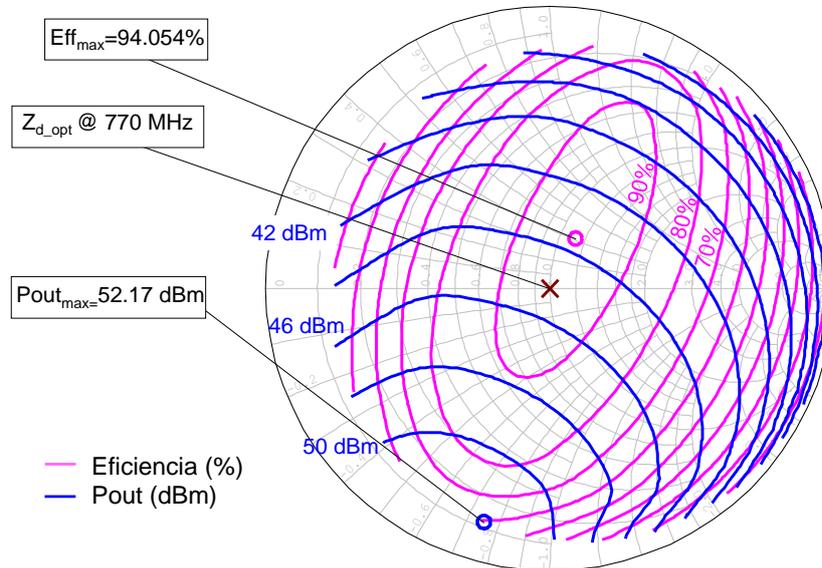


Figura III.3: Curvas de Load-Pull, normalizadas a Z_{opt} , del amplificador clase E con terminaciones ideales en drenador.

Siguiendo esta metodología, si el objetivo es la maximización de la eficiencia, como suele ocurrir en el diseño de amplificadores clase E, ya se tendría el valor de impedancia óptima a sintetizar a la frecuencia fundamental mediante elementos reales, ya sean concentrados o distribuidos, aprovechando en muchos casos los elementos parásitos de los componentes pasivos en nuestro beneficio. Del mismo modo, se llevaría a cabo el ajuste de las terminaciones deseadas a los armónicos.

Si se dispone de los modelos de los componentes pasivos, ya sea de parámetros S suministrados por el fabricante o de circuitos equivalentes, es posible implementar la red de salida que presente las impedancias deseadas al fundamental y al 2º y 3º armónico, permitiendo simular con mayor exactitud el comportamiento en términos de eficiencia del amplificador. En este sentido, la Figura III.4 muestra un ejemplo de red multi-armónica con elementos concentrados que está basada en redes LC serie y paralelo para sintetizar la condición de circuito abierto al 2º y 3º armónico, mientras que la impedancia al fundamental se obtiene con una bobina en serie y un condensador en paralelo. En este caso se utilizaron bobinas de núcleo de aire, de alto factor de calidad, de Coilcraft (series Mini y Micro) y condensadores cerámicos de ATC (serie 100A), que serán los componentes más utilizados en los diseños presentados en esta tesis.

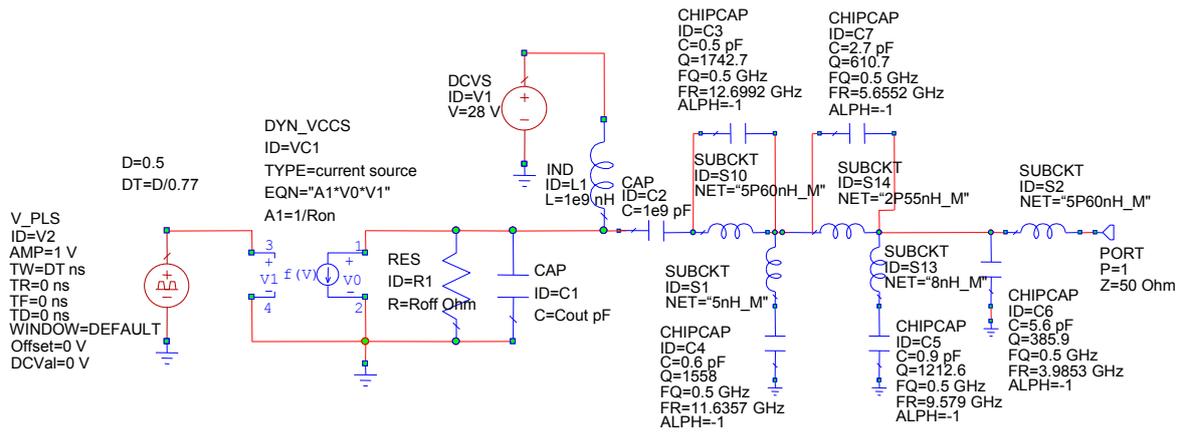


Figura III.4: Ejemplo de red multi-armónica para el amplificador clase E con parámetros concentrados.

La Figura III.5 muestra la respuesta en frecuencia de la red de salida implementada, superpuesta a las curvas de load-pull. Además, se puede apreciar el valor de impedancia obtenida al fundamental, muy cercano al de Z_{opt} , así como la respuesta a los armónicos con respecto a la condición de circuito abierto deseada. Para este caso se obtuvo una potencia a la salida más realista de 43.3 dBm y una eficiencia del 87%.

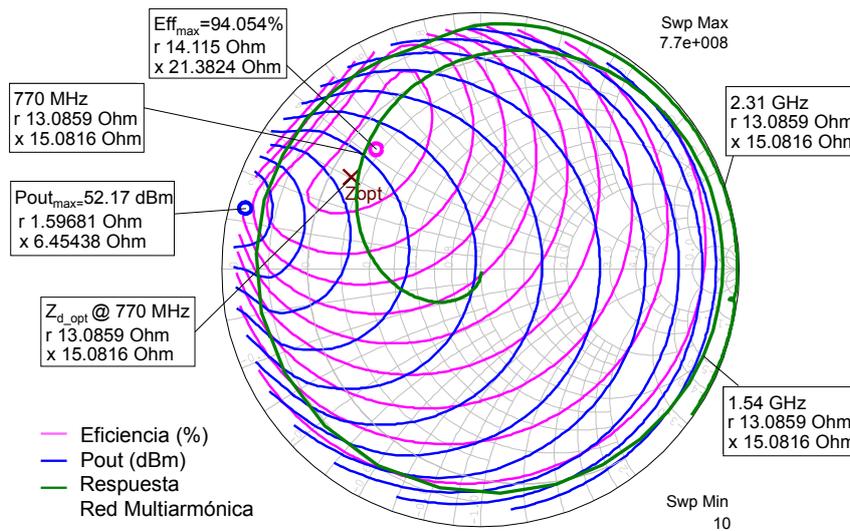


Figura III.5: Respuesta de la red muti-armónica con respecto a las curvas de load-pull.

Teniendo en cuenta los resultados obtenidos en el ajuste de la red de salida, y con el propósito de realizar la implementación del circuito, se diseña la red de polarización de modo que los elementos introducidos en la vía de DC mantengan la impedancia vista por el terminal de drenador del transistor lo más cercana posible a la mostrada en la Figura III.5.

A partir de este punto, el diseño se basa en el ajuste empírico sobre el circuito fabricado en el que juega un papel muy importante la experiencia del diseñador. En primer lugar, se deben respetar las reglas de diseño de alta frecuencia teniendo en cuenta

las características del sustrato y las propiedades de las líneas de transmisión. Las redes de entrada y salida se fabrican por separado, incluyendo la polarización, de forma que se puedan medir con ayuda del analizador de redes y, en el caso de utilizar elementos concentrados, ajustar a los valores de impedancia más cercanos posible a los resultados obtenidos en simulación. Finalmente, se integran en el amplificador y se monta el transistor.

Dado que los diseños serán realizados a frecuencias en torno a 1 GHz, es posible realizar un diseño con elementos concentrados, evitando el desajuste de impedancia que pudiera existir entre las líneas de transmisión simuladas y las finalmente fabricadas. Esto permite llevar a cabo un ajuste exhaustivo de la Z_{opt} , logrando optimizar al máximo la eficiencia del amplificador con la topología de la red escogida, en este caso una red multi-armónica. De este modo, teniendo en cuenta que la red de adaptación de entrada no está aún implementada (en este punto es sólo una línea de transmisión de 50Ω), se polariza el dispositivo y se pone en marcha el amplificador con una señal de RF de onda continua de amplitud lo suficientemente grande como para llegar a saturar el amplificador, justo antes de que aparezca corriente en puerta. Gracias a que no existe influencia de la red de entrada, se podrá obtener la red adecuada a la salida que presente la impedancia óptima al transistor para la maximización de la eficiencia a la frecuencia de trabajo.

De cara a la mejora de los perfiles de ganancia y PAE, una vez determinados los componentes de la red de salida, se procede al ajuste de la red de entrada, siendo necesario adaptar la impedancia para eliminar la reactancia vista por el terminal de puerta del transistor. Si se dispone de un modelo no lineal, es posible hacer una primera estimación de la red a partir de simulaciones. En caso contrario, será necesario realizar el ajuste sobre el amplificador real. Para los dispositivos GaN HEMT de Cree empleados en esta tesis se ha utilizado red compuesta por una bobina en serie y un condensador en paralelo que se puede mover a lo largo de la línea de 50Ω de la entrada para afinar el ajuste. La ganancia es monitorizada durante este proceso prestando especial atención a que la estabilidad del amplificador no se vea afectada por el proceso de adaptación de la entrada. Para evitar oscilaciones provocadas por terminaciones reactivas inapropiadas en la red de polarización de entrada a bajas frecuencias (donde el transistor tiene mayor ganancia), se suele colocar una resistencia de 50Ω en serie en esta vía, seguida de un banco de condensadores de alto valor a tierra.

En la Figura III.6 se muestra el esquemático definitivo, además de una fotografía, de un amplificador clase E que incorpora todos los elementos explicados anteriormente. Además, la Tabla 5 muestra los valores de los componentes utilizados en el mismo.

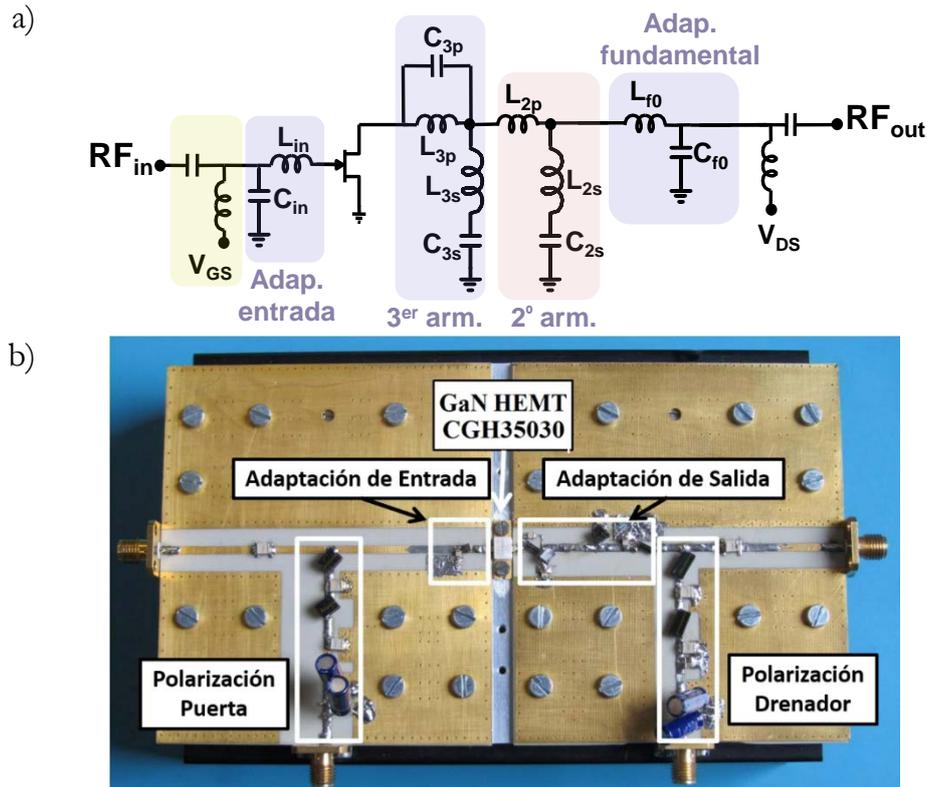


Figura III.6: a) Esquemático y b) fotografía del amplificador clase E basado en GaN HEMT y redes sintetizadas con parámetros concentrados.

Elem.	Valor
C_{in}	8.2 pF, ATC 100A
L_{in}	3.85 nH, Coilcraft Serie Micro
C_{3p}	0.5 pF, ATC 100A
L_{3p}	5.6 nH, Coilcraft Serie Micro
L_{3s}	2.5 nH, Coilcraft Serie Mini
C_{3s}	0.4 pF, ATC 100A
L_{2s}	8 nH, Coilcraft Serie Mini
C_{2s}	0.5 pF, ATC 100A
L_{f0}	8.8 nH, Coilcraft Serie Micro
C_{f0}	3 pF, 100A

Tabla 5: Valores de los elementos concentrados utilizados en el amplificador clase E.

Otro amplificador de este tipo, pero que utiliza redes sintetizadas con parámetros distribuidos y un transistor CGH35015 se empleó en caracterizaciones de sistemas EER-Polar que serán descritas en las siguientes secciones.

Los resultados de la caracterización de este amplificador se pueden ver en las Figuras III.7 y III.8, donde se puede apreciar un comportamiento similar al esperado en

simulación. Mediante los resultados de un barrido frente a la potencia de entrada se puede observar que, para este caso, la PAE en saturación sobrepasa el 82% y se logran potencias de salida del orden de los 40 dBm también en saturación ($P_{1dB} = 39.2$ dBm). La ganancia en régimen lineal sobrepasa los 19 dB, mientras que en el punto de máxima compresión alcanza los 16 dB.

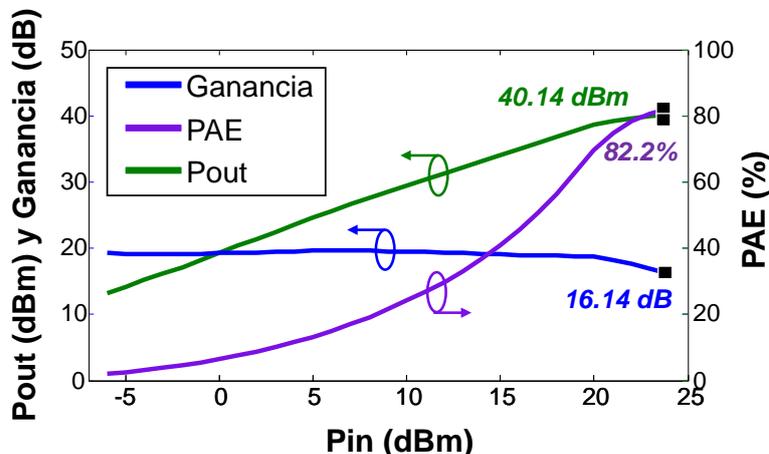
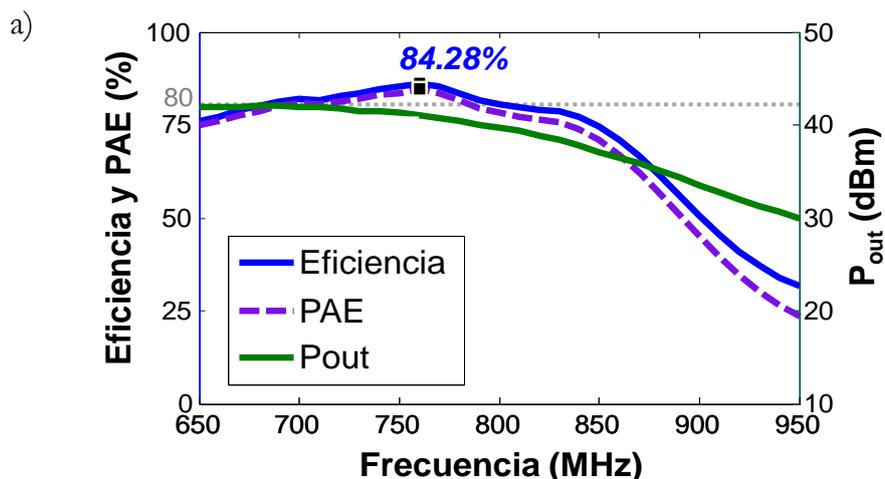


Figura III.7: a) Evolución de la P_{out} , Ganancia y PAE frente a la potencia de entrada.

Como se puede ver en las Figuras Figura III.8a) y b), el amplificador también ha sido caracterizado frente a la frecuencia de conmutación y a la tensión en drenador, respectivamente. En el primer caso, se ha medido un pico de 84.2% de eficiencia a 770 MHz, permaneciendo por encima del 80% a lo largo de un intervalo de 120 MHz.

En cuanto a su característica Vdd-AM, el amplificador tiene un perfil con muy buena linealidad, excepto por el feedthrough que afecta a las tensiones cercanas a cero. La eficiencia permanece por encima del 80% para un rango de 25 V de tensión de drenador (10-35 V), siendo su perfil apropiado para su uso bajo modulación de la polarización.



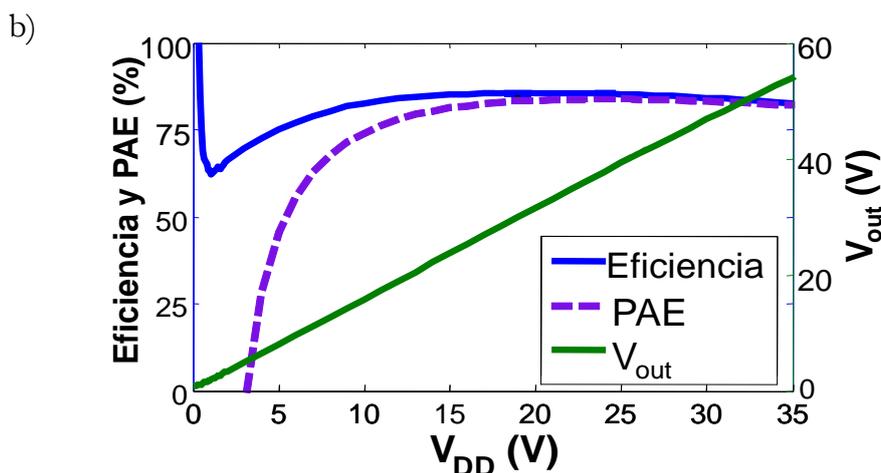


Figura III.8: Medida del amplificador clase E frente a a) frecuencia y b) V_{DD} .

Aunque el modelado de dispositivos ha seguido experimentando grandes progresos en los últimos años y generalmente los principales fabricantes brindan modelos aceptables de sus componentes, la metodología de diseño propuesta en esta sección ha demostrado ser de gran utilidad, ya sea como única vía de diseño en muchos casos, o como una forma sencilla de complementar y hacer más precisos los modelos existentes.

A modo de ilustración de la efectividad de esta técnica de diseño, directa y sencilla, se comparan en la Tabla 6 las prestaciones de este amplificador clase E con otros en el estado de la técnica.

Frecuencia (GHz)	PAE (%)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)	Tecnología	Ref.
0.37	84	46.5	14	GaN HEMT	[6]
0.434	78.6	36.9	>15	LDMOS	[7]
0.77	82.3	40.1	16.1	GaN HEMT	Esta tesis
0.8	80.6	46.9	16.3	GaN HEMT	[8]
0.9	86.8	40.9	19.5	GaN HEMT	[9]
1	73	29.7	—	GaAs MESFET	[10]
1.99	82.1	22.8	>10	GaAs HEMT	[11]
2	74	40.5	12.6	GaN HEMT	[12]
2.14	74	40.8	14	GaN HEMT	[13]

Tabla 6: Comparativa de los amplificadores de potencia clase E en el estado de la técnica.

III.2. Impacto de la Variación de la $R_{on}(V_{DD})$ en sistemas EER

Como se ha visto en el Capítulo II, sección II.3.1.1, los mecanismos de distorsión de un transmisor polar pueden ser clasificados de acuerdo a los que son producidos por la propia arquitectura del mismo o los provocados por las no idealidades que presentan sus componentes a la hora de su implementación.

De dicha descripción se puede deducir que las no linealidades del amplificador de potencia (AP) del transmisor polar son diferentes a las de por ejemplo un clase B de su contraparte cartesiana, y su modo de operación es completamente distinta. En primer lugar, cuando el diseño opera en modo conmutado, sus características son determinadas por las regiones de triodo y corte del dispositivo FET, mientras que el clase B tiene sus propiedades determinadas por la región de saturación del transistor. Por otro lado, el AP clase B recibe su potencia de una fuente de tensión constante, mientras el AP en modo conmutado requiere necesariamente de una tensión de alimentación en modo dinámico cuando opera como modulador AM de alto nivel. Por todo esto, es fácil suponer que el comportamiento de la linealidad y la eficiencia en un transmisor polar pueda verse afectado por el valor de la resistencia en conducción (ON) del dispositivo activo del AP y la posible variación de este parámetro debida a la modulación dinámica de la tensión de alimentación.

El objetivo principal en esta sección es estudiar el impacto de la variación de la resistencia en el estado ON con la tensión de alimentación en drenador, característica $R_{on}(V_{dd})$, en los dispositivos conmutados de RF, y compararla con otras fuentes de distorsión en este esquema transmisor, ya mencionadas en la sección II.3.1.1 del capítulo anterior. Para ello, y dada sus potencialidades en estas aplicaciones, se utilizará también un dispositivo en tecnología GaN HEMT.

Como se vio en secciones anteriores, para la amplificación de potencia con alta eficiencia utilizando amplificadores en modo conmutado (clases D, E, F o S), el dispositivo activo está operando entre los estados OFF (corriente cero) y ON (tensión mínima) y se representa como un conmutador con pérdidas. Teniendo en cuenta que las características I/V dinámicas del FET son dependientes del punto de reposo, la variación en R_{on} con V_{DD} , debida a los efectos trampas o el autocalentamiento, puede resultar en una modulación de amplitud con un perfil no lineal.

Con el objetivo de cuantificar el posible impacto de esta variación en la distorsión residual de los transmisores polares, se varió la tensión de polarización entre drenador y fuente en un transistor GaN HEMT comercial, en este caso, de 15 W de potencia, el CGH35015FE, también de CREE®, y se midió bajo condiciones pulsadas.

A diferencia de lo propuesto en [14], partiendo desde diferentes puntos de polarización (la tensión DC entre puerta y fuente se mantuvo constante en el valor de pinch-off, $V_{GS} = -2.8$ V, y V_{DD} se varió en el rango de 0 a 30 V) el sistema fue excitado con pulsos para obtener las diferentes curvas I_{ds}/V_{ds} . Para cada una de las características I_{ds}/V_{ds} así medidas se extrajo un valor de R_{on} a $V_{gs} = 0.5$ V. Las gráficas en la Figura III.9 a) y b) muestran las características I/V pulsadas así como la definición de la R_{on} dinámica (en $V_{gs} = 0.5$ V) para dos valores de V_{DD} diferentes en los extremos del rango de variación.

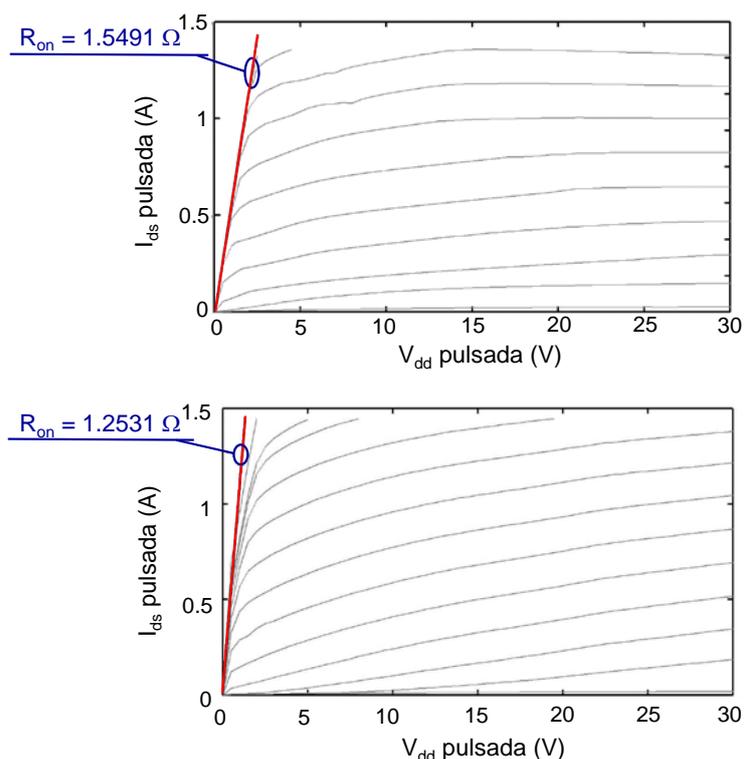


Figura III.9: Características I/V pulsadas y R_{on} calculada para $V_{gs} = 0.5$ V en distintos puntos de reposo: a) $V_{GS} = -2.8$ V, $V_{DS} = 0$ V; b) $V_{GS} = -2.8$ V, $V_{DS} = 30$ V.

De esta manera, para diferentes valores de V_{DS} se pudo obtener lo que vendría a ser la extracción dinámica del perfil $R_{on}(V_{dd})$ que se puede observar en la Figura III.10.

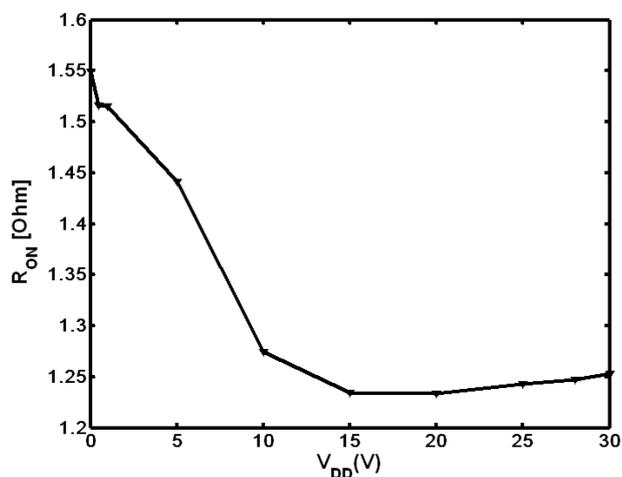


Figura III.10: Característica $R_{on}(V_{DD})$ extraída de las medidas pulsadas.

Usando el modelo propuesto por J. C. Pedro en [15], la característica V_{dd} -AM puede calcularse mediante la ecuación:

$$I_0(\omega) = \frac{V_{DD}}{2R_{on} + R_L} \left[1 + j\omega \frac{4}{\pi} R_L C_{gd} \right] - j\omega \cdot C_{gd} V_i(\omega) \quad \text{III-5}$$

Esta expresión permite estimar la amplitud de la corriente a la salida (también la amplitud de la tensión V_{out} o la potencia de salida, P_{out}) en un transmisor polar, donde se asume que el AP opera siempre en régimen conmutado. Para ello el AP se excita con una amplitud de envolvente V_i suficientemente alta, pero constante, dependiente de la tensión de alimentación (cuyo valor se modula de acuerdo a la salida AM deseada), y se termina en una resistencia de carga R_L .

La amplitud de la excitación de entrada, así como la red de adaptación en drenador se han establecido en este caso particular de acuerdo a las condiciones de operación de un amplificador de potencia en modo conmutado, clase E, a 900 MHz, implementado y caracterizado en el laboratorio (Figura III.11), basado en la topología propuesta por Mader y Popovic en [16]. Para simplificar el modelo, en este caso la capacidad puerta-drenador se ha considerado lineal y se ha tomado el valor extraído de la caracterización del transistor, $C_{gd} = 0.43$ pF, es estado OFF.

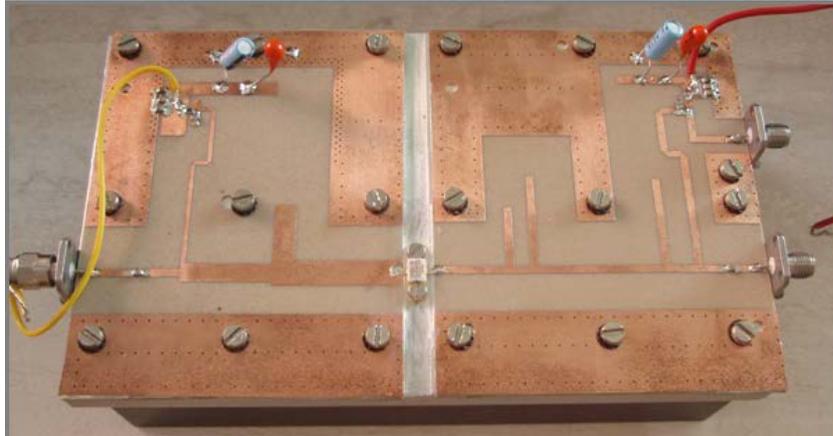


Figura III.11: Amplificador clase E a líneas de transmisión diseñado sobre el GaN HEMT CGH35015FE de Cree.

En la Figura III.12 se representa el impacto de la variabilidad de la R_{on} así estimada sobre el perfil del coeficiente de primer orden de la expansión en Series de Taylor de la característica V_{dd} -AM [15], m_1 , dado por:

$$V_{out} = AM_0 + m_1 V_{dd} + m_2 V_{dd}^2 + m_3 V_{dd}^3 + \dots + m_n V_{dd}^n \quad \text{III-6}$$

donde $m_1 = \left. \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{dd}} \right|_{V_{DD}}$ III-7

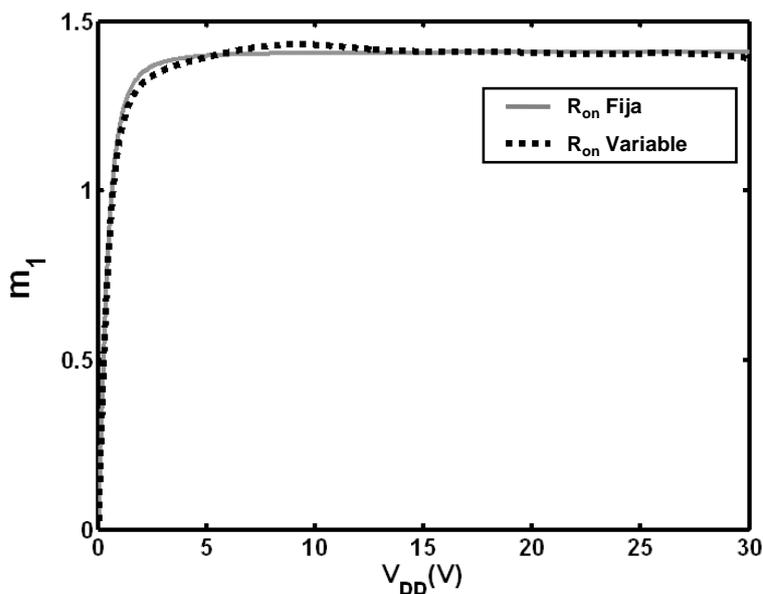


Figura III.12: Contribución de la variación en R_{on} a la evolución del coeficiente m_1 .

Se puede apreciar que no existen grandes diferencias entre las curvas, lo que es consistente con el modelo de la ecuación III-5 si el valor de R_{on} es pequeño y significativamente grande el de R_L . En consecuencia, el estado dinámico de conducción sólo se espera que tenga un papel secundario en la distorsión del transmisor polar.

No obstante, la inclusión de una R_{on} variable en el modelo parece introducir mejoras cuando se compara con los resultados medidos [17]. Esto es particularmente evidente para las no linealidades observadas en valores altos de polarización de drenador, cuando se aplica suficiente potencia de excitación de RF.

III.2.1.1 Contribución a la distorsión para una excitación de dos tonos

El modelo en III-5 fue usado para predecir la distorsión de intermodulación (IMD) contenida en la salida del AP, para una excitación de dos tonos con una separación de frecuencia de 100 kHz. El espectro de salida fue calculado con y sin la influencia de la capacidad C_{gd} , buscando cuantificar el impacto de la no linealidad de $R_{on}(V_{DD})$, cuando se compara con las fugas de portadora entre la puerta y el drenador (feedthrough).

Como se observa en la Figura III.13 a), la contribución de la distorsión debida a la dependencia de la resistencia ON con respecto a V_{DD} está alrededor de unos 60 dB por debajo de las componentes deseadas. En la Figura III.13 b), esta contribución es claramente enmascarada por el efecto del feedthrough causado por la capacidad C_{gd} del GaN HEMT.

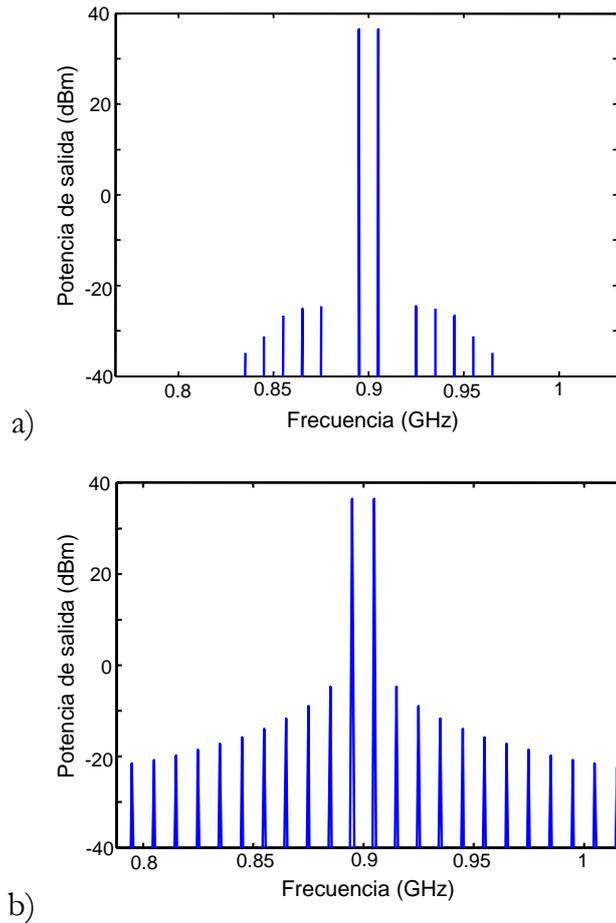


Figura III.13: Espectro de salida para una excitación de dos tonos teniendo en cuenta: a) $C_{gd} = 0$ pF, b) $C_{gd} = 0.43$ pF.

III.2.1.2 Contribución a la distorsión para una señal EDGE

Se puede suponer que en modulaciones como la EDGE los efectos de feedthrough tengan menor impacto que la variabilidad de $R_{on}(V_{DD})$, debido a la baja probabilidad de que la envolvente tome valores cercanos a cero, como se observa en la Figura III.14. Se deduce entonces que el cambio dinámico $R_{on}(V_{DD})$ podría ser una fuente de distorsión significativa para señales de estas características.

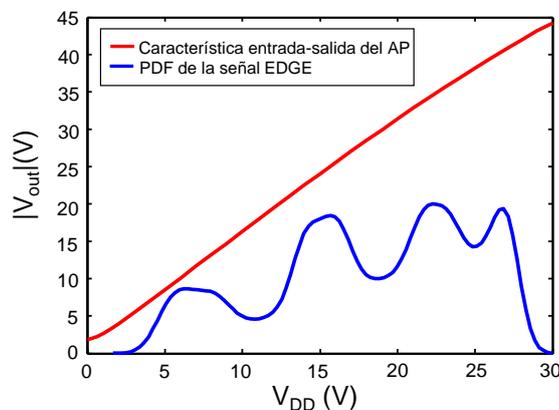


Figura III.14: Función densidad de probabilidad de una señal EDGE junto a la característica entrada-salida (V_{DD}/AM) del transmisor polar.

En la Figura III.15 se presenta el espectro de salida correspondiente, donde se muestran las contribuciones dinámicas separadas de C_{gd} y R_{on} . Como puede observarse, la R_{on} variable produce incluso un mayor desbordamiento espectral (*spectral regrowth*) que el provocado por el feedthrough.

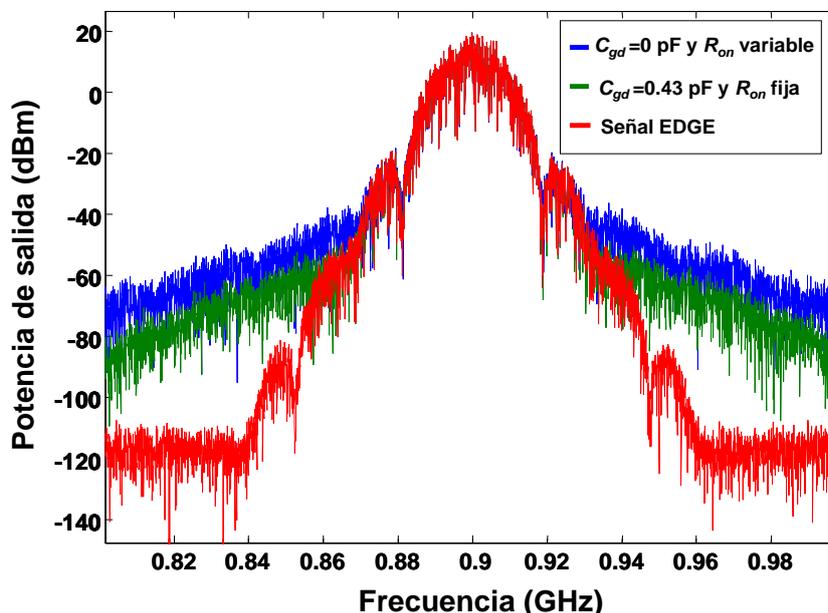


Figura III.15: Comparación entre los espectros obtenidos mediante simulación a la salida del transmisor polar y el espectro de la señal EDGE.

En la Figura III.16, se muestra el banco de medidas utilizado para implementar el transmisor polar que utiliza como etapa de potencia el amplificador clase E de la Figura III.11. Este set-up fue utilizado para obtener el espectro de la señal EDGE de la Figura III.17.

Utilizando el programa Matlab se envían las componentes discretas de amplitud y fase de la señal EDGE almacenada a dos generadores vectoriales E4438C a través del bus GPIB. Del generador que maneja la componente de fase saldrá la misma componente modulada en fase con una $f_c = 900$ MHz, luego esta señal es amplificada para lograr la excitación de RF necesaria a la entrada del amplificador de potencia.

Por otro lado, la señal de salida del generador que maneja la componente de amplitud, se introduce en un amplificador de envolvente altamente lineal pero ineficiente, capaz de brindar los valores los niveles de corriente y tensión necesarios para que se pueda producir la modulación por drenador en el amplificador clase E. Finalmente, la señal recuperada a la salida del amplificador de potencia fue analizada con un analizador vectorial de señal VSA89600.

La alta linealidad del amplificador de envolvente así como la posibilidad de introducir demoras en el disparo de los generadores, permiten reducir la distorsión producida por las no idealidades descritas en la sección II.3.1.1.

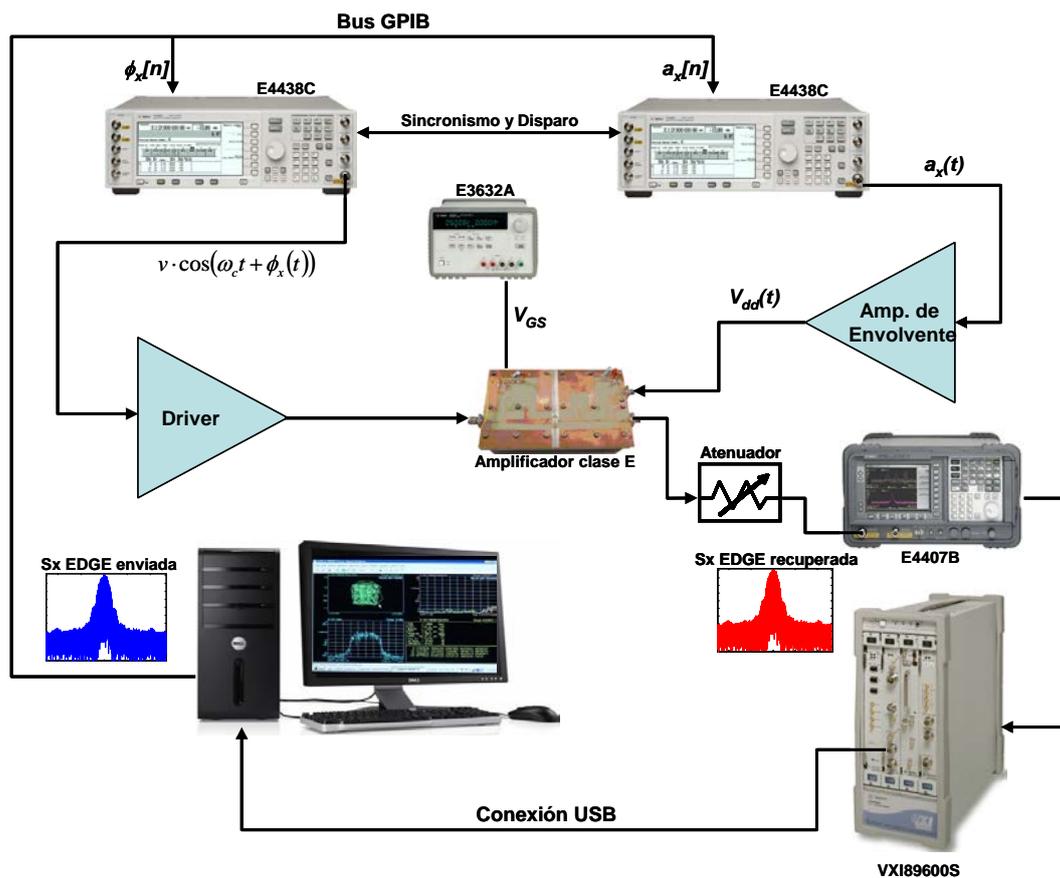


Figura III.16: Sistema de medida del prototipo de transmisor polar.

A pesar de que el amplificador fue alimentado con suficiente potencia a la entrada para contrarrestar el efecto producido por las transiciones del modo conmutado al modo fuente de corriente, durante la medición fue detectada una distorsión residual de fase. Dicha distorsión podría ser causada por las variaciones de la capacidad entre drenador y fuente, que no han sido incluidas en el modelo no lineal del GaN HEMT utilizado. Resulta entonces conveniente disponer de modelos de estos transistores, generalmente optimizados para la región de saturación (amplificador en modo fuente de corriente), de cara a obtener mejores predicciones de su comportamiento en modo conmutado. Una ecuación para la no linealidad predominante de estos modelos es presentada en las siguientes subsecciones.

Se debe señalar, del resultado de la Figura III.17, que el posible efecto de la variación dinámica de R_{on} combinado con la contribución del feedthrough y de la modulación parásita de fase, produce unos niveles de ACPR que cumplieron en este caso los impuestos por el estándar.

Aunque en algunos casos es cierto que la variación de R_{on} puede tener una contribución relativamente pobre, debe ser tomada en cuenta cuando se trate de maximizar

la linealidad de un transmisor polar y sus figuras de eficiencia, o para mejorar los modelos de predicción existentes.

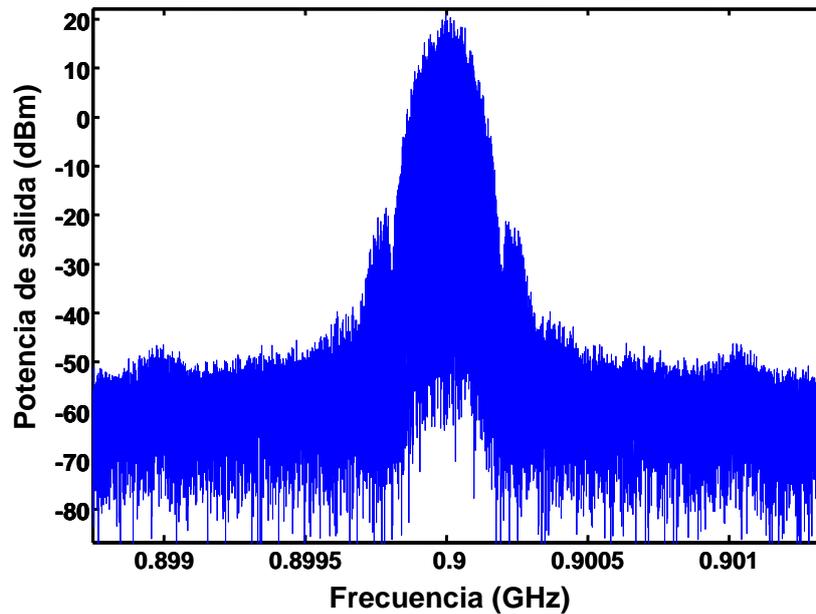


Figura III.17: Espectro de la señal EDGE obtenida de medidas en el laboratorio sobre el esquema transmisor implementado.

III.3. Impacto del auto-calentamiento

En las secciones anteriores se han estudiado los mecanismos de distorsión que afectan a un transmisor polar. En el caso del efecto de los perfiles no lineales V_{dd-AM} y V_{dd-PM} , estos se podrían corregir en gran medida utilizando técnicas de predistorsión. Desafortunadamente, es bien conocido que los efectos de memoria pueden tener un impacto negativo considerable en la capacidad de estas técnicas para mejorar los perfiles de linealización. Por lo tanto, a continuación se estudiarán las variaciones en baja frecuencia de los perfiles V_{dd-AM} y V_{dd-PM} de un amplificador de potencia saturado, basado en un transistor GaN HEMT, asociadas al impacto de la temperatura de la unión (T_j) sobre las características de la modulación y la respuesta del dispositivo ante al autocalentamiento.

III.3.1. Caracterización de la respuesta térmica del dispositivo

Con el objetivo de evaluar con exactitud la respuesta en temperatura del dispositivo frente a la disipación de potencia, se extrajeron los parámetros de la red térmica equivalente de un transistor GaN HEMT CGH35015FE. Utilizando la unión Schottky puerta-fuente como un termómetro embebido [18], se obtuvo una resistencia térmica $R_{th}=5.8$ °C/W a partir de medidas pulsadas con un ciclo útil muy pequeño (0.1%).

La capacidad térmica, C_{th} , se extrajo del análisis de la evolución de la corriente en drenador en el tiempo (Figura III.18). La tensión V_{DS} se fijó en 28 V (siendo este el valor máximo seleccionado posteriormente para la operación del amplificador en modo conmutado), mientras que en puerta se utilizaron pulsos entre dos valores convenientemente escogidos por encima de pinch-off con el objetivo de evitar el gate-lag, y asegurar un perfil $I_{ds}(t)$ solamente dependiente del autocalentamiento.

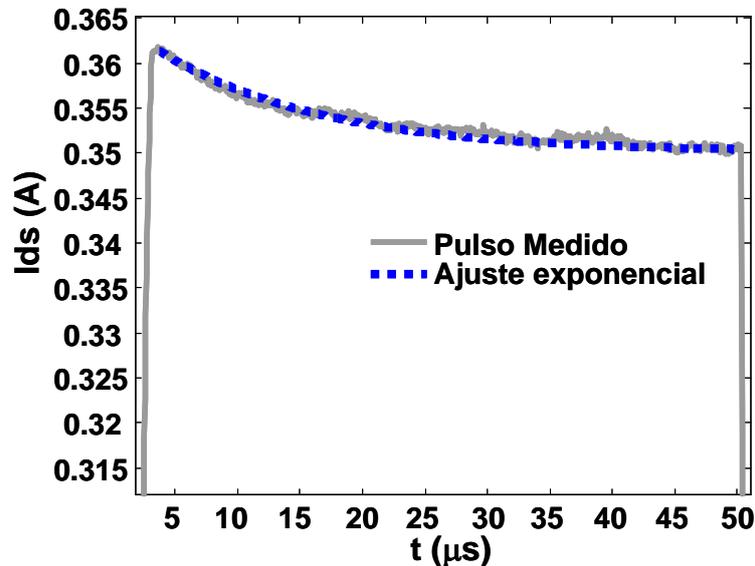


Figura III.18: Pulso de corriente medido en drenador y ajuste exponencial para la extracción de la τ_{th} y C_{th} .

La evolución de la corriente fue capturada con un osciloscopio digital y luego ajustada con una ecuación exponencial correspondiente a una red térmica de primer orden, resultando una constante térmica y una capacidad térmica de $\tau_{th} = 12 \mu s$ y $C_{th} = 2.24 \mu J/^{\circ}C$ respectivamente.

III.3.2. Efectos del autocalentamiento en un amplificador modulado por drenador

III.3.2.1 Perfiles AM y PM en función de la temperatura

Los perfiles de modulación de un AP de RF saturado, basado en el GaN HEMT mencionado anteriormente y trabajando a 900 MHz, fueron caracterizados variando la temperatura externa del transistor como se muestra en la Figura III.19.

Empleando una señal moduladora de onda continua, la V_{dd} se hizo variar desde 0 hasta 35 V con una frecuencia de repetición muy superior al valor de corte de la red térmica ($f_{th} = 12.24$ kHz), pero dentro del ancho de banda de la etapa de amplificación. De este modo, la potencia promedio disipada permite calcular la diferencia entre la temperatura externa del dispositivo y la temperatura de la unión provocada por la resistencia térmica. El sincronismo entre las trayectorias de la envolvente y de la señal modulada en fase se

logró controlando digitalmente la demora entre dos generadores vectoriales ESG de Agilent disparados externamente.

Para obtener los perfiles completos de amplitud y fase bajo condiciones reales de operación, la señal de salida fue capturada con la ayuda de un analizador vectorial de señales. En la Figura III.20 la característica V_{dd} -AM se ha dibujado para un rango de T_j entre 26 °C y 100 °C, donde se puede observar como el aumento de la temperatura causa una compresión adicional de la amplitud de salida para valores altos de V_{dd} .

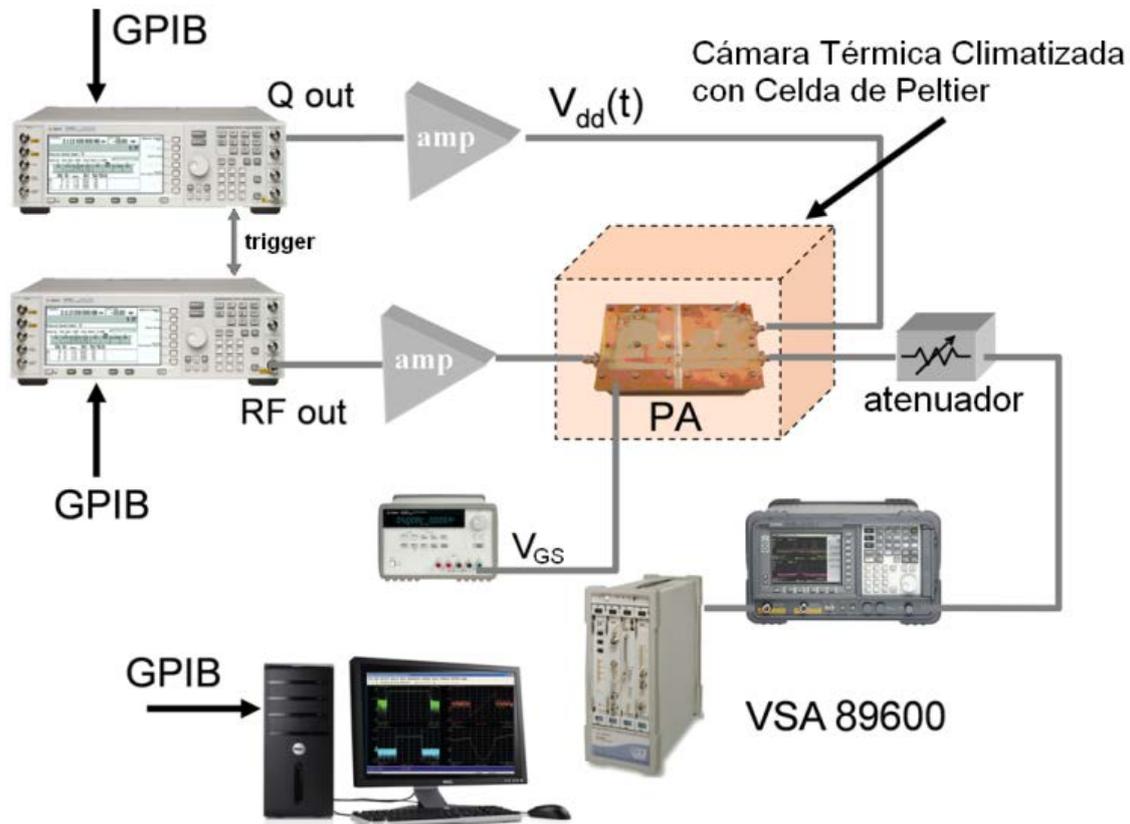


Figura III.19: Sistema de medidas para la caracterización de los perfiles de modulación por drenador de un AP saturado en función de T_j .

III.3.2.2 Contribución de la temperatura a los efectos de memoria

Con el objetivo de valorar la verdadera contribución de la variación dinámica de la temperatura en la linealidad del transmisor polar se realizaron simulaciones con excitaciones de dos tonos. La separación entre las frecuencias de los tonos se varió desde valores muy por debajo de la frecuencia de corte de la red térmica hasta valores muy por encima de la misma.

Primeramente, fue obtenida una solución numérica para la evolución de $T_j(t)$, combinando la función de transferencia calculada de la red térmica con la caracterización realizada de la potencia disipada en función de V_{dd} y T_j . De este modo, la influencia de la temperatura en los perfiles V_{dd} -AM y V_{dd} -PM permitió predecir la trayectoria de modulación para cada caso como se observa en la Figura III.20.

Para tonos separados a 1 kHz, la trayectoria dinámica cruza por varias curvas V_{dd-AM} en los picos de la envolvente. Esto se debe al hecho de que la temperatura de unión del dispositivo puede seguir perfectamente las variaciones en el tiempo de la potencia disipada. Sin embargo, a una separación de 100 kHz la temperatura no puede variar a la velocidad de la potencia disipada y, por lo tanto, el trayecto dinámico coincide aproximadamente con el de la curva correspondiente a su valor promedio (60 °C).

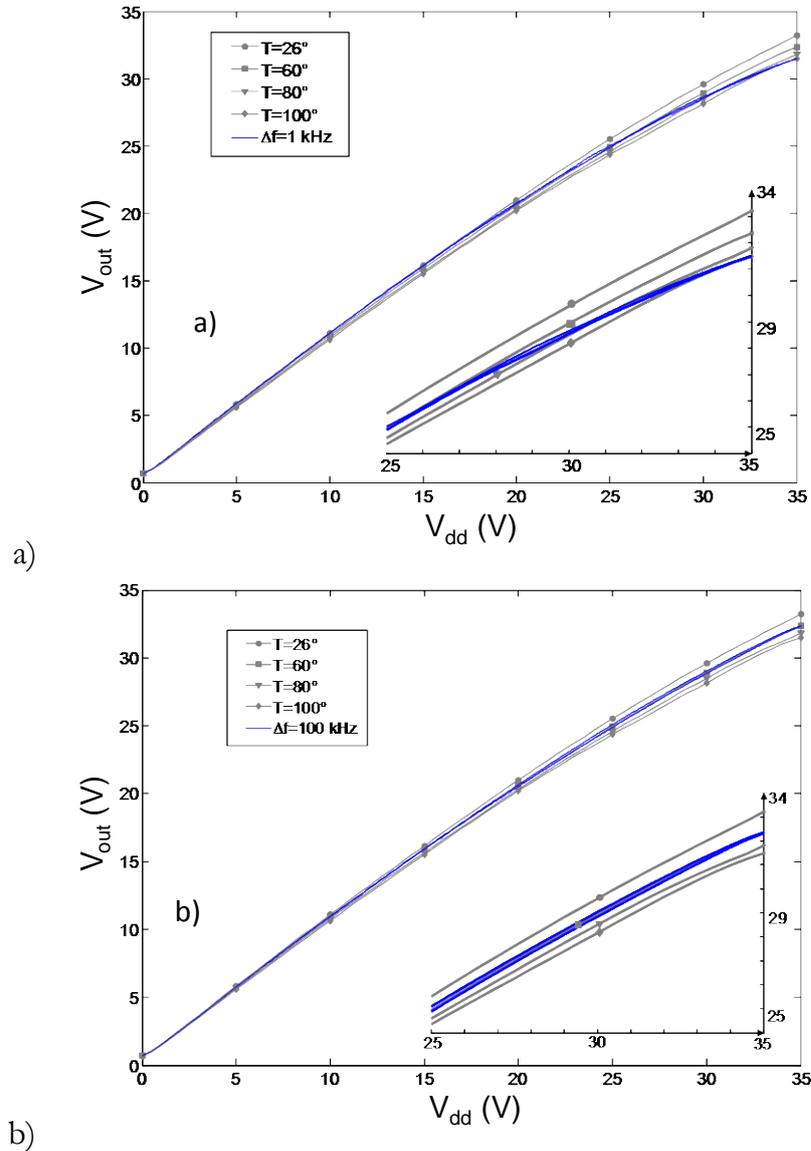


Figura III.20: Trayectorias dinámicas para señales de dos tonos con: a) $\Delta f = 1$ kHz y b) $\Delta f = 100$ kHz, superpuestas sobre los perfiles V_{dd-AM} vs. T_j .

En la Figura III.21 se muestran las componentes de intermodulación a la salida de tercer orden ($2f_1-f_2$ y $2f_2-f_1$) y de quinto orden ($3f_1-2f_2$ y $3f_2-2f_1$) en función de la separación entre los tonos. Solamente pequeñas variaciones y asimetrías pueden ser apreciadas, siendo este fenómeno corroborado posteriormente mediante medidas.

Despreciando las diferencias esperadas en los picos de la envolvente, las no-linealidades estáticas en los perfiles V_{dd-AM} y V_{dd-PM} , asociados al feedthrough y a la operación en modo fuente de corriente tienden a enmascarar el rol secundario que juega el autocalentamiento.

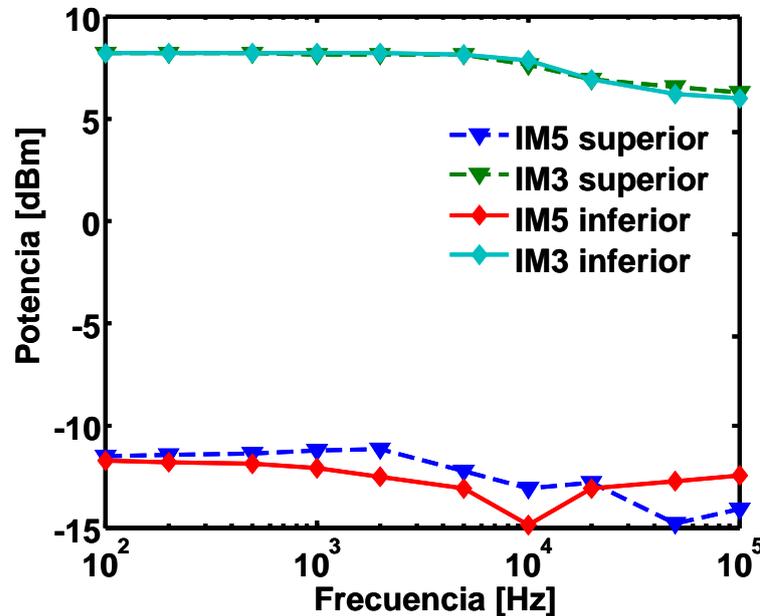


Figura III.21: Evolución frente a la frecuencia de las componentes IMD de 3^{er} y 5^{to} orden obtenidas a través de simulación.

III.3.2.3 Impacto del autocalentamiento al utilizar predistorsión en transmisores polares

Para poder observar la influencia real de la variación de la temperatura en la distorsión de canal adyacente es necesario encontrar soluciones dirigidas a cancelar las contribuciones dominantes originadas por las no linealidades de los perfiles de modulación. Utilizando predistorsión digital sin memoria, la compresión de la característica V_{dd-AM} a valores altos de V_{dd} puede ser perfectamente corregida. Sin embargo, no se puede corregir el efecto del feedthrough, al menos en una arquitectura puramente polar.

Una solución sencilla [19], empleada para mejorar la linealidad del transmisor polar en la zona de baja amplitud, es abrir un “agujero vectorial” (*hole punching*) en la constelación del diagrama I/Q, de tal modo que la magnitud de la envolvente se aleje del cero o valores muy pequeños. Esta técnica fue aplicada para modificar la excitación de dos tonos clásica, tratando de no afectar sus características espectrales discretas, muy apreciadas en el estudio de la linealidad.

Como se puede observar en la ecuación correspondiente a la envolvente compleja en el tiempo (III-8), se adicionó una componente de banda lateral a la frecuencia de modulación, $\omega_m = \frac{1}{2}(\omega_2 - \omega_1)$, creando un desbalance controlable entre los tonos y, por

consiguiente, modificando la trayectoria I/Q de forma que la amplitud no pueda tomar valores por debajo cierta magnitud predeterminada (Figura III.22). A esta magnitud, α_{hp} , se le denomina *factor de hole-punching*. Señales de esta naturaleza habían sido ya consideradas en trabajos bastante pioneros sobre los transmisores EER [20].

$$\tilde{x}(t) = V_{dd,max} \cdot \left[(1 - \alpha_{hp}) \cdot \cos(\omega_m \cdot t) + \alpha_{hp} \cdot e^{(j \cdot \omega_m \cdot t)} \right] \quad \text{III-8}$$

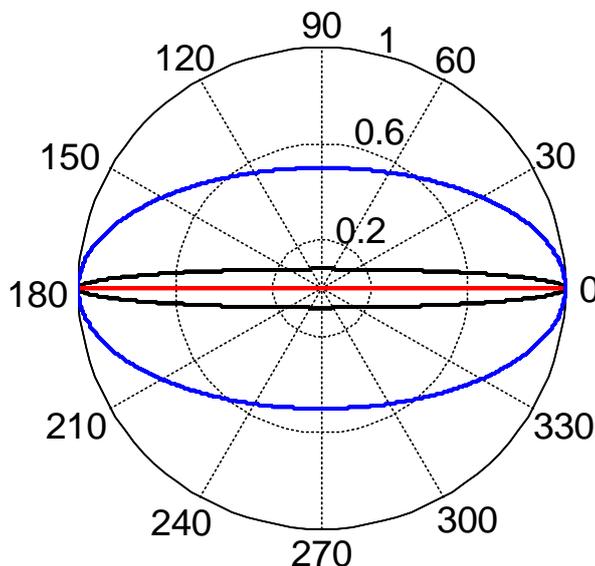
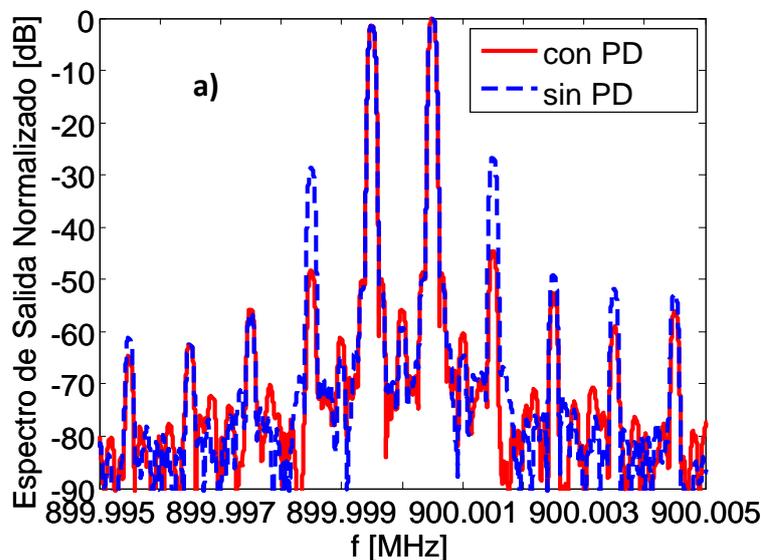


Figura III.22: Diagrama normalizado de la trayectorias I/Q para una señal moduladora de dos tonos (—) y sus versiones modificadas con $\alpha_{hp} = 0.08$ (—) y $\alpha_{hp} = 0.5$ (—).

Empleando esta señal en el sistema de medidas de la Figura III.19, el espectro de potencia a la salida fue capturado para señales de dos tonos con separaciones de 1kHz y 100 kHz antes y después de aplicar predistorsión digital de las características V_{dd-AM} y V_{dd-PM} para una temperatura constante. En la Figura III.23 y Figura III.24 se muestran los resultados para un factor α_{hp} de 0.08 y 0.5 respectivamente.



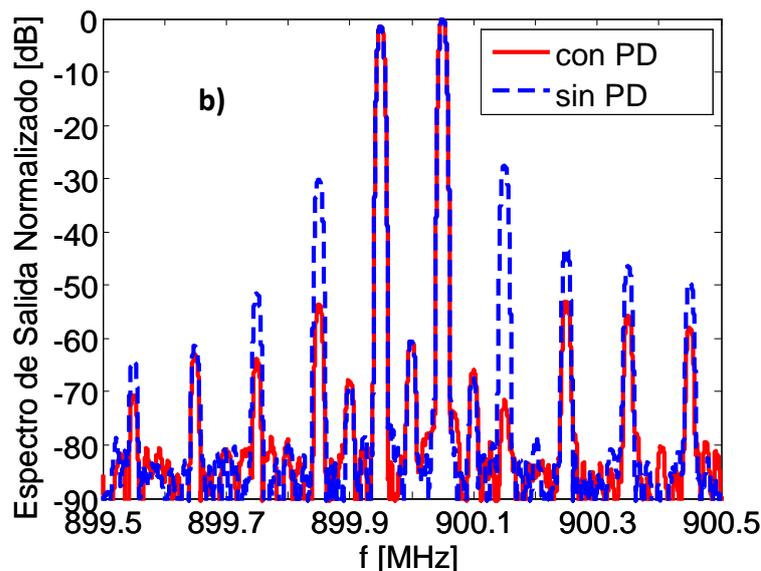
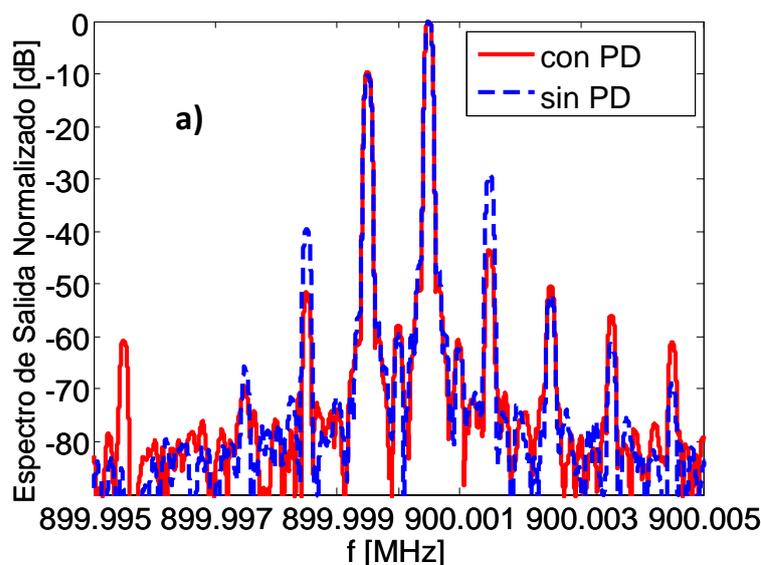


Figura III.23: Espectro de salida normalizado después de aplicar *hole punching* con $\alpha_{hp} = 0.08$ para: a) $\Delta f = 1$ kHz, b) $\Delta f = 100$ kHz.

La reducción de los componentes de intermodulación en todos los casos es evidente utilizando la predistorsión, siendo los resultados para $\Delta f = 100$ kHz siempre mejores que para $\Delta f = 1$ kHz. El hecho de que 100 kHz esté muy por encima de la frecuencia de corte de la red térmica, hace que la temperatura de la unión permanezca constante a lo largo de la excursión de la tensión de drenador. Por el contrario, a 1 kHz la temperatura T_j puede seguir perfectamente las variaciones de la envolvente, y por lo tanto, al aplicar una predistorsión basada en una característica a temperatura constante la mejora en la linealidad será moderada.



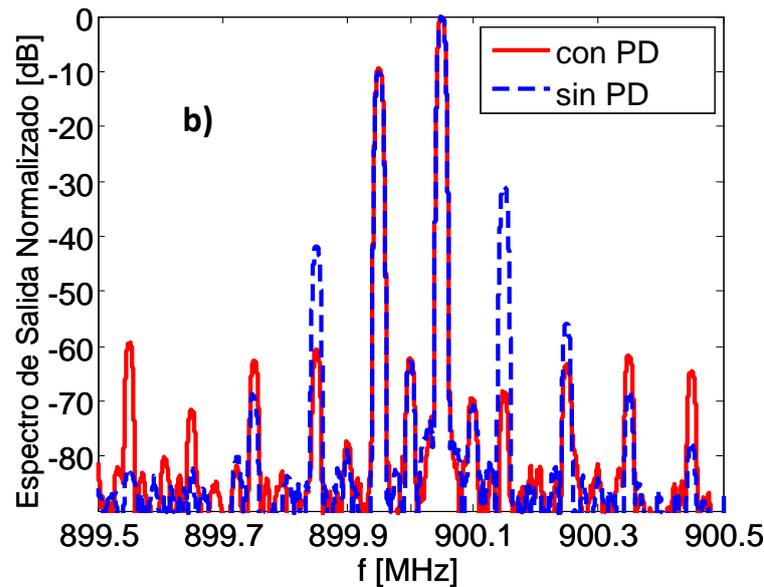


Figura III.24: Espectro de salida normalizado después de aplicar *hole punching* con $\alpha_{hp} = 0.5$ para: a) $\Delta f = 1$ kHz, b) $\Delta f = 100$ kHz.

Las diferencias se hacen mucho más observables cuando se incrementa el factor α_{hp} , ya que la tensión de envolvente variará la mayor parte de su periodo en la zona alta de V_{dd} , donde la potencia disipada es mayor y los perfiles de AM van a ser mucho más dependientes de la temperatura (ver Figura III.20).

III.3.2.4 Efecto del autocalentamiento en la predistorsión de señales reales

Finalmente, el transmisor polar implementado en laboratorio fue excitado con una señal de comunicaciones real. Para evitar el impacto del feedthrough y al mismo tiempo cubrir las exigencias de ancho de banda del amplificador de envolvente utilizado, se escogió, como viene siendo habitual, una señal EDGE.

En la Figura III.25 se pueden comparar los espectros de potencia medidos de la señal con y sin predistorsión digital. La reducción en la distorsión de intermodulación es significativa, aunque se puede apreciar una pequeña distorsión residual aún después de la corrección. Cuando se compararon las señales medida y simulada en el dominio del tiempo, solo se apreciaron pequeñas diferencias entre las componentes de amplitud en las zonas de alta V_{dd} , relacionadas probablemente al impacto del autocalentamiento, el cual no se tuvo en cuenta durante el proceso de linealización. Aun así, el error cuadrático medio normalizado (NMSE) fue menor de -40 dB. Para otras señales, tales como WCDMA u OFDM, donde la envolvente pasa por cero y los valores picos son poco frecuentes, el impacto relativo de estos efectos de memoria será menos significativo. Además, un diseño optimizado de amplificadores de RF en términos de eficiencia minimizarían la potencia disipada, y de este modo, se reducirían los efectos observados.

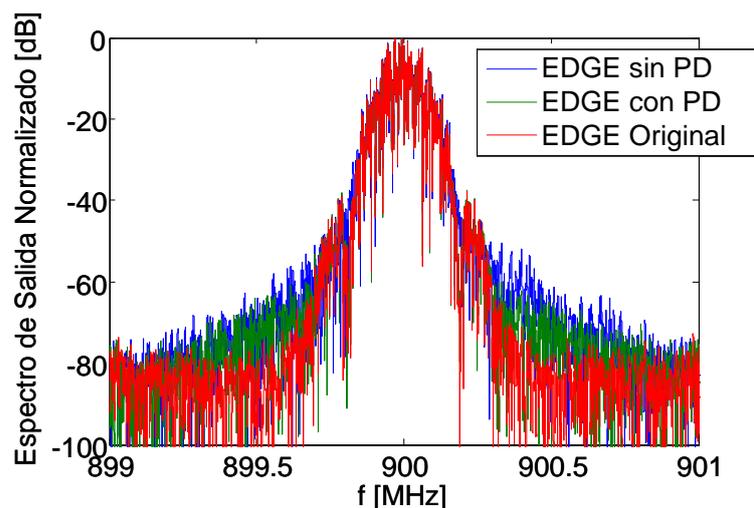


Figura III.25: Espectro de salida normalizado de una señal EDGE con y sin predistorsión digital.

III.4. Ecuación para la fuente de corriente

Los trabajos presentados en las secciones anteriores, fundamentalmente orientados a la caracterización de los dispositivos GaN HEMTs usados en arquitecturas EER, ET o híbridas, operando en amplificadores en modo conmutado, estuvieron motivados por la necesidad de mejorar los modelos actuales de los dispositivos en ese momento. Aunque en los últimos años ha habido importantes avances en el estudio de los modelos no lineales para GaN HEMTs, todavía existen problemas a la hora de reproducir de forma precisa sus características. Las muchas dificultades que conlleva generar ecuaciones matemáticas capaces de predecir el comportamiento del dispositivo en sus múltiples modos de operación y posibles puntos de polarización, ha hecho que una parte de los estudios actuales se hayan enfocado principalmente en modelos comportamentales, tipo caja negra, basado en medidas empíricas, como por ejemplo los basados en parámetros X o en medidas con LSNA.

La principal no linealidad que aparece en el modelo de circuito equivalente de un HEMT es la fuente de corriente controlada por la tensión puerta-fuente y la tensión drenador-fuente, aunque como se verá más adelante la utilización de otra tensión de control como la de puerta-drenador puede ser beneficiosa para la representación.

Al proponer un modelo empírico para el transistor se necesita implementar una ecuación que sea capaz de predecir su característica I/V, pero como se conoce, según el concepto de Volterra-Wiener, esta ecuación tiene también que predecir el comportamiento de los coeficientes del desarrollo de Taylor al menos hasta el orden n .

La ecuación (III-9), define los coeficientes de la expansión bidimensional de Taylor hasta el orden 3 para sistemas sin memoria alrededor de un punto de polarización $[V_{GS}, V_{DS}]$:

$$i_{DS}(v_{gs}, v_{ds}) = I_{DS} + G_m v_{ds} + G_{ds} v_{ds} + G_{m2} v_{gs}^2 + G_{md} v_{gs} v_{ds} + G_{d2} v_{gs}^2 + G_{m3} v_{gs}^3 + G_{m2d} v_{gs}^2 + G_{md2} v_{gs} v_{ds}^2 + G_{d3} v_{ds}^3$$

III-9

Donde $G_{mi} = \frac{1}{i!} \frac{\partial^i I_{ds}}{\partial v_{gs}^i} \Big|_{V_{gs}, V_{ds}}$ y $G_{di} = \frac{1}{i!} \frac{\partial^i I_{ds}}{\partial v_{ds}^i} \Big|_{V_{gs}, V_{ds}}$ son las derivadas más utilizadas para la descripción detallada de los fenómenos de distorsión [21].

III.4.1. Requerimientos necesarios para los modelos

La necesidad de reproducir la forma de las derivadas trae aparejado que no se pueda utilizar cualquier ecuación o técnica matemática a la hora de implementar un modelo. Existen inconvenientes típicos que podemos encontrar en las ecuaciones analíticas que describen las no linealidades, y que resultan en prestaciones bastante pobres para los propósitos de predicción de la distorsión de intermodulación [22]-[24]. Los más importantes serán abordados a continuación.

III.4.1.1 Efecto de la discontinuidad

Muchos de los primeros modelos [25]-[28], considerados como clásicos y que a pesar de sus imperfecciones dieron pie al desarrollo posterior del modelado de dispositivos, presentaban discontinuidades, es decir, se representaba la ecuación de la corriente por partes, 0 para valores menores de V_p y una expresión para valores iguales o mayores que este.

Las discontinuidades suelen predecir muy bien la característica I/V del FET, pero al calcular las derivadas, el salto en la transconductancia provoca un delta en la derivada de orden 2, y así las derivadas de orden superior presentarán un comportamiento que nada tiene que ver con los fenómenos que ocurren en la realidad. Es de suponer que si el diseño de nuestra aplicación trabaja en una zona cercana o que incluye el valor de pinch-off, los modelos discontinuos presentarán una predicción de la distorsión errónea [24].

III.4.1.2 Efecto del empleo de polinomios

La utilización de polinomios sería a primera vista una opción muy sencilla debido a las facilidades que brindan a la hora de ajustar las curvas. Utilizando regresión lineal es posible evitar optimizaciones y ajustes sumamente engorrosos desde el punto de vista computacional. Sin embargo, al analizar las derivadas es donde aparece el principal problema.

Cuando se derivan sucesivamente polinomios, cada orden es un grado menor, hasta llegar a una constante y a partir de ahí todas las derivadas sucesivas serán 0, algo claramente incompatible con la tendencia real de las derivadas que es a hacer trazados cada vez más complejos.

También, si para contrarrestar este problema se utilizan polinomios de alto orden, estos presentan variaciones a pequeña escala que son poco visibles en la característica I/V pero constituyen pequeños puntos de inflexión que provocan grandes variaciones en las derivadas. Además, la forma que toma la curva cuando nos movemos fuera del rango donde se realizaron las mediciones para el ajuste influye en la aparición de comportamientos espurios y soluciones sin significado físico.

III.4.1.3 Efecto de la tangente hiperbólica

La tangente hiperbólica ha sido ampliamente utilizada para representar la variación de la I_{ds} con V_{ds} , cosa bastante lógica al observar a simple vista el comportamiento de las curvas. El problema de esta función en la predicción de la distorsión radica en que la tangente hiperbólica presenta simetría impar, o lo que es lo mismo, es simétrica respecto al valor $V_{ds} = 0$ V, presentando un punto de inflexión en este valor. Un punto de este tipo significaría un máximo en la primera derivada y un cero en la segunda, algo que no se ajusta a los resultados experimentales obtenidos para G_{ds} y G_{d2} [29].

Todo esto hace muy difícil la reproducción de los modelos en la zona lineal, ya que, al introducirse términos en el argumento para ajustar la transición de la zona lineal a saturación, conocida como “codo”, generalmente se hace más complicada la reproducción de las derivadas.

La reproducción adecuada del comportamiento del dispositivo en el tercer cuadrante es además de gran importancia, tanto para describir la operación en amplificadores en modo conmutado, como en la reproducción de los modos de operación de los convertidores DC-DC resonantes, como se verá en las siguientes secciones. Dado que la tangente hiperbólica no reproduce correctamente la operación del transistor a tensiones V_{ds} negativas (a menos que se pase de un control de V_{gs} a uno de V_{gd}), sería de esperar una predicción errónea del funcionamiento de este tipo de aplicaciones y muchos problemas de convergencia.

III.4.2. Nueva ecuación para la fuente de corriente

A la hora de proponer un nuevo modelo para la fuente de corriente se comenzará siguiendo el procedimiento utilizado por Fager *et al.* [30] para LDMOS, teniendo en cuenta la similitud que presentan las derivadas con los HEMT. Este procedimiento fue retomado por Cabral en [31], para HEMT de GaN en aplicaciones lineales y constituyen precedentes para este trabajo.

El método consiste en dividir la característica I/V del dispositivo en diferentes regiones donde varía su comportamiento según los fenómenos físicos que van apareciendo a medida que se aumenta la excitación. Estas variaciones y transiciones no son tan pronunciadas en la característica I/V como, por ejemplo en la derivada de primer orden G_1 de la expresión aproximada de la serie de potencias descrita por Maas en [32]:

$$I_{out}(v_{in}) = I_{out,DC} + G_1 v_{in} + G_2 v_{in}^2 + G_3 v_{in}^3 + G_4 v_{in}^4 + G_5 v_{in}^5 + \dots + G_n v_{in}^n \quad \text{III-10}$$

donde sí se aprecian claramente cinco regiones. La Figura III.26 presenta las diferentes zonas donde se pueden analizar las transiciones tanto en la curva de corriente como en la derivada de primer orden G_1 .

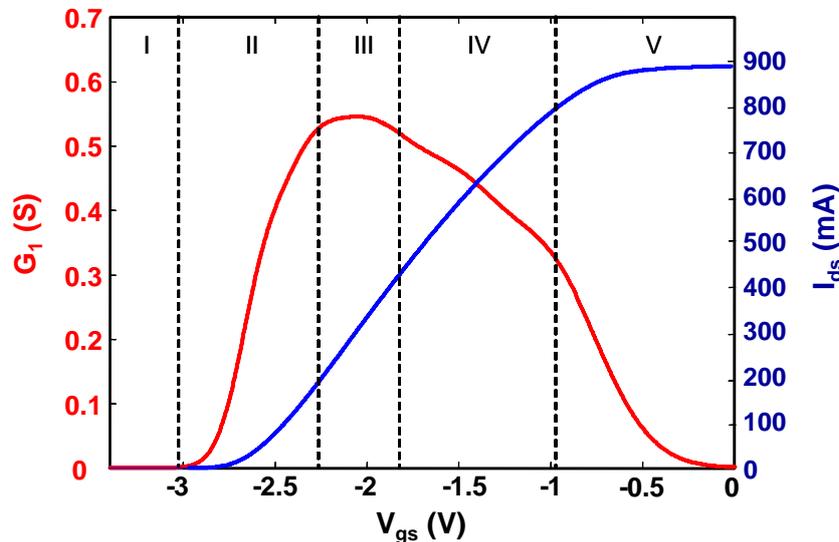


Figura III.26: Regiones de transición de la característica I/V de un HEMT de GaN de potencia y de su derivada de primer orden G_1 .

Estas regiones, como se ha dicho, tienen origen en los fenómenos físicos que ocurren durante la excursión de V_{gs} , por lo que según su causa pueden ser denominados de la siguiente forma:

- I. *Región subfrontera o subthreshold*: son todas las tensiones por debajo de la tensión de pinchoff donde la tensión negativa en puerta impide la conducción de corriente en drenador, $I_{ds} \approx 0$ A.
- II. *Región quasicuadrática*: Región donde la corriente comienza a aumentar de una forma cercana a la cuadrática, por lo que la derivada aumentaría de forma lineal.
- III. *Región lineal*: Región donde la corriente varía de forma cercana a la lineal y por lo tanto la G_1 permanece constante por un intervalo. En los HEMT este intervalo suele ser relativamente pequeño.
- IV. *Región de compresión*: Región donde la corriente comienza a saturar a un valor constante y la G_1 por lo tanto a disminuir. Es la compresión típica que presentan todos los dispositivos HEMT
- V. *Región de compresión abrupta*: Región donde la G_1 cae abruptamente a 0. Cuando se trabaja sobre una línea de carga, este fenómeno ocurre debido a que se ha rebasado el codo de la característica I_{ds} vs V_{ds} , y el transistor comienza a trabajar

en la “zona lineal” donde la corriente permanece prácticamente constante frente a variaciones en V_{gs} . Para el caso donde $R_L = 0$, esta compresión ocurre debido a que empieza a conducir el diodo de puerta.

Como se ha visto anteriormente es necesario encontrar una expresión analítica capaz de predecir estas transiciones pero que sea continua, debido a todos los problemas que, traen las discontinuidades. Esto se realiza introduciendo funciones intermedias continuas que incluyan parámetros que permitan el ajuste de la posición y la suavidad de las transiciones, y que normalmente transforman las tensiones de control en tensiones efectivas que caracterizan el impacto real sobre el perfil de corriente.

Para comenzar se fija el valor de pinchoff o threshold:

$$V_{gs1} = V_{gs} - V_t \quad \text{III-11}$$

Para la transición a saturación se utiliza muy frecuentemente la expresión:

$$V_{gs2} = V_{gs1} - \frac{1}{2} \left(V_{gs1} + \sqrt{(V_{gs1} - VK)^2 + \Delta^2} - \sqrt{VK^2 + \Delta^2} \right) \quad \text{III-12}$$

Que intenta reproducir una transición suave y controlada mediante una aproximación de la función valor absoluto $|x|$. El parámetro VK establece el punto donde debe comprimir mientras Δ que regula la suavidad de la transición.

Para la transición en el punto $V_{gs} = V_t$ se ha aprovechado otra aproximación a $|x|$, esta vez de naturaleza exponencial:

$$V_{gs3} = VST \log \left(1 + \exp \left(\frac{V_{gs2}}{VST} \right) \right) \quad \text{III-13}$$

El parámetro VST define la suavidad de la transición por pinch-off, y por ende tiene un gran impacto en las derivadas.

El objetivo principal de la ecuación que se propone es predecir la zona lineal eliminando la simetría impar que introduce el uso de la tangente hiperbólica, para esto se introduce como tensión de control en lugar del acostumbrado V_{ds} , la tensión $V_{gd} = V_{gs} - V_{ds}$, recurso que ya ha sido empleado anteriormente en [33]-[35]. A la tensión V_{gd} se le aplican las mismas transformaciones empleadas en V_{gs} .

Utilizando le ecuación introducida por Fager en [30] basada en el modelo de Statz [28] para caracterizar las zonas que hemos denominado cuasicuadrática y lineal obtendremos la ecuación definitiva para la fuente de corriente I_{ds} :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{gd}) = \beta \left(1 + \lambda (V_{gs} - V_{gd}) \right) \left(\left(\frac{V_{gs3}^2}{1 + \frac{V_{gs3}^{plin}}{VL} + \frac{V_{gs3}^{psat}}{VS}} \right) - \left(\frac{V_{gd3}^2}{1 + \frac{V_{gd3}^{plin}}{VL} + \frac{V_{gd3}^{psat}}{VS}} \right) \right) \quad \text{III-14}$$

En la ecuación III-14, V_L y V_S definen aproximadamente los intervalos de las regiones, λ la pendiente en la región de saturación y β es un factor de escala, p_{lin} y p_{sat} son parámetros que regulan la forma de la zona cuadrática, lineal y de compresión.

Aunque el modelo está pensado para que la mayor cantidad de parámetros sean extraídos a partir de medidas lo más sencilla posibles (analizando las transiciones), se ha realizado un ajuste por optimización de la ecuación buscando una convergencia más fina.

La mejora del comportamiento de la ecuación propuesta con respecto a la evolución de I_{DS} para V_{DS} negativas y en la zona lineal, se observa claramente en la Figura III.27 y en la Figura III.28.

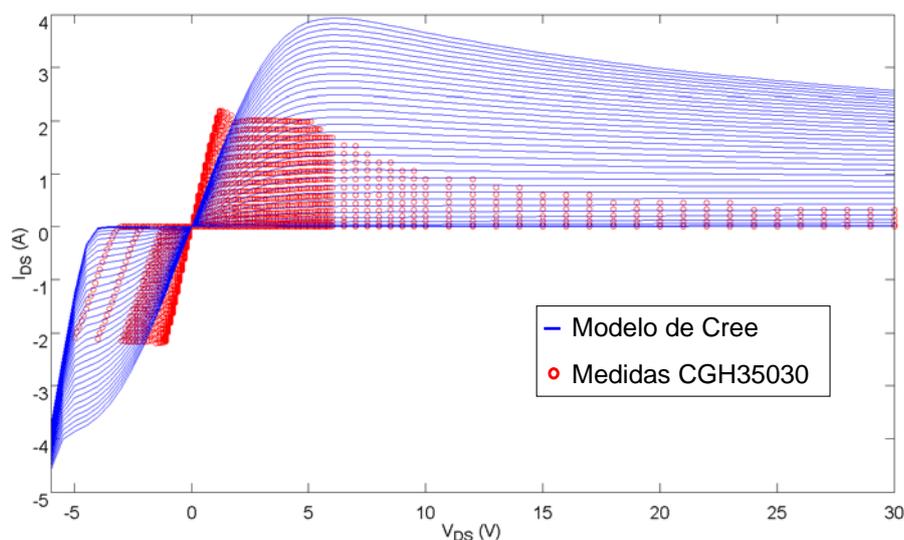


Figura III.27: Comparación entre las curvas I/V del modelo no lineal suministrado por Cree con medidas de DC realizadas al transistor CGH35030.

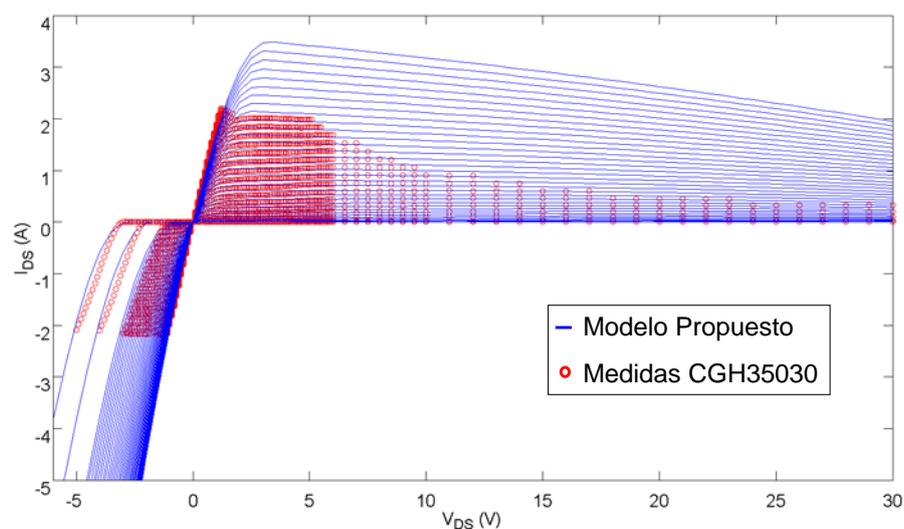


Figura III.28: Comparación entre las curvas I/V del modelo propuesto con medidas de DC realizadas al transistor CGH35030.

Por ejemplo, en la Figura III.27 se puede ver una comparación entre medidas I/V en régimen de DC del transistor GaN HEMT CGH35030, comparadas con simulaciones en AWR de una versión del modelo suministrado por el fabricante. Se puede ver claramente como este modelo, basado también en el modelo Statz-Fager, no es capaz de reproducir el comportamiento de las curvas I_{DS} vs V_{DS} en la parte negativa. También se puede observar como tampoco hay una buena coincidencia en la zona lineal.

Por otro lado, la Figura III.28 muestra como el modelo propuesto reproduce con bastante exactitud tanto la parte negativa como la zona lineal en la parte positiva de la V_{DS} .

A modo de validación, el modelo también se ha ajustado a medidas pulsadas de un transistor CGH35015, del mismo fabricante (Cree), como se puede observar en la Figura III.29. Las medidas pulsadas permiten comparar el comportamiento de la ecuación en zonas de operación donde las medidas en DC destruirían el dispositivo debido a la potencia disipada. En este caso se realizaron las medidas a partir de tensiones de reposo $V_{DS} = 28$ V y $V_{GS} = -2.8$ V, lográndose también (después de optimizar los parámetros) una buena predicción tanto en la zona lineal como en la zona de saturación.

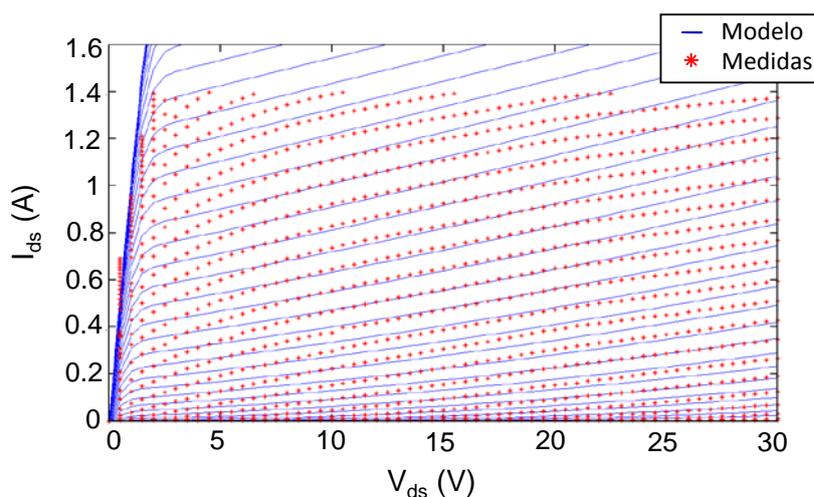


Figura III.29: Comparación entre el modelo y medidas pulsadas del transistor CGH35015 de Cree.

Aunque desafortunadamente este estudio no incluye las medidas de derivadas necesarias para el completo análisis del modelo no lineal, se han calculado en simulación con el objetivo de apreciar posibles efectos extraños o inconsistencias, sobre todo en la reproducción de los procesos de distorsión de intermodulación de tercer orden [29]. La Figura III.30 presenta los resultados de las derivadas obtenidas de simulaciones (derivadas numéricas) del modelo a una V_{DS} constante de 28 V.

Además de lograr una buena reproducción de las derivadas y, por lo tanto, predecir de forma mucho más fiable el comportamiento no lineal del transistor en aplicaciones de gran interés como los amplificadores de potencia, este tipo de modelos presenta un valor

añadido a la hora de simular y diseñar los convertidores y rectificadores clase E síncronos que se explicarán en el capítulo siguiente, ya que los mismos alcanzan en su operación el tercer cuadrante, por lo que son imposibles de modelar utilizando modelos con simetría impar. Cabe destacar que en los últimos años han aparecido soluciones de este tipo, [36] y [37], también orientadas a la mejora de la predicción de rectificadores y convertidores.

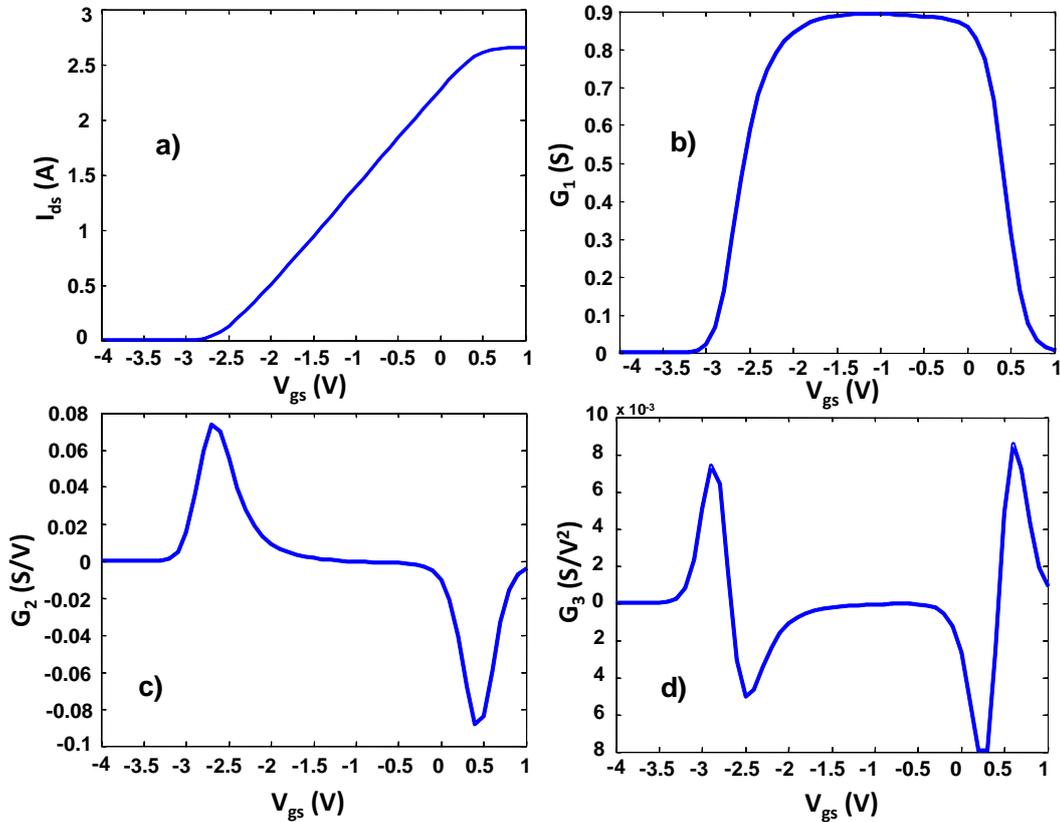


Figura III.30: Derivadas obtenidas del modelo para $V_{Ds} = 28$ V

En resumen, los estudios, caracterizaciones y metodologías de diseño expuestas en este capítulo han ayudado a entender los fenómenos que se dan en los dispositivos cuando se utilizan en arquitecturas altamente eficientes. Un mayor entendimiento de las tecnologías basadas en nitruro de galio ha servido de punto de partida para el diseño de arquitecturas más complejas, como se verá más adelante.

III.5. Referencias

- [1]. P. Lavrador, T. R. Cunha, P. Cabral, and J. C. Pedro, "The Linearity-Efficiency Compromise," *IEEE Microwave Mag.*, vol. 11, no. 5, pp. 44-58, Aug. 2010.
- [2]. S. C. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*, Artech House, 2002.

- [3]. N. O. 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. 10, no. 3, Jun. 1975.
- [4]. J. A. García, L. Cabria, R. Marante, M. N. Ruiz, "Informe Proyecto Manga", *Universidad de Cantabria*, Feb. 2011.
- [5]. F.H. Raab, "High-efficiency linear amplification by dynamic load modulation," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 2003.
- [6]. N. D. Lopez, J. Hoversten, M. Poulton and Z. Popovic , "A 65-W high-efficiency UHF GaN power amplifier", *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2008.
- [7]. 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, 2011.
- [8]. 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.*, 2009.
- [9]. J. de Cos, A. Suarez, J.A. Garcia, "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]. T. B. Mader and Z. B. Popovic, "The Transmission-Line High-Efficiency Class-E Amplifier," *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, vol. 5, no. 9, pp. 290-292, Sept. 1995.
- [11]. Y. Qin, S. Gao, P. Butterworth, E. Korolkiewicz and A. Sambell, "Improved design technique of a broadband class-E power amplifier at 2 GHz", *Eur. Microw. Conf.*, 2005.
- [12]. H. G. Bae, R. Negra, S. Boumaiza and F. M. Ghannouchi, "High-efficiency GaN class-E power amplifier with compact harmonic-suppression network", *Eur. Microw. Conf.*, 2007.
- [13]. M. P. van der Heijden, M. Acar and J. S. Vromans , "A compact 12-watt high-efficiency 2.1-2.7 GHz class-E GaN HEMT power amplifier for base stations", *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2009.
- [14]. R. Negra, T.D. Chu, M. Helaoui, S. Boumaiza, G.M. Hegazi, F.M. Ghannouchi, "Switch-based GaN HEMT model suitable for highly-efficient RF power amplifier design," *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, pp.795, 798, 3-8 June 2007.

- [15]. J. C. Pedro, J. A. Garcia and P. M. Cabral, "Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol.55, no. 12, pp. 2757-2765, Dec. 2007.
- [16]. T. B. Mader, E. W. Bryerton, M. Markovic, M. Forman and Z. Popovic, "Switched-mode high-efficiency microwave power amplifiers in a free-space power-combiner array", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 46, no. 10, pp.1391 -1398, 1998.
- [17]. J. A. Garcia, B. Bedia, R. Merlín, P. Cabral, J. C. Pedro, "Characterizing the V_{dd} -to-AM Nonlinearities in a GaN HEMT Class E Power Amplifier," *Int. Symp. on Microwave and Optical Technology*, Rome, Dec. 2007.
- [18]. H. Fukui, "Thermal resistance of GaAs field-effect transistors," *International Electron Devices Meeting*, vol.26, 1980.
- [19]. J. Wang, A. Zhu, X. Zhu and T. Brazil, "Vector Hole Punching Technique for OFDM Signals using Circle-Tangent Shift and Unused Tones", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 57, no. 11, pp. 2682-2691, Nov. 2009.
- [20]. H. L. Krauss, C. W. Bostian, and F. H. Raab, *Solid State Radio Engineering*, J. Wiley & Sons, 1980.
- [21]. J. C. Pedro and J. Perez, "Accurate simulation of GaAs MESFET's intermodulation distortion using a new drain-source current model," *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, vol. 42, pp. 25-33, Jan. 1994.
- [22]. J. A. García, "Control de la Distorsión No Lineal de Intermodulación sobre Dispositivos MESFETs/HEMTs de AsGa," *Departamento de Ingeniería de Comunicaciones. vol. Disertación para PhD Santander*. Universidad de Cantabria, 2000.
- [23]. S. A. Maas, "Device Modeling for Mixer IM Analysis," *IEEE MTT-S WMC Nonlinear Measurements and Modeling Workshop*, 1997.
- [24]. J. C. Pedro, "Técnicas de Linearização de Amplificadores de Potência em Microondas," in *Dissertação de Doutorado*: Universidade de Aveiro, 1993.
- [25]. W. Curtice, "A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuit" *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, vol. 28, pp. 448-456, May 1980.
- [26]. J. M. Golio, *Microwave MESFETs and HEMTs*. Artech House, 1991.
- [27]. T. Kacprzak and A. Materka, "Compact DC Model of GaAs FET's for Large-Signal Computer Calculation," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 18, pp. 211-213, Apr. 1983.

- [28]. H. Statz, P. Newman, I. W. Smith, R. A. Pucel, and H. A. Haus, "GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 34, pp. 160-169, Feb. 1987.
- [29]. J. C. Pedro and M. Ruiz, "Complete Characterization of MESFET's Linear and Saturated Regions for Intermodulation Analysis" *X Simposium Nacional URSI*, Spain, 1995.
- [30]. 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.
- [31]. 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.
- [32]. S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, 2 ed. Norwood, 2003.
- [33]. J. A. García, M. L. d. l. Fuente, N. B. Carvalho, A. Mediavilla, and A. Tazón, "Resistive FET Mixer Conversion Loss and IMD Optimization by Selective Drain Bias," *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, vol. 47, pp. 2382-2392, Dec. 1999.
- [34]. D. R. Webster, A. E. Parker, M. T. Hutabarat, D. G. Haigh, and J. G. Rathmell, "Modifying the Parker Skellern MESFET SPICE Model to have Continuous Derivatives at Zero Drain Bias," *IEEE International Workshop on High Electron Devices for Microwaves and Optoelectronic Applications*, 1998.
- [35]. 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 Trans Microwave Theory Tech*, vol. 48, pp. 15-22, Jan. 2000.
- [36]. 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.
- [37]. M.N. Ruiz and J.A. Garcia, "An E-pHEMT Self-biased and Self-synchronous Class E Rectifier," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.* Tampa, June 2014.

Capítulo IV: Transmisores Clase E³

En los capítulos anteriores se ha estudiado y caracterizado el comportamiento de transistores GaN HEMT, buscando predecir su comportamiento cuando son utilizados en arquitecturas de transmisión altamente eficiente. A continuación, se abordará el diseño de circuitos y arquitecturas de transmisión basados en estos dispositivos, poniendo especial énfasis en convertidores DC-DC operando como moduladores de envolvente en arquitecturas EER-Kahn, Envelope Tracking e híbridas (ET/EER).

IV.1. Modulador de Envolvente. Introducción a los convertidores DC-DC

En las arquitecturas de control de la polarización estudiadas previamente, 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 convertidores DC-DC de banda ancha, lo que se ha convertido en uno de los retos tecnológicos más importantes durante los últimos años en el campo de los transmisores inalámbricos.

IV.1.1. Convertidores DC-DC

Desde el mismo descubrimiento de la electricidad, los procesos de transformación de energía han jugado un papel muy importante en los sistemas de alimentación que están presente en prácticamente todos los equipos electrónicos, siendo la electrónica de potencia la rama que estudia este tipo de mecanismos. 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 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 [1].

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) [2], este necesitaría 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, en el mejor de los casos, de pocas centenas de kHz.

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*) [3] o de realimentación [4], logrando elevados valores de eficiencia con señales de hasta 20 MHz de ancho de banda.

Con el fin de mejorar prestaciones de ancho de banda, ya en la década de los 80s [5] se propusieron técnicas para conmutar los convertidores a frecuencias cada vez más altas. 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 [1].

El esquema general de un convertidor resonante se puede observar en la Figura IV.1, 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 IV.1: Diagrama de bloques de un convertidor DC-DC resonante.

Durante los últimos años han surgido distintas soluciones en las bandas de HF y VHF [6], basadas en topologías clase E² (la cual se detallará a continuación) o, también en clase Φ_2 [7] (que emplean MOSFETs operando en condición ZVS). Sin embargo, como se podrá ver en la tabla del estado del arte en la sección de conclusiones, no existen muchas soluciones a frecuencias más altas, debido principalmente a la falta de disponibilidad de los transistores de potencia y diodos Schottky adecuados. Por esta razón, es que en este capítulo se presentarán varias implementaciones de este tipo de convertidores basados en transistores GaN HEMT de RF, buscando alcanzar anchos de banda y capacidad de potencia cercanos al estado del arte.

IV.1.2. Convertidores clase E²

El convertidor clase E² fue propuesto por primera vez por M.K. Kazimierczuk y J. Jozwik en 1989 [5], donde lo definen con un esquema de bloques como el de la Figura IV.1, utilizando inversores y rectificadores clase E. Estudios anteriores [8], [9] habían implementado el convertidor resonante con un rectificador convencional, en lugar de uno Clase E, obteniendo niveles algo inferiores de eficiencia. En otro artículo posterior [10] ya presentaba el convertidor clase E² con una estructura clase E simétrica como la que se muestra en la Figura IV.2, (tomada del original [10]).

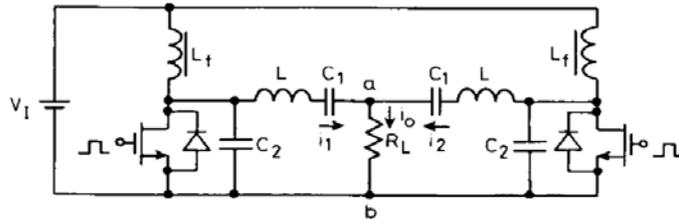


Figura IV.2: Circuito del convertidor resonante DC-DC presentado por M. K. Kazimierczuk.

Comparándolo con el circuito del amplificador Clase E de Sokal [11], se distinguen la parte correspondiente al amplificador que funciona como inversor, y de manera simétrica, la del rectificador, en este caso de tipo síncrono o activo (a transistores).

Este tipo de convertidor se basa en el principio de *dualidad con inversión en el dominio del tiempo* o *time reversal duality* (TDR por sus siglas en inglés) descrita en [12], que plantea una relación entre dos redes N y $N\#$, tal que las formas de onda en N , son la versión inversa en el tiempo de las de $N\#$ y viceversa. Por ejemplo, si la forma de onda de tensión de la red N es $v(t)$, la de $N\#$ es $v(-t)$, por lo que tendrían la misma forma pero serían simétricas con respecto al eje $t = 0$. En el análisis de [12] se demuestra que, para el esquema general de un convertidor DC-DC resonante como el de la Figura IV.1, si tanto el inversor como el rectificador están basados en un conmutador activo de la misma naturaleza, las funciones de control de estos conmutadores cumplirían con la condición TDR y por lo tanto sus formas de onda serían inversas en el dominio del tiempo.

Siguiendo este razonamiento, en la Figura IV.3, se muestra el esquemático de un inversor clase E, simulando al de la Figura II.12a), el rectificador clase E obtenido de aplicar la dualidad con inversión temporal, y finalmente la integración de ambos en un convertidor DC-DC doble clase E, donde se han sustituido los diodos y conmutadores activos de [12] por FETs.

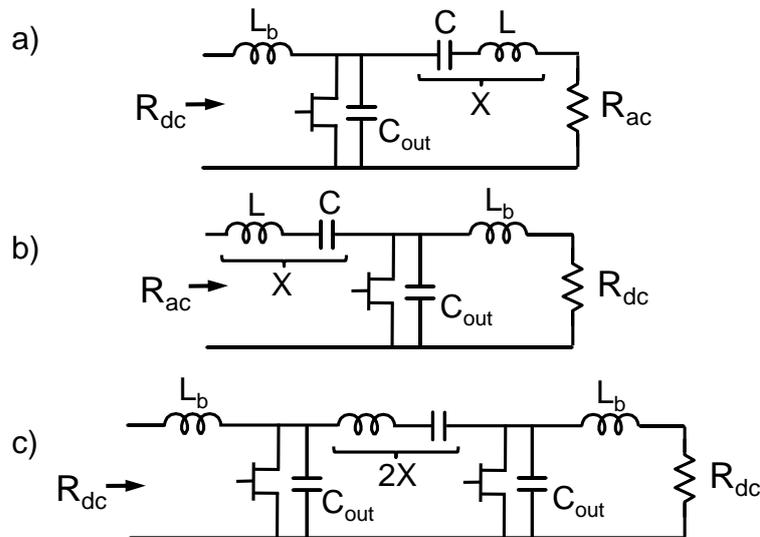


Figura IV.3: (a) Inversor Clase E. (b) Rectificador clase E (c) Circuito básico del convertidor resonante clase E² DC-DC.

En la Figura IV.3a), el circuito visto por la fuente de alimentación se comporta como es una carga R_{dc} , que en condiciones óptimas se calcula según [13]:

$$R_{dc} = \frac{1}{\pi\omega C_{out}} \quad \text{IV-1}$$

mientras que en el rectificador (Figura IV.3 b) el circuito es invertido y cargado con dicho valor, ofreciendo una impedancia de entrada igual a la R_{ac} óptima para un clase E, dada por :

$$R_{ac} = \frac{0.1836}{\omega C_{out}} \quad \text{siempre que} \quad X = \frac{0.2116}{\omega C_{out}} \quad \text{IV-2}$$

Gracias a la simetría de la topología, el rectificador ofrece al inversor la carga deseada y viceversa. De este modo, la impedancia óptima de la red de adaptación, entre el inversor y el rectificador que componen el convertidor, al fundamental sería:

$$Z_d(f) = R + 2 \cdot \left[j \cdot \omega_s \cdot L - \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C} \right] = \frac{0.1836}{\omega_s \cdot C_s} + j \cdot \frac{0.4232}{\omega_s \cdot C_s} \quad \text{IV-3}$$

El circuito de la Figura IV.3 fue simulado con el software AWR. En la Figura IV.4 se observan las formas de onda tanto del rectificador como del inversor, donde se corrobora el cumplimiento de la condición TDR, ya que son versiones invertidas en el tiempo las unas de las otras. De este modo, durante la operación del convertidor, cuando el transistor del inversor está en modo ON, el del rectificador estará en modo OFF y viceversa, cumpliendo siempre la condición ZVS y ZVDS típica de un clase E.

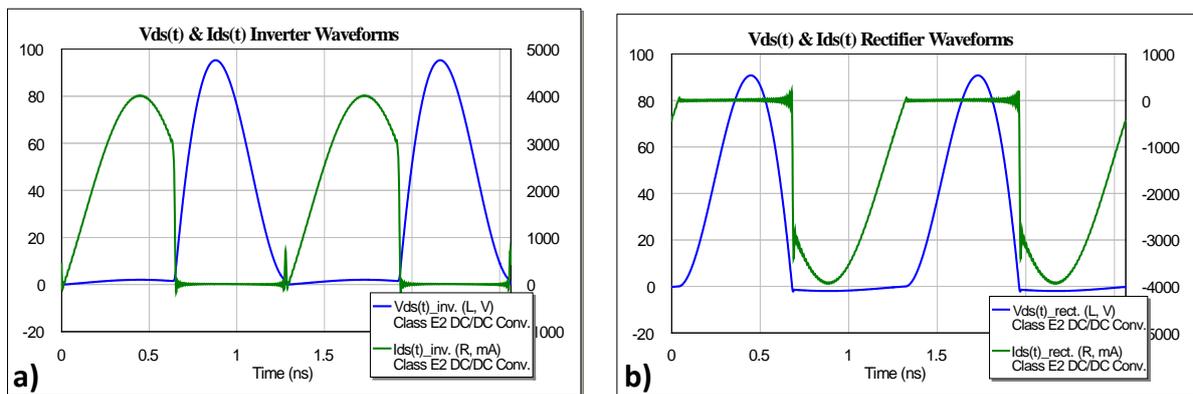


Figura IV.4: Formas de onda de la tensión y la corriente de drenador de a) inversor y b) rectificador, obtenidas en simulación.

Un dato curioso es que, en modo ON, el transistor del rectificador (Figura IV.4 b) opera en el tercer cuadrante de su característica I/V, para así brindar la corriente necesaria a la carga de DC durante este intervalo. De ahí la importancia de contar con modelos que sean capaces de reproducir esta zona, como es el caso del propuesto en la sección III.4.2.

IV.1.3. Rectificador Clase E

Con el fin de investigar experimentalmente la capacidad de invertir la conversión de energía de RF a DC utilizando una topología clase E, se implementó un rectificador a partir del amplificador de 770 MHz presentado en la sección III.1.

En la Figura IV.5, se puede apreciar el diagrama de bloques del rectificador, donde la señal de RF, en este caso, es aplicada al terminal de drenador. En este punto, un acoplador toma una muestra de la señal y que es aplicada al terminal de puerta después de pasar por un desfasador. El acoplador tiene un factor de acoplamiento del orden de la ganancia del amplificador, con el objetivo de inyectar suficiente potencia de señal a la entrada para alcanzar el modo conmutado de operación, característico de un clase E. El desfasador asegura que la señal muestreada RF_{FB} llegue sincronizada en fase con la RF_{IN} a la entrada del amplificador, mientras que la tensión de salida V_{OUT} se recupera a través de la red de polarización de drenador.

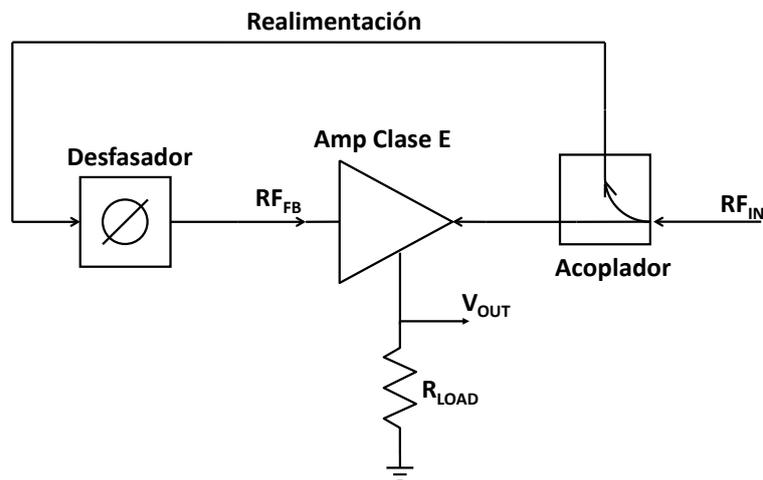


Figura IV.5: Diagrama de bloques del rectificador clase E.

Con el objetivo de estudiar el comportamiento del rectificador para diferentes valores fase y de resistencia de carga se realizaron las caracterizaciones de las Figura IV.6. y IV.7. En ellas se muestran los perfiles para dos valores de carga y el valor de fase fijo en el generador conectado al rectificador (no se representa el desfase entre las señales). Uno de los valores escogidos ha sido el de $R_{dc} = 38 \Omega$ del amplificador, operando en su punto de máxima eficiencia (el valor 37.7Ω se implementó con combinaciones de cargas de potencia de valor nominal igual a 10Ω y 50 W de capacidad de manejo de potencia). Además, se pudo apreciar un mejor comportamiento para un valor de R_{dc} cercano a 50Ω . Esto se debe, probablemente, a las características de la red multiarmónica implementada, ajustadas para valores reales de operación, un poco diferentes de los puntos óptimos teóricos. Sin embargo, este comportamiento a 50Ω es beneficioso, desde el punto de vista de simplificar el sistema de medidas, ya que permite utilizar atenuadores de RF en las medidas combinados con cargas coaxiales de baja potencia.

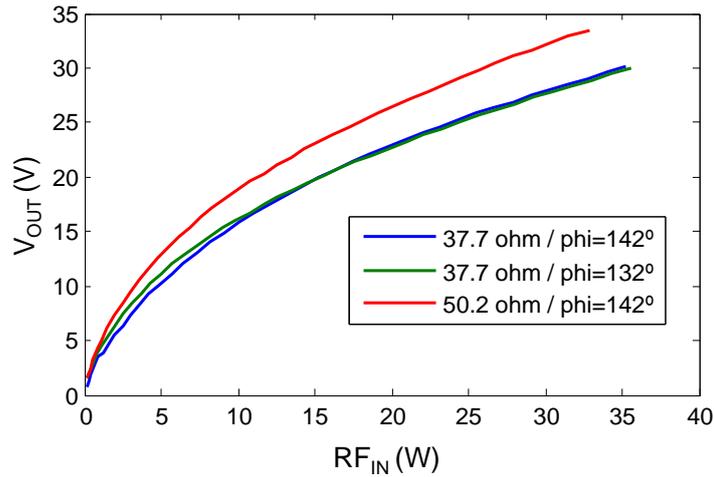


Figura IV.6: Perfiles de V_{out} vs RF_{IN} del rectificador clase E.

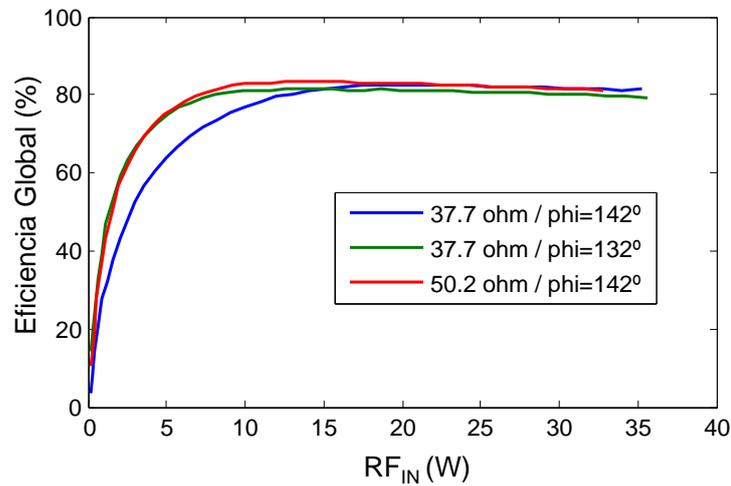


Figura IV.7: Perfiles de Eficiencia global vs potencia de RF de entrada del rectificador clase E.

En la Figura IV.6 se puede apreciar la capacidad de conversión RF-DC del rectificador, lográndose valores máximos cercanos a los 35 V. También se observa en la Figura IV.7 como la eficiencia se mantiene sobre el 80% para un amplio rango de potencias de entrada.

El sistema de medidas para estas caracterizaciones se puede ver en la Figura IV.8. En este caso se utilizaron dos generadores diferentes con el fin de alimentar, tanto el amplificador que hacía de rectificador, como el que operaba a modo de driver para alcanzar la potencia necesaria en la entrada de RF. Al estar los generadores sincronizados en fase a través de la señal de referencia de 10 MHz, se puede barrer fácilmente el desfase entre ellos para obtener los valores óptimos. Para medir la tensión de salida se utilizó un multímetro y, como se mencionó anteriormente, cargas de potencia de 10 Ω para establecer la R_{LOAD}.

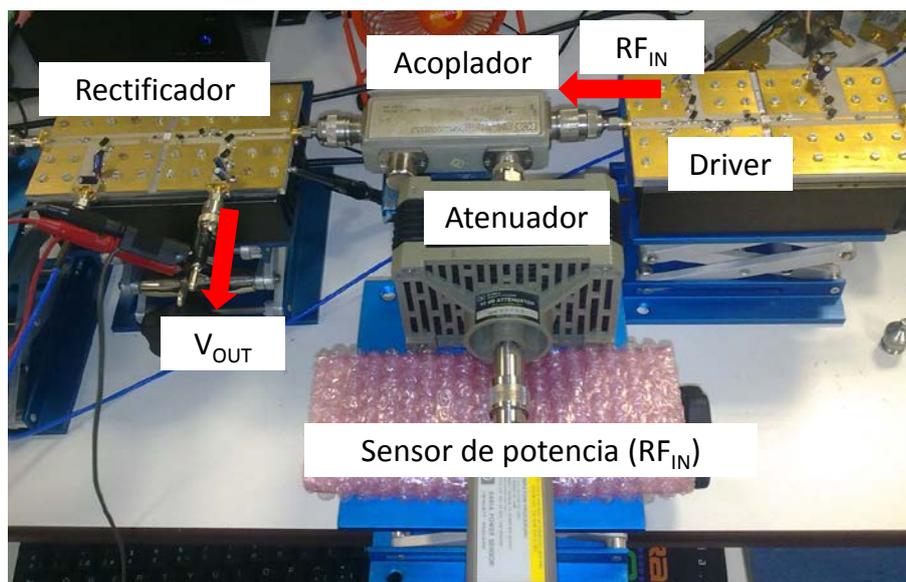


Figura IV.8: Sistema de medidas para caracterización del rectificador clase E

La caracterización del rectificador clase E, y la evaluación de su funcionamiento para diferentes cargas y fases de entrada, nos brinda datos muy importantes a la hora del diseño integrado del convertidor clase E² que se presentará a continuación.

IV.2. Implementación del convertidor clase E²

Teniendo en cuenta las topologías presentadas en las Figuras IV.2 y IV.3, así como los resultados medidos del rectificador clase E, el siguiente paso fue el de implementar un convertidor resonante DC/DC a 770 MHz, formado por dos ramas, una inversora y otra rectificadora, en las cuales se utilizaron redes de terminación multiarmónicas con elementos concentrados de alto factor de calidad (bobinas Coilcraft *Air Core Spring* y condensadores ATC 100B), para conseguir la condición de abierto deseada a los armónicos superiores, como muestra el esquemático de la Figura IV.9. Para simplificar la red de ajuste del desfase entre las ramas (el valor óptimo resultó ser cercano a los 90°), se utilizó un acoplador híbrido comercial de Anaren.

Para el diseño del convertidor se seleccionó el CGH35030, el mismo dispositivo GaN HEMT de Cree empleado en el diseño del amplificador Clase E de la sección III.1. A partir de la capacidad de salida equivalente del dispositivo ($C_{out} = 2.9 \text{ pF}$), extraída de los parámetros S a $V_{GS} = -3.5 \text{ V}$ y $V_{DS} = 28 \text{ V}$, se obtiene el valor de la impedancia óptima al fundamental, $Z_{dopt}(w) = 13.08 + j*15.08 \ \Omega$, que fue sintetizado mediante una red en π equivalente a la longitud de una línea de transmisión que interconecta el bloque inversor con el bloque rectificador.

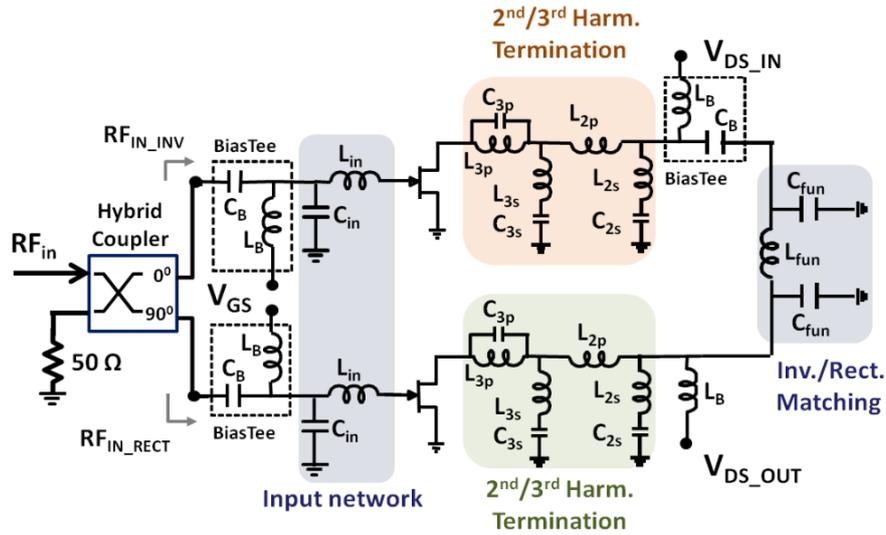


Figura IV.9: Esquemático simplificado del convertidor DC/DC a GaN HEMT

Bobina	L_{in}	L_{3p}	L_{3s}	L_{2s}	L_{fun}	L_B
Valor	3.85 nH	5.6 nH	2.5 nH	8 nH	5.6 nH	43 nH
Condensador	C_{in}	C_{3p}	C_{3s}	C_{2s}	C_{fun}	C_B
Valor	8.2 pF	0.5 pF	0.8 pF	0.6 pF	3 pF	82 pF

Tabla 7: Tabla de valores de los componentes utilizados en el convertidor DC-DC.

En la Figura IV.9 se muestra el convertidor diseñado que servirá de punto de partida para el estudio de su viabilidad en arquitecturas EER/ET. El acoplador híbrido de Anaren se colocó externamente en esta versión, siendo incluido ya posteriormente dentro del circuito, de cara a su integración en el transmisor completo.

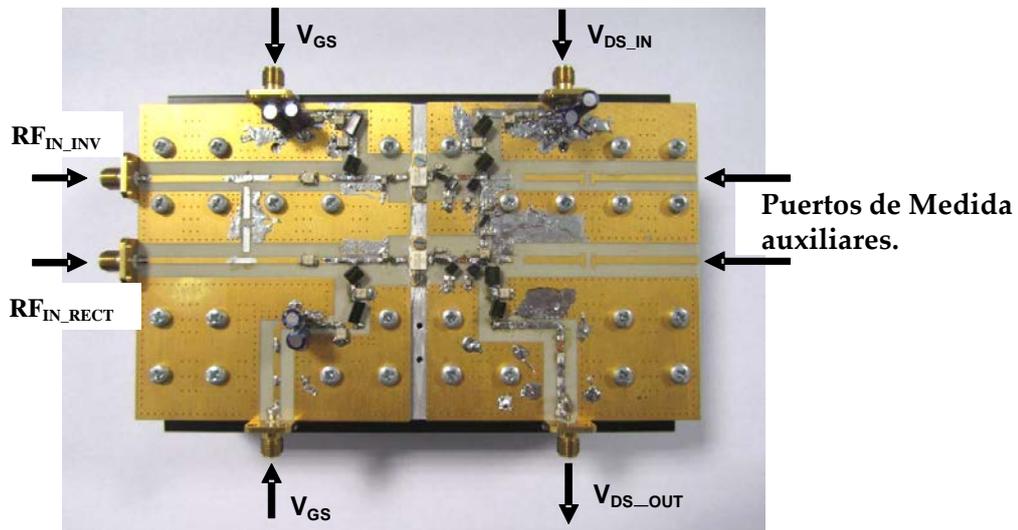


Figura IV.10: Fotografía del convertidor DC/DC a GaN HEMT implementado.

Este fue en su momento el primer convertidor resonante a GaN HEMT diseñado para operar en la banda de UHF, a una frecuencia un orden de magnitud superior a la existente hasta la fecha (Junio 2012).

IV.2.1. Caracterización del convertidor clase E²

El perfil del convertidor en función de la frecuencia de conmutación se puede ver en la Figura IV.11 para una tensión de entrada de 28 V y un rango desde 700 a 850 MHz.

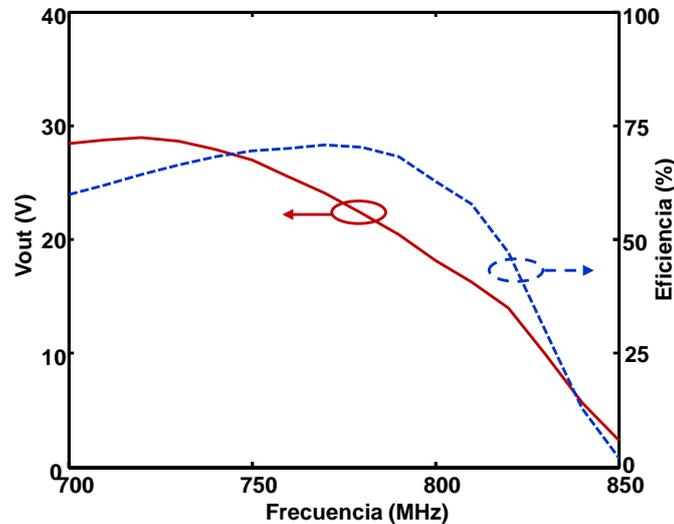


Figura IV.11: Evolución de la tensión de salida de DC (-) y la eficiencia (--) en función de la frecuencia de conmutación para $V_{DD} = 28$ V.

En estas condiciones, se midió un valor máximo de eficiencia del 72%, en el estado del arte para convertidores DC/DC de altas frecuencias. El ancho de banda para el cual la eficiencia disminuye en sólo un 10% con respecto al valor pico, se ha estimado en unos 90 MHz, aproximadamente el 11,5% de la frecuencia central de operación.

Teniendo en cuenta, que el máximo de eficiencia se obtuvo a 780 MHz, siendo esta una frecuencia ligeramente mayor a la empleada originalmente en el diseño, se decidió continuar con la caracterización del convertidor en estas condiciones de trabajo, debido a la mejora en el ancho de banda que sería posible conseguir al aumentar la frecuencia de conmutación del convertidor.

La Figura IV.12 muestra el perfil V_{out} vs V_{dd} (o lo que es lo mismo V_{DS_OUT} vs V_{DS_IN}) del convertidor. Para simplificar el sistema de medida, se utilizó una resistencia de carga de 50 Ω , valor por encima del óptimo teórico para un rectificador de esta clase, $R_{DC} = 1/(\pi \cdot \omega \cdot C_{out})$, para el que se obtuvieron muy buenos resultados en la caracterización del rectificador presentada en la sección IV.1.3. Se puede observar como la tensión de salida sigue a la tensión de entrada de un modo muy lineal, mientras que la eficiencia global se mantiene alta en un amplio rango de potencia. Dicha eficiencia se puede definir como $\eta_{ov} = P_{out_DC} / (P_{in_DC} + P_{in_RF})$, siendo P_{in_DC} y P_{out_DC} la potencia de entrada y de salida, respectivamente, mientras que el nivel de potencia de RF requerido para la excitación en puerta viene dado por el término P_{in_RF} .

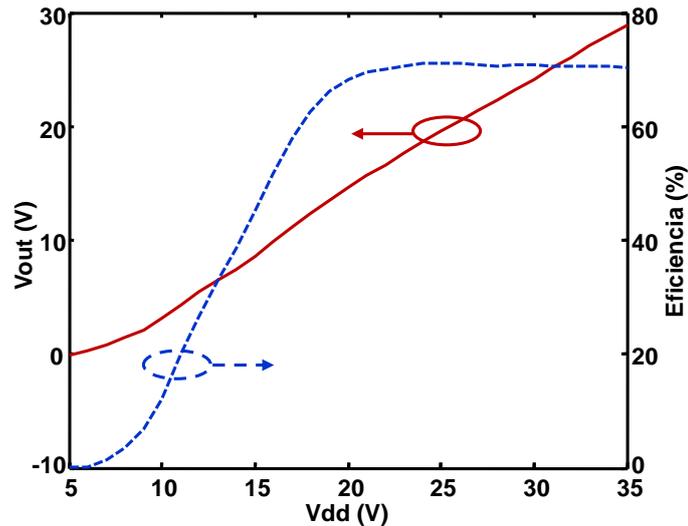


Figura IV.12: Evolución de la tensión de salida de DC (-) y la eficiencia (--) en función de la tensión de entrada de DC a $f_c = 780$ MHz.

A partir de estas caracterizaciones estáticas (el término estático se refiere a que las señales usadas para la excitación en puerta son señales de onda continua, sin modulación) se procedió a implementar sistemas de control de la tensión de salida utilizando diferentes mecanismos, de modo que, variando distintos parámetros de la señal de RF de entrada se pueda reproducir, de forma eficiente, la envolvente de una señal real de comunicaciones con variaciones rápidas de tensión. Para aprovechar al máximo las capacidades de eficiencia del rectificador y del inversor clase E, se decidió basar estas técnicas de control en el manejo de las puertas con señales de envolvente constante. De este modo, se seleccionaron tres mecanismos de control: a través de ráfagas de RF moduladas por ancho de pulso (PWM), utilizando la modulación en frecuencia (FM) y la de fase (a partir del desarrollo de un inversor basado en un amplificador Chireix-Outphasing), los cuales serán descritos a continuación.

IV.2.2. Control basado en PWM (Carrier Bursting)

Primeramente, se llevó a cabo el control de la tensión de salida utilizando una modulación PWM sobre la envolvente de la señal de excitación de puerta. De este modo, la frecuencia de conmutación y su ciclo útil óptimo, $DC = 0.5$, se mantienen fijos, asegurando las condiciones deseadas de conmutación con bajas pérdidas. Dado que no existirían pérdidas cuando el convertidor está en su estado de apagado o de no-excitación, también se podría conservar un valor apropiado de eficiencia a lo largo de un amplio rango de control.

Para evitar las limitaciones en ancho de banda de los generadores arbitrarios, se decidió implementar un modulador PWM analógico utilizando comparadores de muy alta velocidad. El diagrama de bloques y la fotografía de dicho modulador se puede observar en la Figura IV.13.

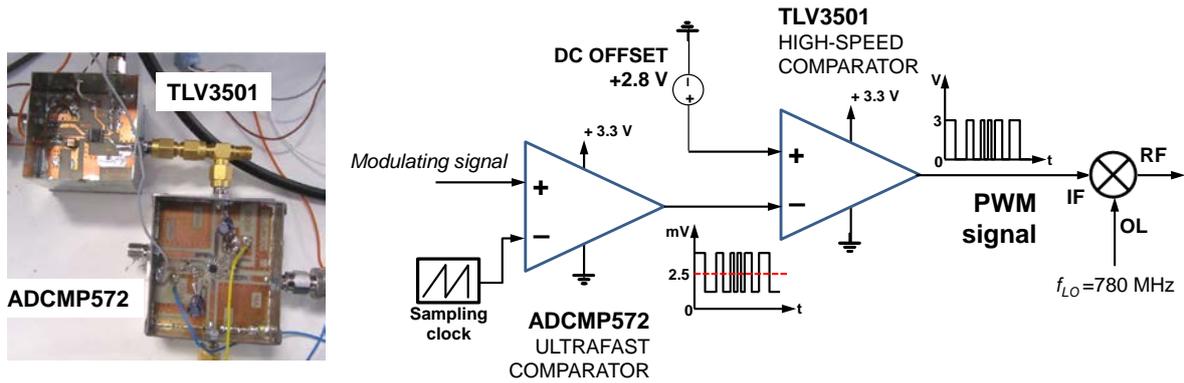


Figura IV.13: Modulador PWM analógico implementado para el control del convertidor.

El sistema de medidas de la caracterización del convertidor con el modulador PWM analógico se puede ver en la Figura IV.14.

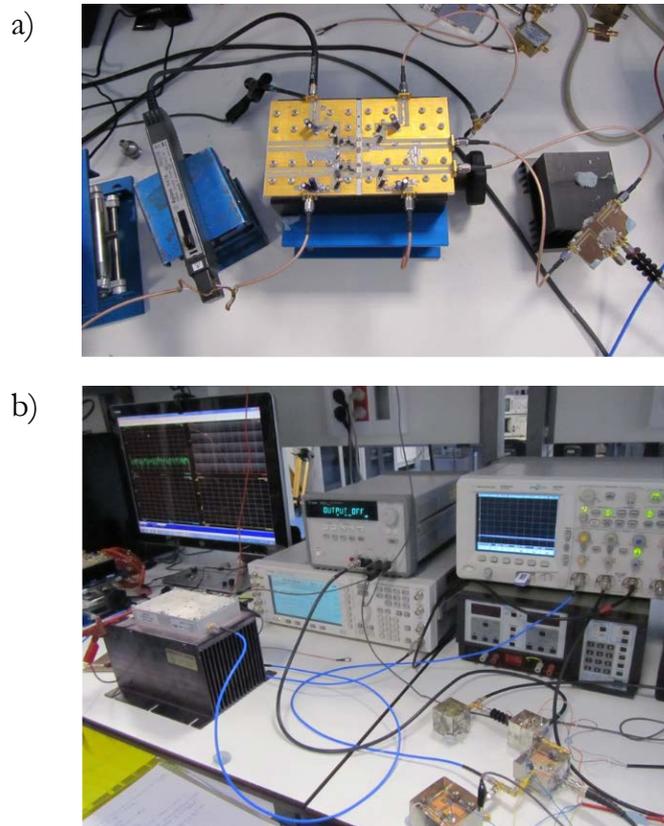


Figura IV.14: Implementación del sistema de medidas del convertidor controlado por PWM con detalles de a) convertidor y b) set-up implementado.

En la Figura IV.15 se representa la evolución de la tensión de salida de DC y de la eficiencia global respecto al ciclo de trabajo, para una frecuencia de repetición de los pulsos de 500 kHz (envolvente de la señal de conmutación a 780 MHz). En esta caracterización se consideró un filtro paso bajo de reconstrucción ideal, con el objetivo de evitar el posible efecto que un filtro real tendría sobre tal comportamiento.

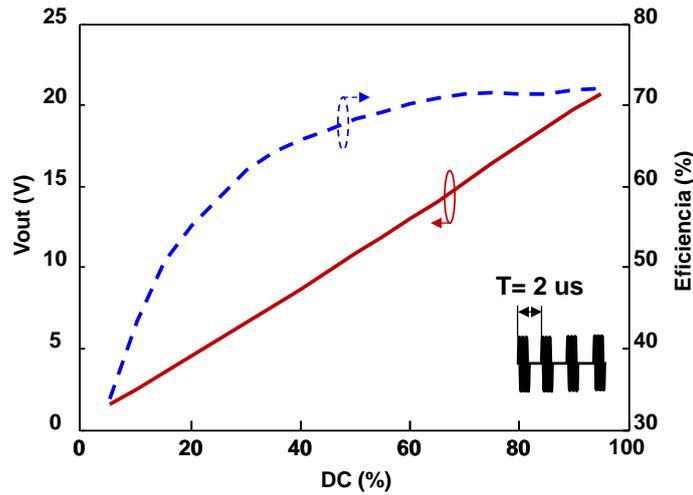


Figura IV.15: Perfiles de tensión de salida (-) y eficiencia (--), medidos frente al ciclo útil de la envolvente con $V_{DD} = 28 \text{ V}$ y $f = 780 \text{ MHz}$.

A continuación, se caracterizó la respuesta dinámica del convertidor, tanto en los regímenes de pequeña como de gran señal. Para estimar el ancho de banda de pequeña señal, se utilizó una *chirp* de bajo nivel, cuya frecuencia fue modificada de modo logarítmico entre 20 kHz y 20 MHz. Dicha señal se superpuso a una tensión de continua normalizada de 0.9 V, forzando a que el ciclo útil de la PWM variase entre 0.85 y 0.95. Además, se usó una referencia de reloj de 100 MHz para generar la modulación PWM y se incluyó en la salida un filtro paso bajo LC real, con una frecuencia de corte de 12 MHz. El ancho de banda a 3 dB medido fue de 11 MHz, tal y como puede verificarse en la Figura IV.16 estando este valor determinado por el ancho de banda del filtro empleado. Sería de esperar que una mejora en este último resultase en una respuesta algo más amplia del convertidor.

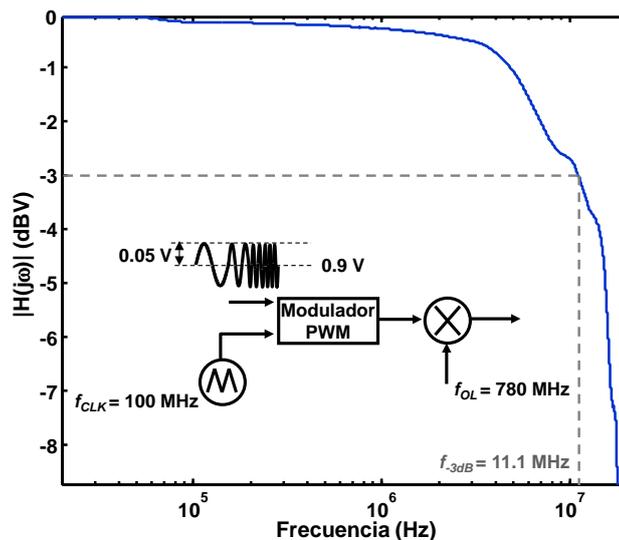


Figura IV.16: Medida de pequeña señal de la respuesta en frecuencia del convertidor. Se muestran además detalles de la implementación de la modulación PWM para el experimento propuesto.

Seguidamente, se utilizó un salto brusco de tensión o escalón como señal moduladora, imponiendo una transición rápida del ciclo de trabajo entre 0.05 y 0.95. Se estimó de este modo un *slew rate* de 630 V/ μ seg a partir de la excursión de la tensión de salida capturada con un osciloscopio de gran ancho de banda, representada en la Figura IV.17.

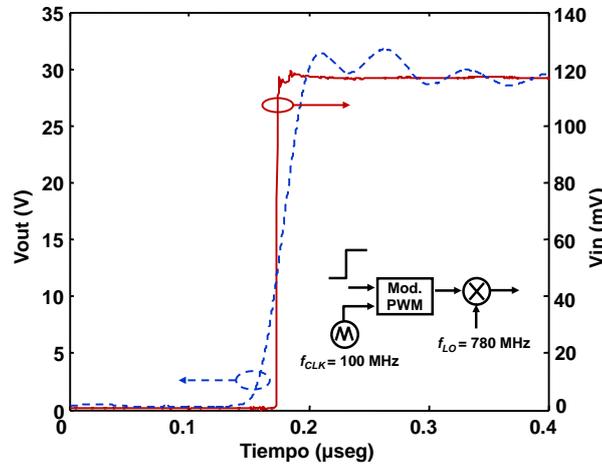


Figura IV.17: Excursión de las tensiones de entrada y salida, capturadas con un osciloscopio de gran ancho de banda (4 GHz). Se muestran también detalles de la implementación para la medida del *slew rate*.

Para poner a prueba la capacidad del convertidor resonante implementado en aplicaciones de alta velocidad, como en la reproducción de las fuertes variaciones en el tiempo de las envolventes de señal a manejar en las topologías actuales de transmisión inalámbrica, como en el caso de ET o de técnicas híbridas ET/EER, se utilizó una WCDMA recortada como señal moduladora en la PWM

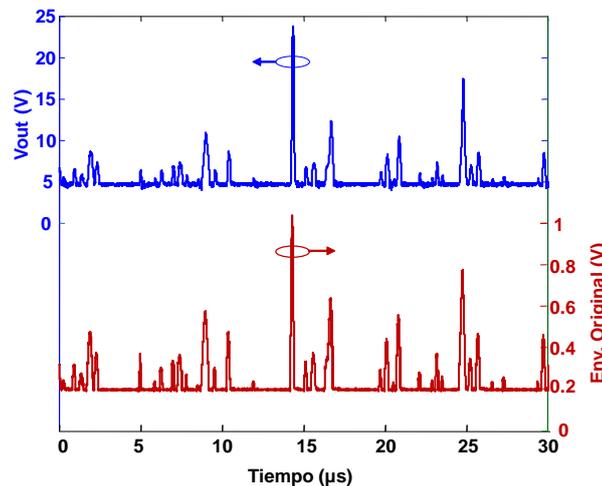


Figura IV.18: Envolventes de la señal WCDMA recortada enviada (-) y recuperada (-), comúnmente utilizadas en transmisores inalámbricos basados en técnicas ET o híbridas ET/EER.

Los efectos sobre la linealidad de la forma de onda de tensión recuperada, debidos al filtro de reconstrucción de 12 MHz así como a las no idealidades en la modulación y manipulación de la PWM, se manifestaron como una compresión de la excursión de la

envolvente. A excepción de esta compresión, la señal obtenida siguió correctamente las transiciones rápidas de la misma.

IV.2.2.1 Transmisor Polar Clase E³ utilizando Carrier Busting

En el Capítulo III se explicó el funcionamiento de la arquitectura polar, donde se pueden identificar fácilmente los bloques de la topología clase E³ propuesta en la Figura IV.19, que se utilizará para validar el rendimiento del convertidor E² controlado con la técnica de carrier busting. Además, se pueden apreciar los detalles de la implementación de las etapas de potencia del transmisor en la fotografía de la Figura IV.20.

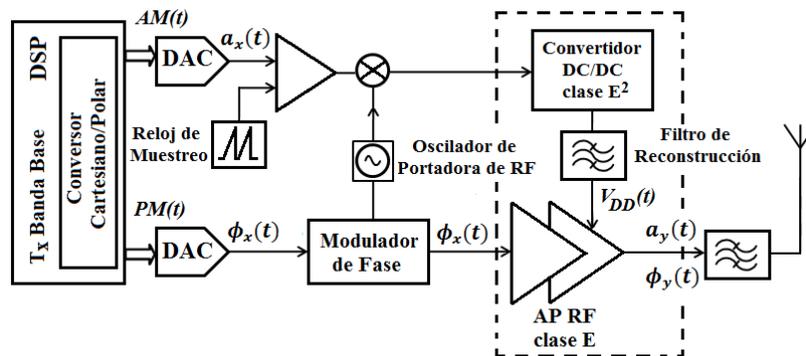


Figura IV.19: Diagrama de bloque del transmisor polar E³ propuesto.

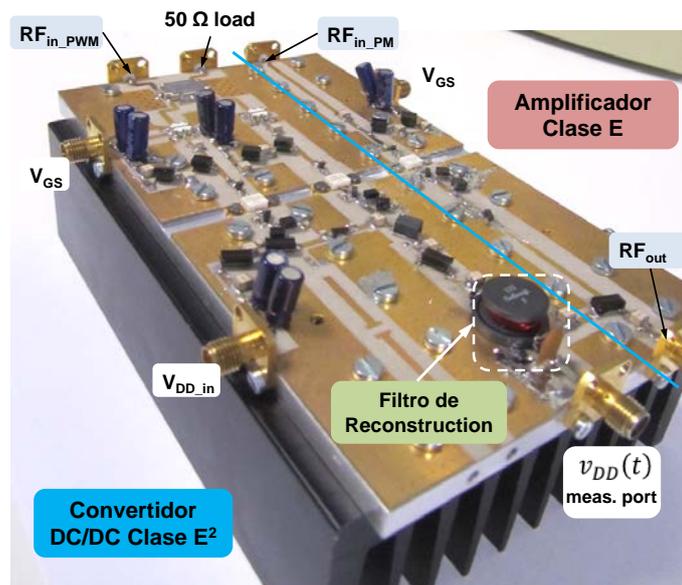


Figura IV.20: Detalles de implementación e integración de las etapas de potencia del transmisor (convertidor, filtro reconstructor y amplificador de RF).

La denominación clase E³ viene dada, evidentemente, por la combinación tres topologías clase E. En primer lugar está el convertidor DC-DC clase E² presentado en la sección anterior, que trabaja como un modulador de envolvente. Y en segundo lugar está el amplificador de RF basado en un circuito clase E, similar a los implementados para el inversor y el rectificador. En esta arquitectura, la componente AM de la señal $a_x(t)$, es modulada primero en PWM, y la señal resultante es usada para modular en doble banda lateral la frecuencia de portadora, de cara a excitar los terminales de puerta de los

transistores del convertidor. Como en cualquier transmisor polar, las etapas de amplificación de RF son excitadas por una señal de RF de envolvente constante, con fase $\phi_x(t)$.

Esta arquitectura de transmisor polar fue la primera con su cabezal (señalado con línea discontinua en la Figura IV.19) operando completamente en RF.

La utilización de un algoritmo sencillo de predistorsión digital, basado en look-up-tables (LUT) en banda base permitiría corregir las no idealidades de ambas ramas, y en especial los perfiles V_{dd} - AM y V_{dd} - PM de la etapa de modulación clase E de alto nivel.

Para la caracterización del transmisor se utilizaron dos generadores vectoriales de señal ESG4438C de Agilent Tech., capaces de ofrecer, por una de las ramas la señal de RF modulada en fase para excitar al amplificador, y por la otra la señal de RF modulada en ancho de pulso para excitar las dos etapas del convertidor. Debido sus limitaciones en ancho de banda (40 MHz) y en especial de frecuencia de muestreo (100 Ms/seg), se decidió utilizar una señal tipo EDGE para la caracterización de la plataforma. Siendo su ancho de banda de unos 200 kHz, se puede acomodar una frecuencia de conmutación para la PWM de 2 MHz, muy por debajo del límite en la frecuencia de muestreo. De este modo, la señal PWM a la salida del generador que excitaría al convertidor, tendría un ruido de cuantificación acorde a la máscara espectral.

Para implementar la predistorsión, se midieron las características V_{dd} -AM y V_{dd} -PM del amplificador de RF en modo estático, es decir, variando el valor de la tensión de drenador punto a punto a través de su respectiva fuente de alimentación y midiendo los parámetros S. Los resultados de esta caracterización se muestran en la Figura IV.21, donde se ha representado además la PAE y la función densidad de probabilidad (fdp) de la envolvente de la señal EDGE a predistorsionar. Se puede apreciar que la mayor parte de la variación de la envolvente coincide con la zona casi lineal de la característica de amplitud y una pequeña modulación de fase remanente. Aunque no se pudieron medir las formas de onda de la corriente y la tensión en estas condiciones, se podría haber apreciado un comportamiento cercano a las condiciones ZVS y ZVDS para las cuales fue diseñado.

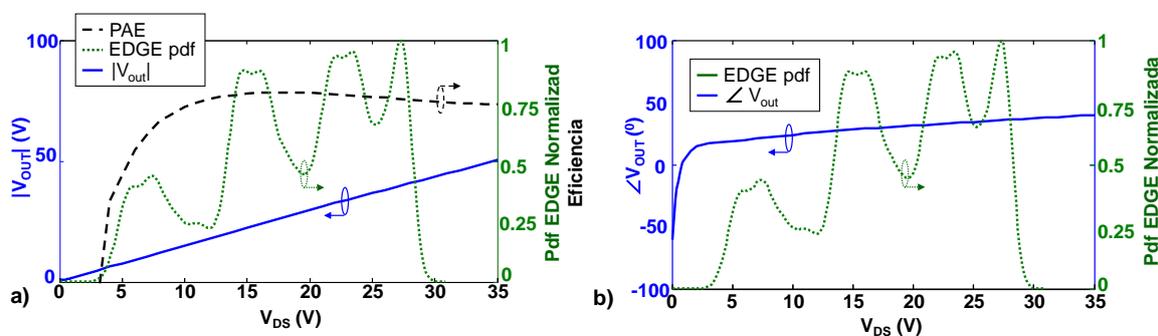


Figura IV.21: Características medidas de a) V_{DD} -AM junto a la PAE y la fdp EDGE normalizada y b) V_{DD} -PM junto a la fdp EDGE normalizada.

Teniendo en cuenta el perfil bastante lineal de la característica Ciclo Útil-AM obtenida para el convertidor E² en la Figura IV.15, no es necesario un esfuerzo considerable de predistorsión para la linealización del transmisor. También, como la mayor parte de los valores de envolvente se encuentran en una zona con una PAE sobre el 75%, se esperaría obtener una elevada eficiencia promedio.

En la Figura IV.22 está representada la notación del proceso seguido para realizar la predistorsión digital sin memoria basada en tablas LUT. La componente generada digitalmente $a_x(n)$ incluye las correcciones de la característica AM-AM incorporando el efecto introducido por la codificación PWM, la conversión DC-DC y la no linealidad V_{dd} -AM. Luego, la variación parásita de fase $\Delta\phi$ fue restada digitalmente de la componente deseada $\phi_y(n)$.

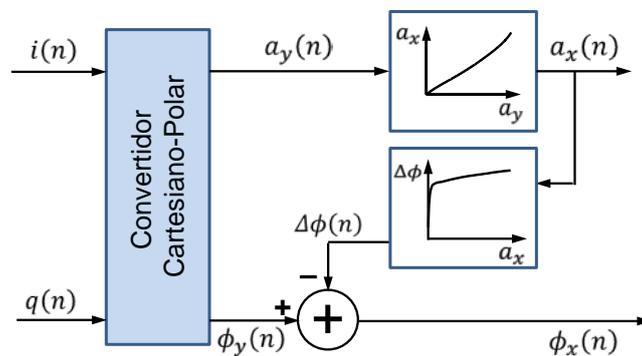


Figura IV.22: Diagrama de bloques de la predistorsión digital sin memoria utilizada.

Después de aplicar esta predistorsión a la señal EDGE se obtuvieron los espectros de la Figura IV.23, donde se comparan la señal EDGE original y la recuperada a la salida del transmisor polar, para una frecuencia de 770 MHz y tensión de drenador del inversor de 35 V. La tensión de salida máxima que se alcanza (en el convertidor) es de 28 V, la eficiencia y la PAE promedio alcanzan los valores de 46.33% y 43.61% respectivamente, los valores para el ACPR superior e inferior se encuentran por debajo de -60 dBc y la magnitud del vector error promedio (EVM por sus siglas en inglés) es 1.39%. El valor de eficiencia promedio una vez que se predistorsiona la señal, se mantiene en torno al 45%.

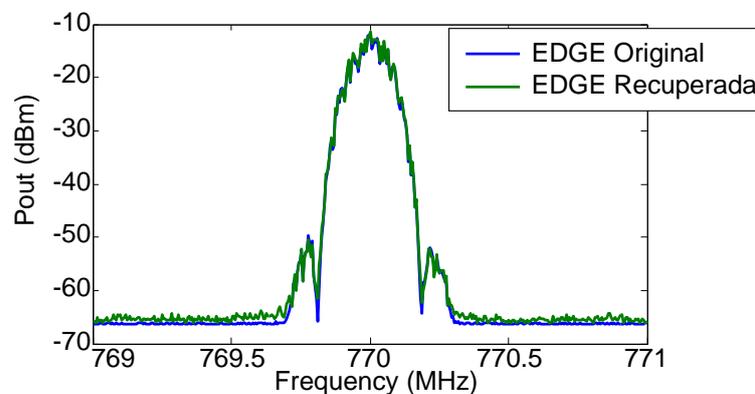


Figura IV.23: Espectro de la señal EDGE original (con predistorsión) y la recuperada a la salida del transmisor polar.

Aunque estos resultados se podrían calificar de muy aceptables, en el proceso de ajuste se detectó el papel crítico de la respuesta en frecuencia de la impedancia de entrada del filtro rector. Esto limita en gran medida el uso de señales con mayores anchos de banda y múltiples portadoras, que constituye uno de los objetivos fundamentales de esta tesis. Por esta razón, se hizo necesario explorar otras posibilidades de control que no presentaran la limitación de este tipo de filtro, como es el caso de los sistemas que se describirán en las siguientes secciones.

IV.2.3. Control de la tensión utilizando Chireix-Outphasing

Otra manera de realizar el control de la tensión en el convertidor de manera eficiente, es utilizando como inversor un amplificador Outphasing basado en un combinador Chireix. En la sección II.3.4 se pudo estudiar esta arquitectura [14], donde se propone la codificación de las variaciones deseadas de amplitud en la envolvente mediante variaciones de fase de la señal de excitación a dos cadenas de amplificación de RF, de forma tal que al sumar vectorialmente sus señales de salida instantáneas, se consiga recuperar la señal a transmitir, con variaciones de amplitud y fase. El uso de excitaciones de amplitud constante permite introducir amplificadores conmutados, y en consecuencia no lineales, para conseguir amplificación lineal.

Generalmente, implementaciones de amplificadores Chireix-Outphasing con etapas clase AB, B, C, D y F han demostrado ser muy sensibles a la existencia de componente imaginaria en la impedancia de carga, lo que dificulta su control [15], además de redundar en la degradación de eficiencia. Sin embargo, se ha demostrado en [16] que esta degradación se puede controlar en el caso de los amplificadores clase E si logra establecer una trayectoria de la impedancia de carga del combinador cercana a la impedancia óptima [17].

Partiendo de estos elementos, se decidió implementar una topología basada en amplificadores clase E, unidos por un combinador Chireix a la salida, como la que se muestra en el esquema de la Figura IV.24.

Aunque el objetivo fundamental en estas secciones es aplicar este tipo de topología al inversor del convertidor clase E², esta idea surgió principalmente de los resultados obtenidos, en términos de eficiencia y rango dinámico, de un amplificador Chireix-Outphasing implementado con amplificadores clase E similares al utilizado en las secciones anteriores (empleando el mismo transistor CGH35030 de Cree) a 770 MHz. Esta arquitectura fue posteriormente modificada para la operación a 780 MHz, es decir, la frecuencia del rectificador clase E utilizado previamente en el convertidor basado en carrier bursting.

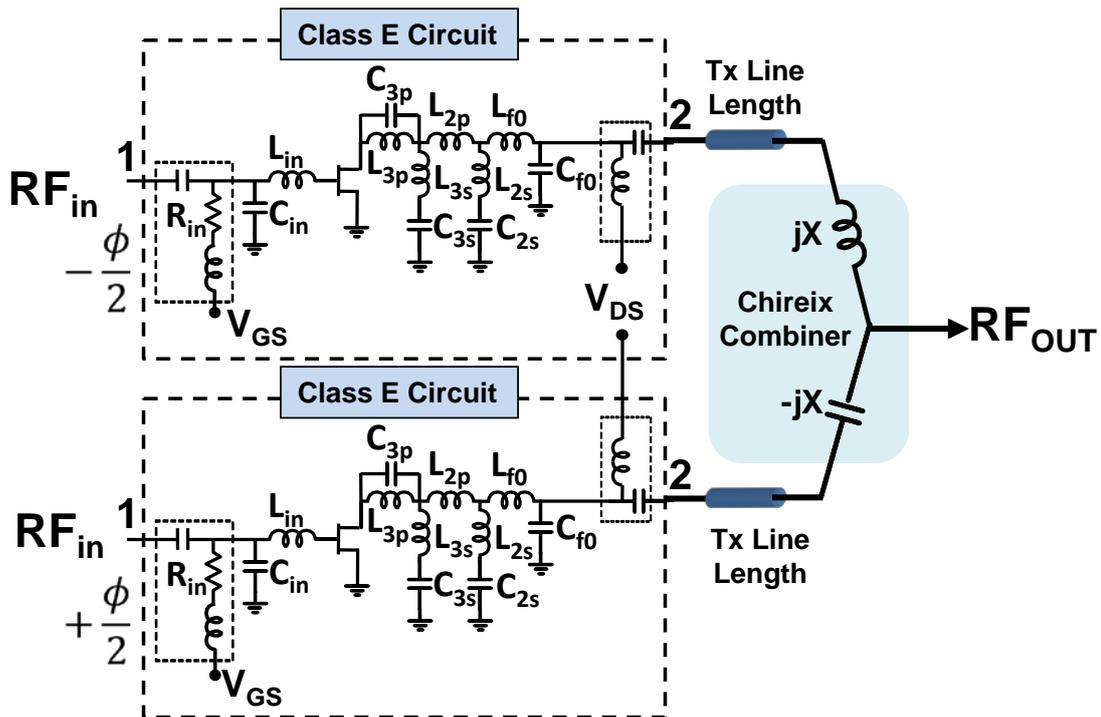


Figura IV.24: Arquitectura amplificadora outphasing basada en circuitos clase E y un combinador Chireix.

Teniendo en cuenta que la temática de esta tesis abarca en general arquitecturas transmisoras altamente eficientes, se ha decidido en las siguientes subsecciones abordar el estudio más profundo del amplificador Chireix-Outphasing de 770 MHz por sí solo, para posteriormente presentar la solución integrada con el diseño completo del convertidor a 780 MHz.

IV.2.3.1 Amplificador Chireix-Outphasing

Partiendo de la simulaciones realizadas en el proceso de extracción del modelo del conmutador, y en el posterior diseño del amplificador clase E presentadas en la sección III.1. , se procedió a calcular las trayectorias óptimas de las impedancias que ofrecen a los dispositivos las redes de salida sumadas con ayuda de un combinador Chireix.

En la Figura IV.25 aparecen representados los círculos de potencia de salida y eficiencia resultantes de las simulaciones, a los que se ha superpuesto el valor de impedancia óptimo, $Z_d(f)_opt = 0.28 / (\omega C_{out}) \cdot e^{j.49} \approx 13 + j.15 \Omega$. El máximo de eficiencia aparece precisamente en ese punto, en tanto permite conseguir las condiciones ideales de conmutación a tensión y derivada de la misma iguales a cero (ZVS y ZDS).

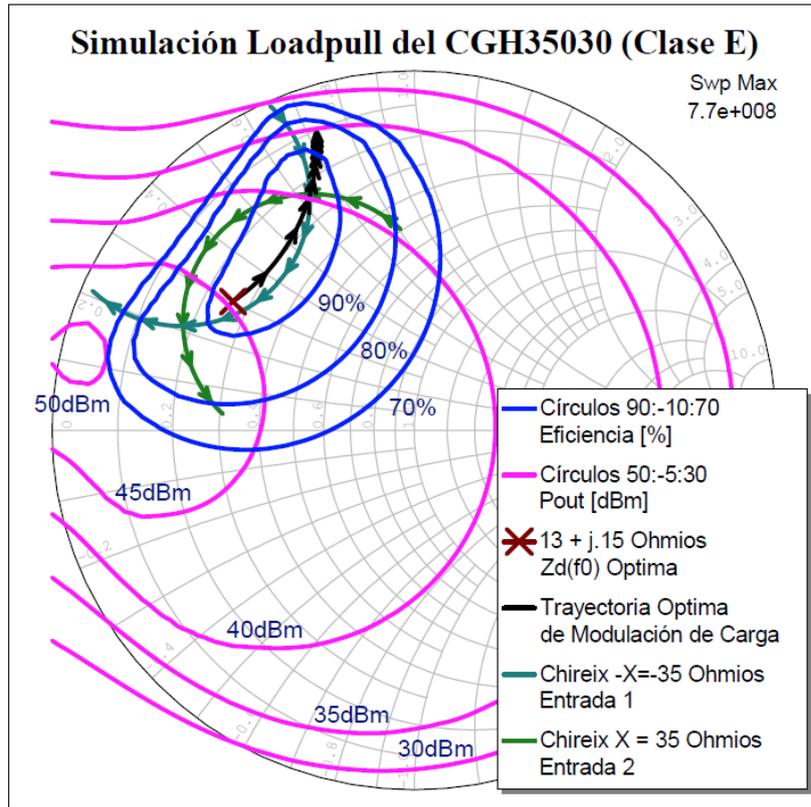


Figura IV.25: Círculos de eficiencia y P_{out} obtenidos de simulación. Se ha superpuesto el valor $Z_d(f_0)_{opt}$ la trayectoria ideal de modulación de carga así como las debidas al combinador Chireix.

Siguiendo un procedimiento similar al de [16], se ha incluido además en la Figura II.25 una simulación de la longitud eléctrica de una línea de impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$, que transforma una variación de la resistencia de carga, R_L , entre 50 y 500 Ω (suponiendo que fuese posible conseguir algo así en las entradas del combinador Chireix) a una impedancia vista en drenador al fundamental (del otro lado del sintonizador, como el usado en el esquemático de la Figura III.2) tal que permitiese controlar la potencia a la salida del combinador Chireix, manteniendo una eficiencia lo más alta posible. Partiendo del punto estimado por la ecuación $Z_d(f_0)_{opt}$, correspondiente a la transformación del valor $R_L = 50 \Omega$, dicha trayectoria corta los círculos de potencia entre 45 y 35 dBm con una eficiencia superior siempre al 80%.

Adicionalmente, se ajustó el valor de reactancia en un combinador Chireix ideal [14] de modo a conseguir que la impedancia de carga a ver por los transistores se acercase lo más posible a la trayectoria anterior al variar el ángulo de desfase entre las ramas. Con un valor de $X = 35 \Omega$ se consigue un rango de control de potencia con alta eficiencia algo inferior a 10 dB. Las impedancias a ver en drenador por los dispositivos se han superpuesto también en la Figura IV.25.

En la Figura IV.26 se muestran resultados de simulación de las formas de onda de la tensión drenador-fuente y la corriente en drenador, para dos puntos distintos de la trayectoria óptima propuesta.

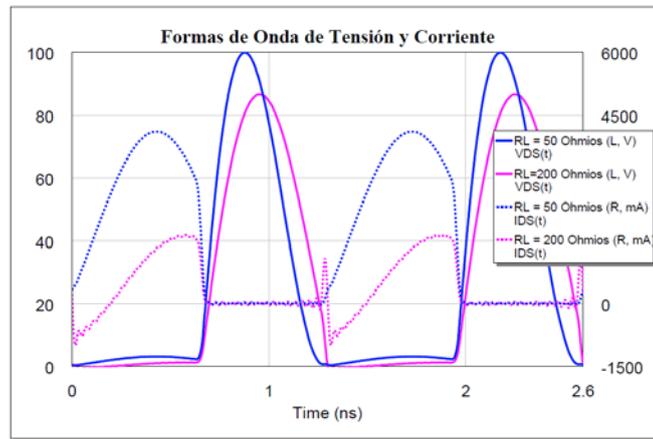


Figura IV.26: Formas de onda $v_{DS}(t)$ e $i_{DS}(t)$ en dos puntos distintos de la trayectoria ideal de modulación de la Figura IV.25.

A lo largo de la línea es posible asegurar o aproximar la condición ZVS, lo que permite minimizar las pérdidas por conmutación. El que no se garantice siempre la condición ZVDS provoca que la corriente al encenderse el dispositivo deje de crecer de forma gradual (el caso correspondiente a $R_L = 200 \Omega$ en la Figura IV.26).

A partir de los resultados anteriores, se utilizaron dos amplificadores clase E, como los empleados en las secciones anteriores, los cuales se caracterizaron bajo condición de modulación de carga, sintetizando una impedancia resistiva en el rango entre 50 y 500 Ω con ayuda de un sintonizador manual con stubs deslizantes. Con la ayuda de una línea coaxial extensora, insertada entre la salida del amplificador y la entrada del sintonizador, se consiguió estimar la longitud eléctrica que trasladase dicho rango de variación a una trayectoria de impedancia óptima, vista en drenador, con la mayor eficiencia posible. Los valores medidos de potencia de salida y eficiencia se han representado en la Figura IV.27.

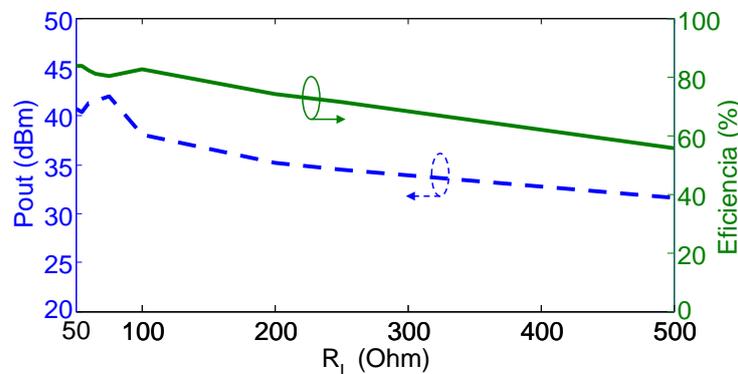


Figura IV.27: Evolución de P_{out} y PAE frente a R_L , con una línea extensora ajustada entre la salida del amplificador y el sintonizador manual de impedancias.

Como se puede verificar, se consigue hacer variar la potencia en un rango de aproximadamente 10 dB manteniendo una eficiencia en drenador superior al 60%, y en un rango de 6 dB con una eficiencia por encima de 75%. Se midió además un pico de eficiencia del 83%.

A partir del valor de desfase óptimo conseguido con la línea extensora en el experimento anterior, se ajustaron unos tramos de línea con ayuda de codos y transiciones en coaxial tales que, sumados a las longitudes de las líneas microstrip de las ramas del combinador Chireix implementado, se pudiesen conseguir las transformaciones necesarias entre la posición de los elementos reactivos del combinador y el plano de drenador de los transistores. En la Figura IV.28 se observa el montaje realizado, con los dos amplificadores clase E, el combinador Chireix (basado en una bobina de 3.85 nH de la serie Air Core Micro de Coilcraft y un condensador de 8.2 pF de la serie 100B de ATC) y los tramos introducidos entre las salidas de uno y las ramas del otro.

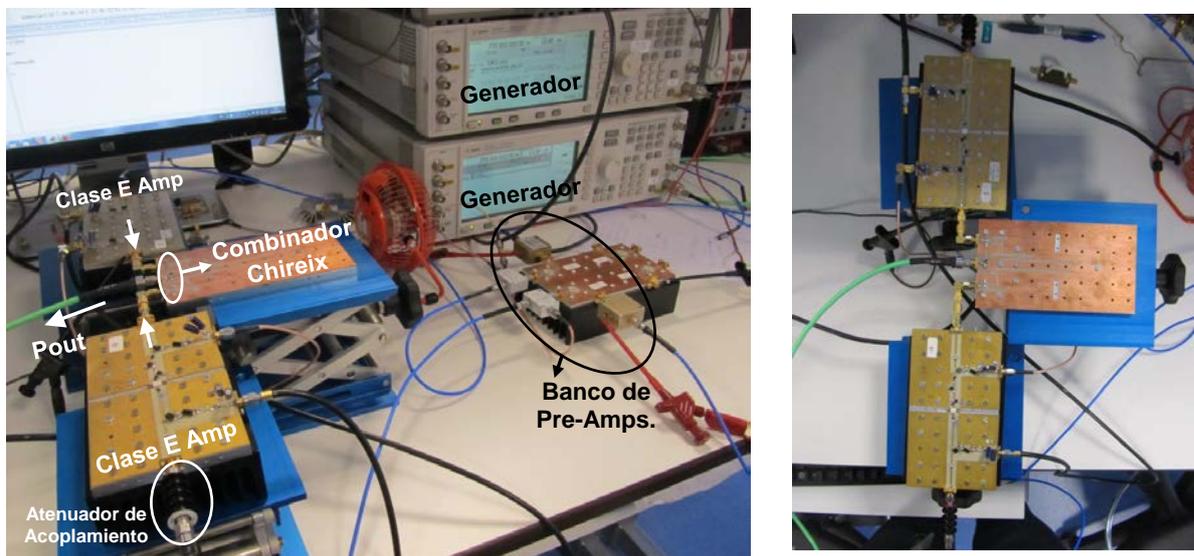


Figura IV.28: Fotografía del transmisor outphasing implementado, junto a parte del equipamiento utilizado para su caracterización.

Se puede apreciar que en una de las ramas hubo que añadir un adaptador coaxial adicional. En versiones futuras, estos tramos de línea se podrían ajustar con mayor precisión, usando por ejemplo equivalentes en parámetros concentrados (LCL).

IV.2.3.2 Caracterización del transmisor Chireix-Outphasing

La implementación de la Figura IV.28 se corresponde al sistema utilizado para la caracterización del transmisor, representado esquemáticamente en la Figura IV.29. Para los pre-amplificadores se utilizaron MMICs de GaN (CMPA0060025F Cree), capaces de dar hasta 25 W, y que fueron polarizados usando bias-tees comerciales para lograr un régimen de trabajo altamente lineal (back-off) en el rango de 0-0.25 W.

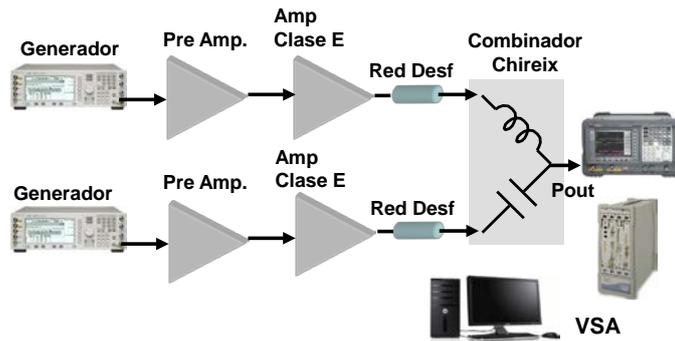


Figura IV.29: Diagrama simplificado de la plataforma implementada para la caracterización del transmisor outphasing.

Usando dos generadores vectoriales (serie ESG de Agilent), sincronizados con señales de disparo y de referencia de fase, fue posible variar la fase de una de las ramas (Φ) respecto a la otra, a lo largo de un rango de unos 205° sin que aparecieran inestabilidades.

En la Figura IV.30 se muestran la evolución de la potencia de salida y la PAE ($P_{in} = 0.5 \text{ W}$) medidas en función de dicha variable de fase. El eje x reproduce el valor de fase ajustado manualmente en el generador, siendo $\Phi = 200^\circ$ el valor para el cual ambas ramas quedan en fase (el nulo del outphasing angle). En un rango angular de unos 130° se consigue un control de potencia ligeramente superior a 6.3 dB manteniendo una eficiencia mayor o igual al 60%. Se midió además un pico de eficiencia de 75.7%.

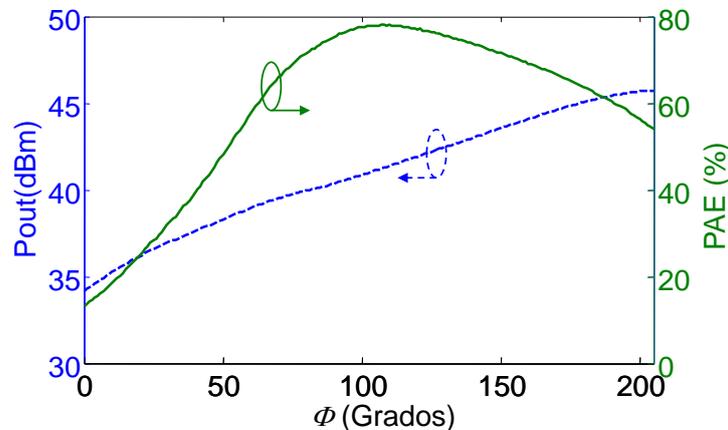


Figura IV.30: Evolución de la PAE y la P_{out} medidas en función de la fase (el valor $\Phi = 200^\circ$ corresponde a ambas ramas en fase).

Con ayuda de una señal de variación de fase triangular, capaz de cubrir ese rango angular a muy baja frecuencia, y haciendo uso de un analizador vectorial de señal, se consiguió caracterizar además los perfiles Φ -AM y Φ -PM para su posterior linealización.

Dado que al controlar el desfase entre las ramas no es posible obtener valores de tensión a la salida cercanos a cero, y que, como se pudo apreciar durante la caracterización, se podría llegar a sitios potencialmente inestables, se decidió probar las capacidades dinámicas del transmisor en modo outphasing puro, excitándole con una

señal de dos tonos a la que se le aplicó una modificación tipo *hole punching* en su diagrama I/Q similar a la empleada en la sección III.3.2.3, creando un desbalance controlable entre los tonos y, por consiguiente, modificando la trayectoria I/Q de forma que la amplitud no pueda tomar valores por debajo cierta magnitud predeterminada como se puede observar en la Figura IV.31.

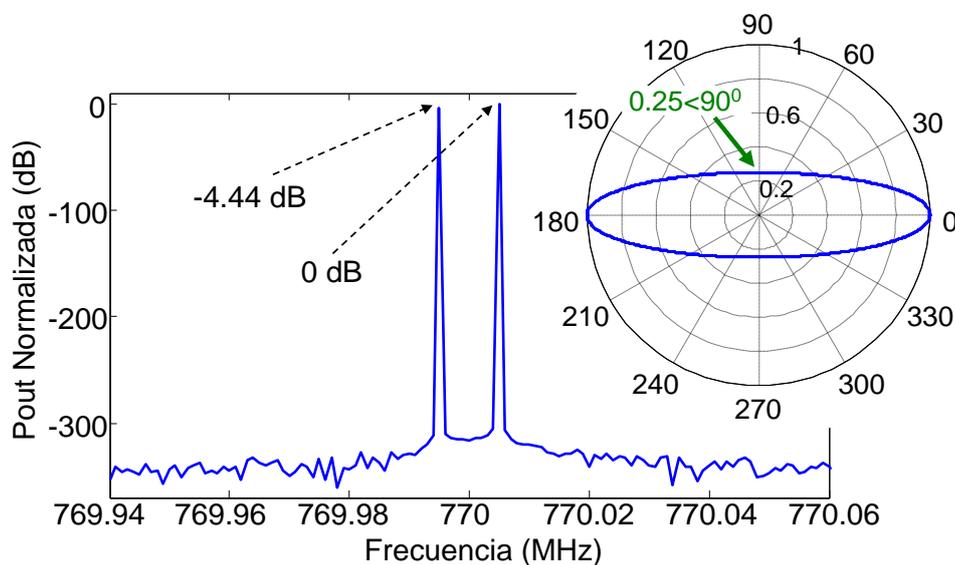


Figura IV.31: Espectro de una señal de dos tonos separados a 10 kHz después de aplicarle hole-punching con $\alpha_{hp} = 0.25$.

En este caso específico, y tal y como se puede apreciar en la , el valor de α_{hp} utilizado fue 0.25 (justo para conseguir 6 dB de variación en potencia) con una separación entre tonos de 10 kHz, que determina un desbalance entre la amplitud de los tonos de 4.44 dB.

A partir de las características Φ -AM y Φ -PM cuasiestáticas previamente medidas, se implementó una predistorsión digital en forma de LUT. En la señal capturada a la salida del transmisor (Figura IV.31) se consiguieron valores de relación portadora-intermodulación, CIMD, siempre superiores a los 50 dBc. Quedaba así demostrada la posibilidad de ajuste del esquema, al menos para reproducir una señal muy sencilla en modo outphasing.

Para resolver el problema de los valores cercanos a cero a la salida y teniendo en cuenta los buenos resultados obtenidos con el *hole-punching*, se decidió hacer trabajar el transmisor en modo híbrido o mixto [18]. En este modo, los valores altos de amplitud se obtienen variando el desfase entre las ramas hasta cierto valor, a partir del cual, los valores más bajos de la envolvente se logran haciendo variar también la amplitud de las dos señales de excitación de RF. Para realizar la caracterización dinámica que permitiera efectuar la correcta predistorsión digital en modo híbrido se enviaron las señales triangulares que se muestran en la Figura IV.32. Estas señales dan una idea gráfica de los rangos de variación y del modo de operación híbrido propuesto.

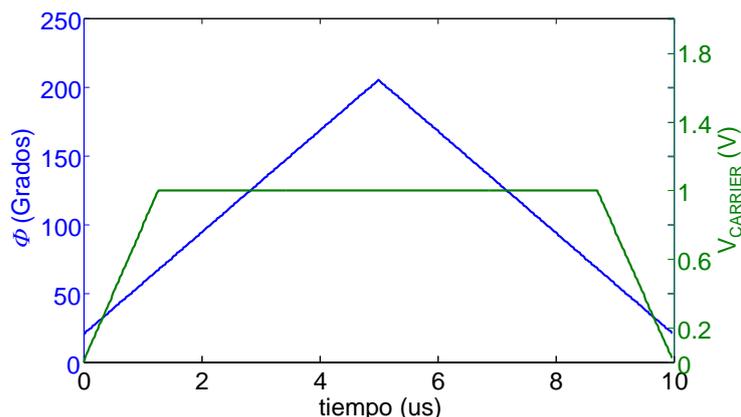


Figura IV.32: Formas de triangulares del outphasing angle y de la amplitud normalizada de la portadora para la caracterización dinámica del transmisor outphasing en modo híbrido.

De cara a conseguir un perfil linealizable, y evitar la expansión de ganancia asociada a la tensión de puerta inicialmente seleccionada (algo por debajo de pinch-off en un clase E), se subió ligeramente la polarización de dicho terminal hasta alcanzar un comportamiento de la ganancia similar al de clase B. Esta modificación no altera de modo notable la operación del transistor como clase E a potencia saturada (modo outphasing puro).

Teniendo la caracterización dinámica, fue inyectada una señal de dos tonos separada a 100 kHz y predistorsionada según los perfiles obtenidos. El espectro de potencia de la señal capturada con el VSA puede observarse en la Figura IV.33.

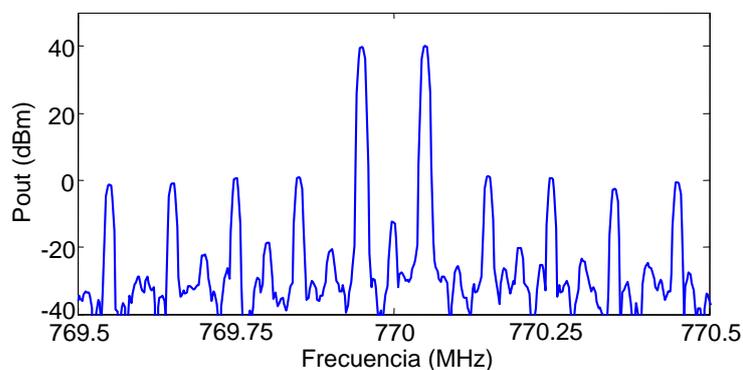


Figura IV.33: Espectro de la señal de dos tonos capturada con el VSA con el sistema trabajando en modo híbrido.

Se puede apreciar una relación de casi 40 dB entre las componentes fundamentales y las de IMD. La potencia promedio a la salida fue de 18.6 W con una PAE = 54.83 %.

El siguiente fue entonces el de procesar una señal real de comunicaciones, con cruces por cero de su envolvente y una PAPR moderada, en este caso una WCDMA con 5 MHz de ancho de banda y 5.06 dB de PAPR. En la Figura IV.34 se presentan los resultados del espectro capturado a la salida del transmisor en su comparación con el de la señal

original. Se aprecian componentes de distorsión residual, no corregidas con la predistorsión empleada, así como asimetrías.

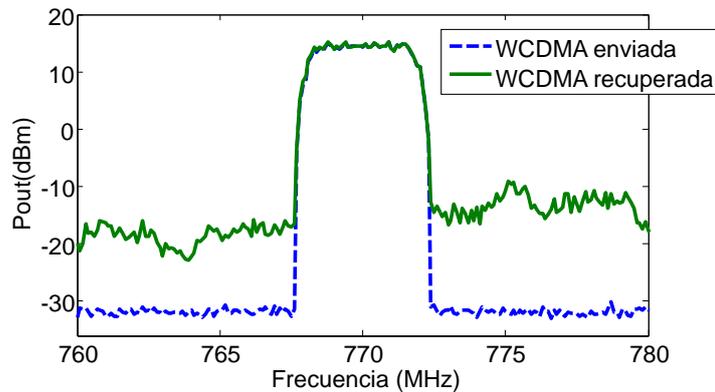


Figura IV.34: Espectros de la señales WCDMA enviada y capturada con el sistema trabajando en modo híbrido.

Los valores de la ACPR medidos, resultaron de -50.2 dBc y -54 dBc para los canales adyacentes inferior y superior, y de -63.1 dBc y -56.5 dBc respectivamente para los canales alternos inferior y superior. Esos valores se midieron integrando en 30 kHz el canal alterno y adyacente, condiciones para las que cumplen con la máscara del estándar.

Cumpliendo los requisitos de linealidad, la potencia promedio a la salida alcanzó los 11.8 W con una eficiencia promedio en drenador de 63% y una PAE promedio de 60.3%, valores obtenidos a pesar de la imposibilidad de conseguir con el combinador la trayectoria óptima sobre la carta de Smith de la Figura IV.25 (y por ende de alcanzar valores de eficiencia con la modulación de la impedancia de carga como los obtenidos en la Figura IV.27), así como de la necesidad de haber acudido a un modo híbrido (añadiendo variaciones de la amplitud de la señal de excitación de RF en el rango inferior de la envolvente). Esto se debe a que la característica de la f_{dp} de la envolvente de la señal empleada es máxima en una zona de alta eficiencia, lo que ha permitido conseguir figuras difíciles de obtener para una señal de este tipo con otros esquemas.

IV.2.3.3 Convertidor clase E² con inversor basado en topología Chireix- Outphasing.

Teniendo en cuenta la topología general del convertidor DC-DC resonante de la Figura IV.1., se podría implementar un convertidor utilizando como bloque inversor una arquitectura Chireix-Outphasing como la de la presentada en la sección anterior. En este sentido, se propone una topología como la que se muestra en la en la Figura IV.35., donde, modificando ligeramente el punto de operación del amplificador Chireix-Outphasing a 780 MHz (para que coincida con la frecuencia del rectificador), se puede lograr que la variación del ángulo de outphasing genere una variación en la potencia de RF a la entrada del rectificador clase E, permitiendo el control de la tensión de DC a la salida.

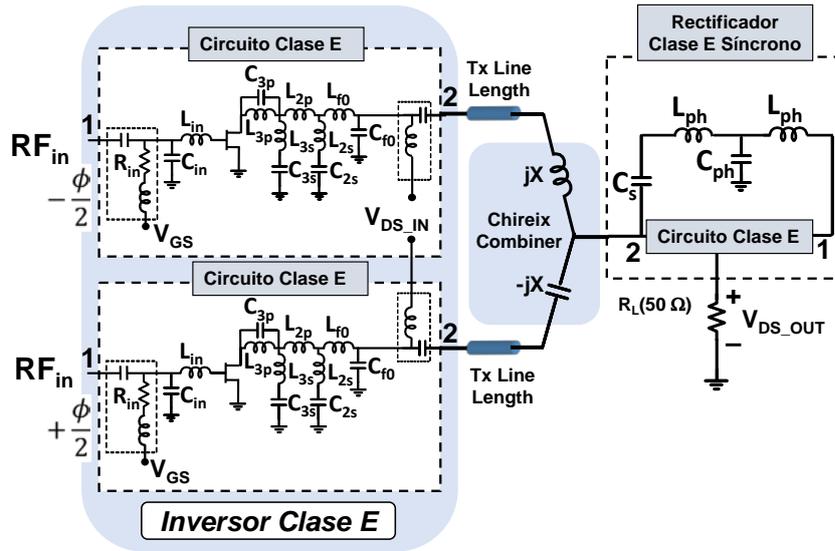


Figura IV.35: Esquemático del convertidor clase E² basado en un inversor Chireix-Outphasing.

El rectificador clase E de este diseño, es una versión más compacta y mejorada de la arquitectura presentada en la Figura IV.8., En esta caso, la muestra de la señal de RF de entrada se derivó utilizando la capacidad C_s , mientras que el desfase necesario en la puerta se ajustó a través de la red $L_{ph}-C_{ph}-L_{ph}$ tipo T, que simula una línea de transmisión de 50Ω de longitud determinada. Al ser esta derivación del orden de la ganancia de los transistores GaN a estas bandas (alrededor de 20 dB), su impacto en la eficiencia global es prácticamente despreciable.

En la Figura IV.36, se muestra una fotografía donde se puede apreciar el sistema empleado para la caracterización y validación de esta topología. Se puede observar que el set-up es bastante similar al de la Figura IV.28 pero en este caso se ha incluido el rectificador en la salida RF_{OUT} .

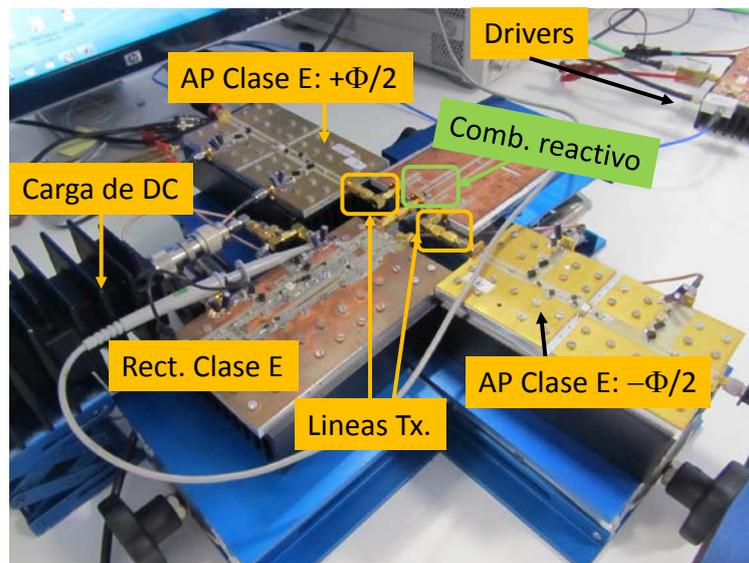


Figura IV.36: Fotografía del convertidor clase E² basado en la arquitectura Chireix-outphasing.

La caracterización del convertidor en función del ángulo de outphasing se puede apreciar en la Figura IV.37, donde se alcanzan valores picos de eficiencia del 72% para un voltaje de salida 1.52 veces menor que el valor máximo (correspondiente a 3.66 dB de PAPR en términos de la envolvente de una señal modulada). La eficiencia total se mantiene sobre el 50% para un rango de control de tensión de 2:1. Aunque este rango es menor que el de la solución del convertidor presentado anteriormente que empleaba *carrier-burting*, no es necesario un filtro de reconstrucción, lo que hace esta topología muy atractiva en términos de respuesta dinámica. De hecho, con una cuidadosa selección de la reactancia y el uso de una solución alternativa para la aplicación de la señal en la puerta del rectificador, sería posible aumentar el rango de tensión y así reproducir señales con mayor PAPR, lo cual constituye un punto a tener en cuenta en futuras implementaciones.

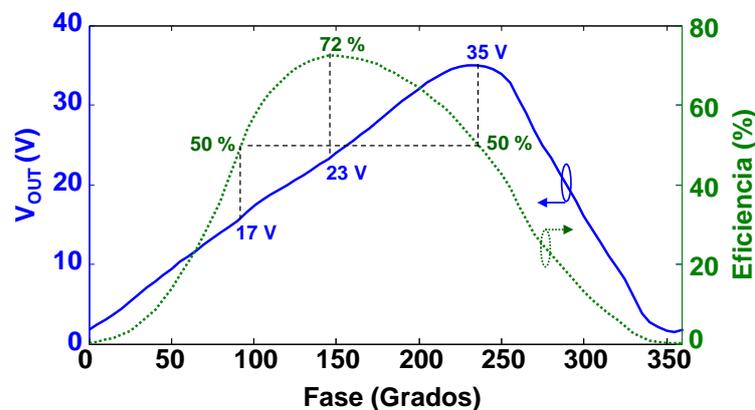


Figura IV.37: Resultados de la caracterización del convertidor E² Chireix-outphasing en función de su parámetro de control (ángulo outphasing).

Este convertidor resonante Clase E² con control de fase, operando en UHF, fue también el primero de su tipo en estas frecuencias.

IV.2.4. Control de la tensión utilizando FM

De la característica medida en la Figura IV.11 se puede deducir la capacidad de control de la tensión de salida variando la frecuencia de conmutación del convertidor DC-DC resonante. Este fenómeno es provocado por el alto factor de calidad Q de la red LC en el clase E y fue sugerido por Kazimierczuk en [19]. Sin embargo, aunque perfectamente linealizable con predistorción, este perfil no es completamente lineal para el rango de frecuencias presentado.

Si se desean reducir los efectos indeseados y la complejidad que introduce la predistorción, los perfiles del convertidor con la frecuencia deberían ser cuidadosamente ajustados como para poder producir una variación lo más lineal posible con la tensión de salida manteniendo una alta eficiencia (al menos varios dBs por debajo de la tensión pico), siendo posible únicamente si las condiciones de terminación a los armónicos se aproximasen a las óptimas en todo el rango de frecuencias.

Teniendo en cuenta también el requisito de operación en banda ancha, un choque infinito ideal [18] no sería recomendable. Es más conveniente que la “vía de DC” ofrezca una pequeña reactancia al contenido frecuencial de la envolvente (evitando efectos de memoria indeseados), al mismo tiempo que presente condiciones de circuito abierto a las frecuencias de conmutación, de segundo y de tercer armónico. Estas consideraciones llevaron a la decisión de diseñar un nuevo convertidor cuyas redes de salida y polarización se adapten a la operación en estas condiciones.

Con el objetivo de demostrar las capacidades de los convertidores a frecuencias de conmutación más altas, y en vistas a cumplir uno de los objetivos fundamentales de esta tesis, en cuanto a la demostración de la capacidad de los dispositivos de RF basados en GaN HEMT de reducir las dimensiones de los convertidores de potencia, y en general, de las arquitecturas transmisoras inalámbricas, se decidió diseñar un convertidor DC-DC con una frecuencia de conmutación de 1 GHz, utilizando la versión en die del transistor CHG35030, el CGH60030D de Cree Inc. Se escogió la versión die con el objetivo de minimizar lo máximo posible la capacidad de entrada, evitando los efectos parásitos del encapsulado a altas frecuencias, así como para tener más flexibilidad a la hora de reducir las dimensiones del diseño.

Lo mismo que el resto de los GaN HEMTs sobre SiC utilizados en estos diseños, este transistor presenta una tensión de ruptura mayor de 120 V, muy por encima de la de transistores de RF basados en otros procesos de fabricación. Como se observa en la Figura IV.38, este transistor ofrece una baja resistencia de conducción $R_{on} = 0.4 \Omega$, obtenida a partir de la pendiente de la característica I/V correspondiente a un valor alto de tensión de puerta ($V_{GS} = 0 \text{ V}$).

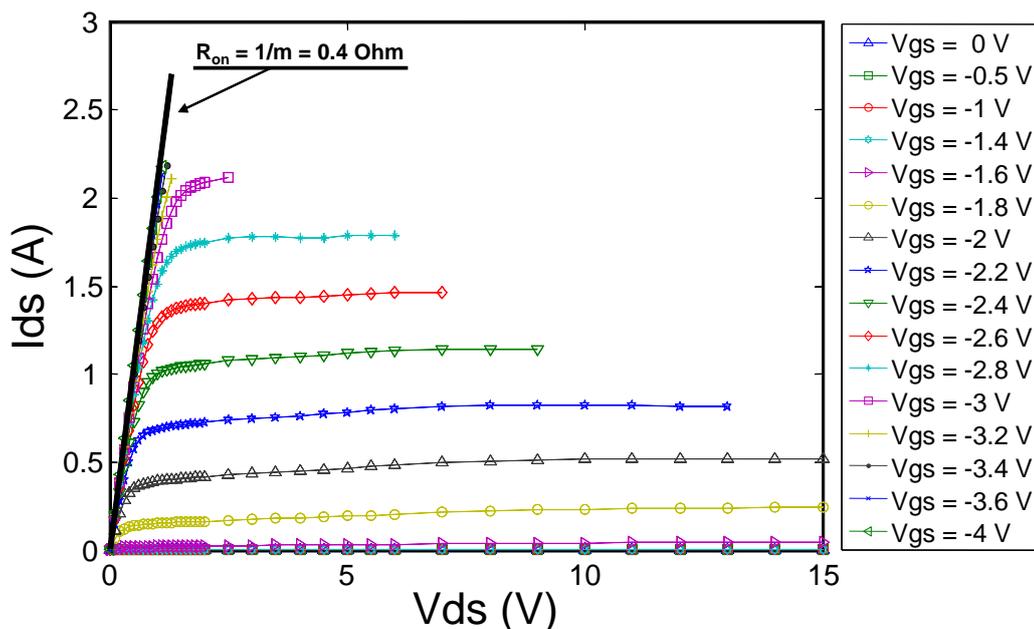


Figura IV.38: Curvas I/V para el transistor HEMT de GaN CGH60030D en die de Cree Inc.

Siguiendo el mismo procedimiento de diseño de la sección III.1. , en la Figura IV.39, se ha extraído el valor de la capacidad equivalente de salida del dispositivo, $C_{out} = 2.71$ pF, en la banda de 1 GHz, mediante la medida de parámetros [S] realizada a una tensión de puerta ligeramente inferior al valor de *pinch-off*, $V_{GS} = -3.4$ V, para el punto de operación $V_{DS} = 28$ V. Por tanto, el valor obtenido del producto de la resistencia de conducción por la capacidad de salida es bajo ($R_{on} \cdot C_{out} = 1,1 \Omega \cdot \text{pF}$), y por lo tanto adecuado para trabajar a un valor alto de frecuencia de operación.

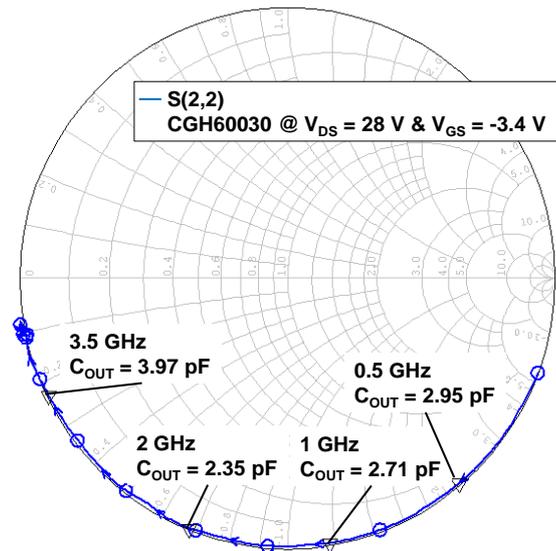


Figura IV.39: Medida de la capacidad de salida a partir de los parámetros [S] (S_{22}) del transistor CGH60030D.

El amplificador a 1 GHz implementado se observa en la Figura IV.40. La proporción con respecto a los conectores SMA da una medida las dimensiones de la solución presentada. Se puede apreciar que la fotografía no coincide exactamente con el esquemático original, ya que corresponde a la versión optimizada para la mejora de la respuesta cuando el amplificador es modulado por drenador (el tanque LC paralelo permite disminuir el valor de las bobinas en la vía de DC).

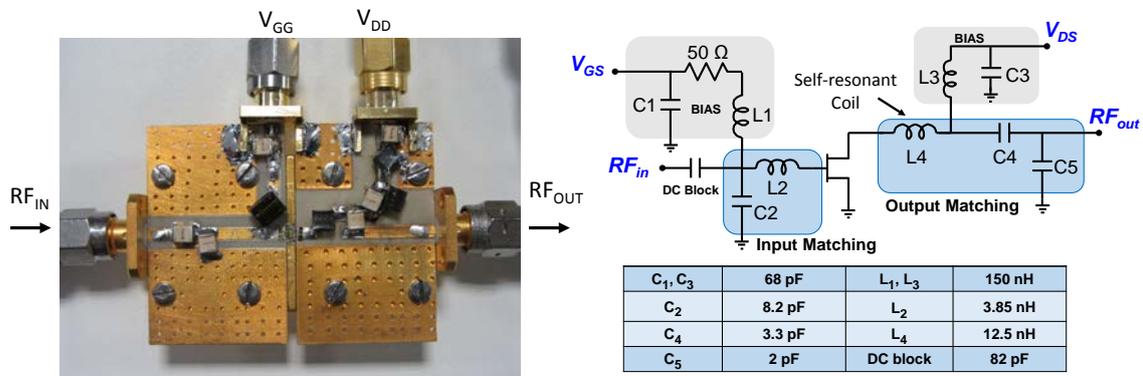


Figura IV.40: Fotografía y esquemático del amplificador/inversor clase E a 1 GHz implementado.

IV.2.4.1 Caracterización del inversor y el rectificador

En este caso, como se aprecia en la Figura IV.40, en comparación con las redes multiarmónicas de la Figura III.6, se ha simplificado la red de salida, de modo que las terminaciones de circuito abierto requeridas a los armónicos superiores (segundo y tercero) son ajustadas únicamente mediante el uso de una bobina auto-resonante en torno a 2.3 GHz. Combinando dicha bobina con un condensador, es posible obtener un valor de reactancia cercano a $0.4232/(\omega \cdot C_{out})$, conformando una onda para la tensión drenador-a-fuente cercana a la óptima [20].

En la Figura IV.41a, se muestra la evolución de la potencia de salida y la eficiencia del inversor clase E frente a frecuencia a $V_{DS} = 28$ V, manteniéndose la eficiencia por encima del 70% en un rango de unos 160 MHz. Se obtiene un pico de eficiencia cercano al 83% para una $P_{RFin} = 27$ dBm, con una potencia de salida de 41 dBm. Además, como puede verse en la Figura IV.41b, la eficiencia se mantiene por encima del 80% para tensiones de drenador superiores a 14 V, superando el 60% en prácticamente todo el rango de V_{DD} , y siendo evidente además la linealidad del perfil V_{in} vs V_{out} bajo estas condiciones.

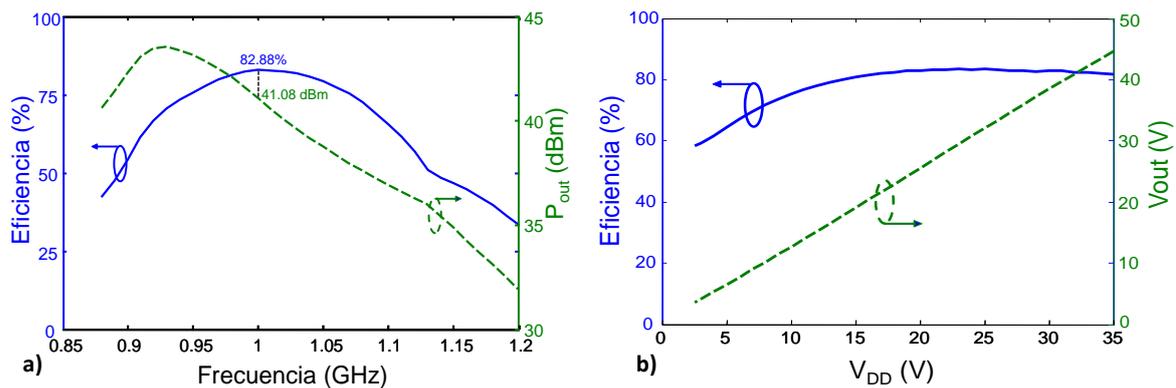


Figura IV.41: a) Evolución de la eficiencia global (-) y la potencia de salida (--) medida frente a la frecuencia de conmutación a $V_{DS} = 28$ V y b) evolución de la eficiencia (-) y la tensión de salida (--) medida frente a la tensión de drenador.

A partir del comportamiento del inversor, es posible ajustar los valores de los elementos concentrados del circuito para lograr su funcionamiento como rectificador, de cara a la implementación del convertidor resonante DC/DC.

IV.2.4.2 Caracterización del convertidor Clase E2 controlado por FM

El diagrama a nivel de bloques del convertidor propuesto se muestra en la Figura IV.42. La variación de la tensión deseada, V_{ctrl} , se amplifica y se codifica 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 divide 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.

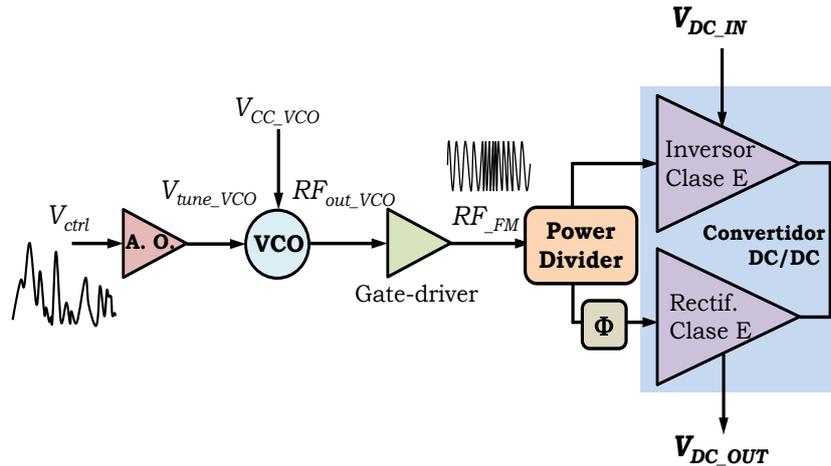


Figura IV.42: Esquema simplificado del convertido controlado por FM.

En la Figura IV.43 se presenta el circuito esquemático del convertidor clase E² implementado. Se han utilizado una bobina (L_3), auto-resonante en torno a 2.3 GHz, y dos condensadores (C_3) para interconectar los terminales de drenador. El uso de dos condensadores, no sólo permite un ajuste fino, sino también evitar asimetrías no deseadas en la terminación de ambos dispositivos debidas a los elementos parásitos y en la interconexión en la placa con líneas de 50Ω . El choque infinito ideal [19] se ha sustituido por un tanque paralelo ($L_4 || C_4$) que resuena en la banda de la frecuencia de conmutación, en serie con otra bobina (L_3). En la implementación se usaron bobinas de alto factor de calidad (Air Core Spring) de Coilcraft y condensadores de la serie 100B de ATC.

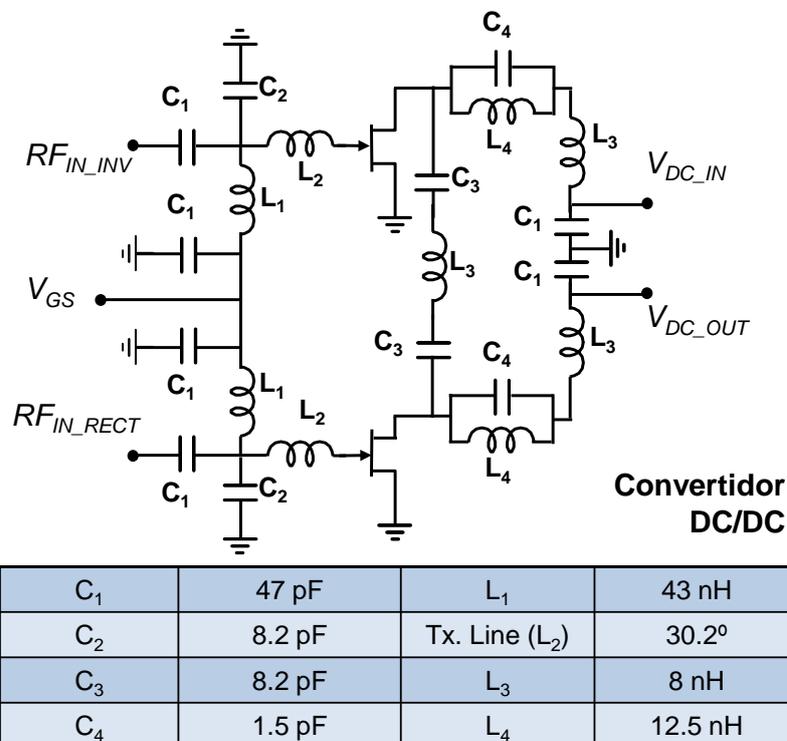


Figura IV.43: Circuito y valores de los componentes del convertidor controlado por FM.

En la Figura IV.44 se muestran fotografías del bloque modulador FM y del convertidor implementado con sus principales características. En el caso del bloque modulador, incluye también una etapa amplificadora de la envolvente que utiliza el amplificador operacional THS3202 de Texas Instruments. En el caso de la fotografía del convertidor (a la derecha), fue necesario agregar redes adicionales externas para ayudar a mejorar la estabilidad del inversor y el rectificador.

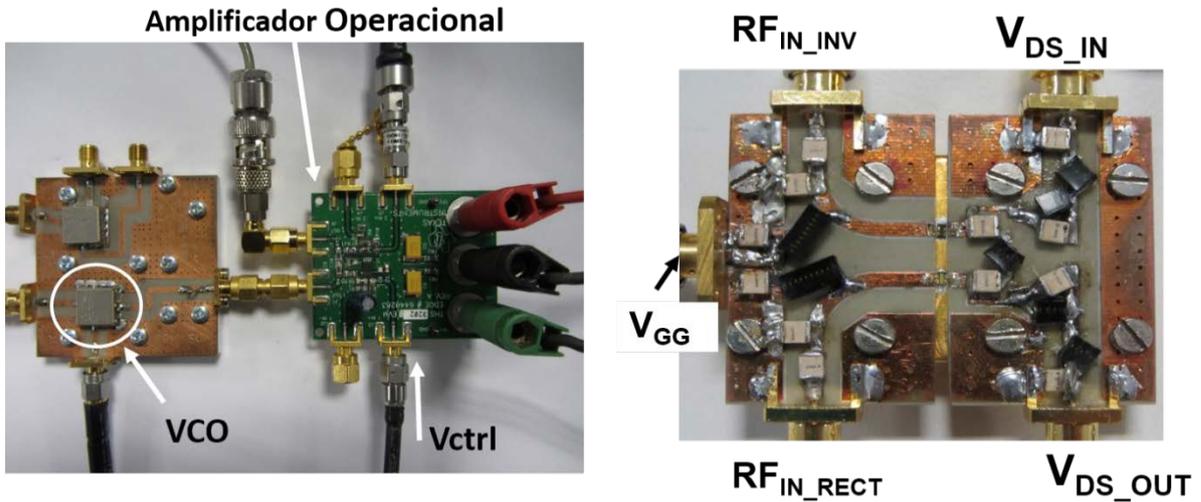


Figura IV.44: Fotografías de las implementaciones de los bloques del convertidor DC-DC controlado por FM.

Seguidamente, se caracterizó el comportamiento estático del convertidor, barriendo la frecuencia de conmutación mediante la tensión del terminal de control, V_{ctrl} . Como puede verse en la Figura IV.45, la tensión de salida puede ser ajustada entre 28 y 4.4 V siguiendo una tendencia relativamente lineal. Bajo esta condición, se ha medido un valor de eficiencia global pico de 77%, en el estado del arte, permaneciendo por encima del 70% para un valor de tensión de 5.1 dB por debajo del máximo.

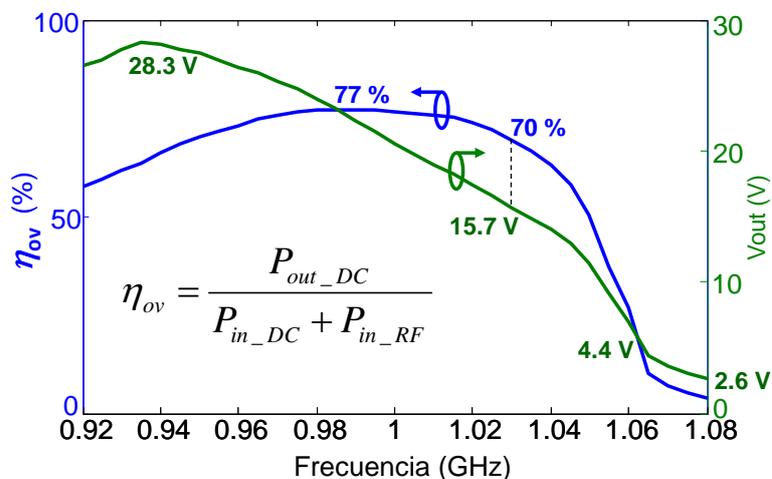


Figura IV.45: Evolución de la tensión de salida (-) y la eficiencia global (-) frente a la frecuencia de conmutación.

La caracterización dinámica del convertidor se puede observar en la Figura IV.46. La respuesta en frecuencia se estimó con la ayuda de un analizador de redes (adaptando los niveles de la salida de sus puertos al rango de V_{ctrl}). En régimen gran señal, se obtuvo un valor de ancho de banda a 3 dB de 51 MHz y el slew rate, caracterizado a partir de la respuesta a un escalón de la tensión de control, fue de alrededor de 1.37 V/nS.

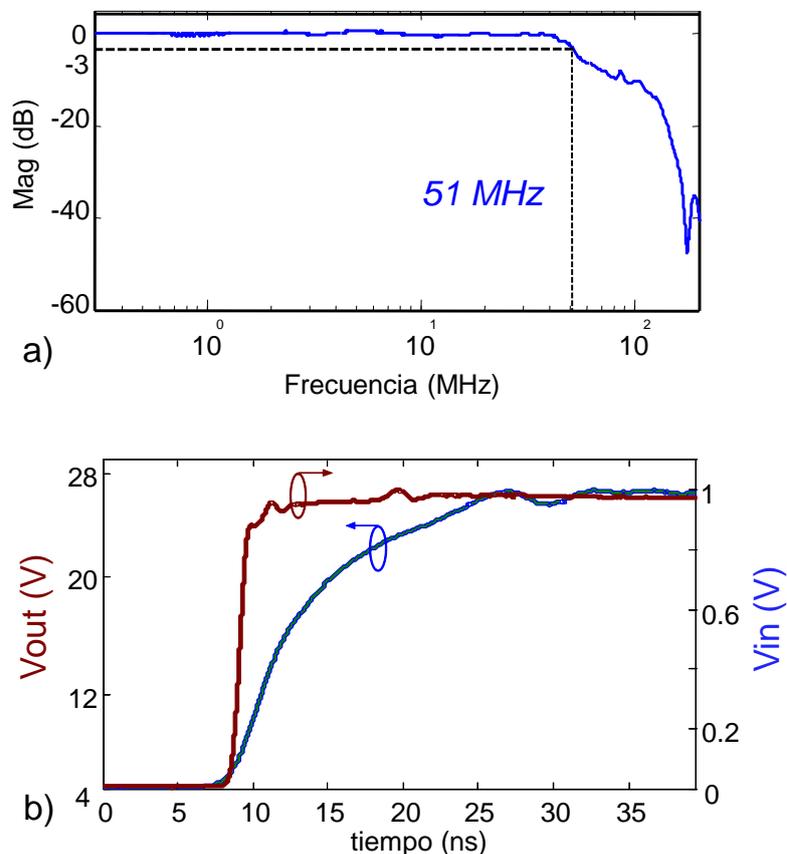


Figura IV.46: Resultados de la caracterización dinámica del convertidor FM: a) ancho de banda en gran señal y b) slew rate.

Estos valores constituyeron en su momento (diciembre de 2012) los más elevados entre los reportados para convertidores resonantes de tipo analógico.

IV.2.4.3 Operación con Señales de Banda Ancha

Con el objetivo de verificar la capacidad del convertidor propuesto para reproducir eficientemente envolventes de señales de comunicación reales, se seleccionaron dos segmentos con esquemas de modulación WCDMA de 2 y 4 portadoras, respectivamente (ambos con un PAPR de 6.6 dB). Al no estar regulado el convertidor, la tensión V_{out} aumentaría descontroladamente para valores de carga a la salida cercanos al abierto, por lo que se utilizó como carga la vía de polarización de drenador el amplificador de RF de la Figura IV.40, que al estar alimentado con una señal onda continua (1 GHz), presenta al convertidor una impedancia prácticamente constante. La variable de control fue ajustada para producir un valor máximo de V_{out} de 28 V hasta alcanzar el menor valor posible. En la Figura IV.47 se comparan las envolventes en el dominio del tiempo de la señal original

generada y la recuperada a la salida del convertidor. No se aplicó en esta medida ningún mecanismo de predistorsión digital (DPD).

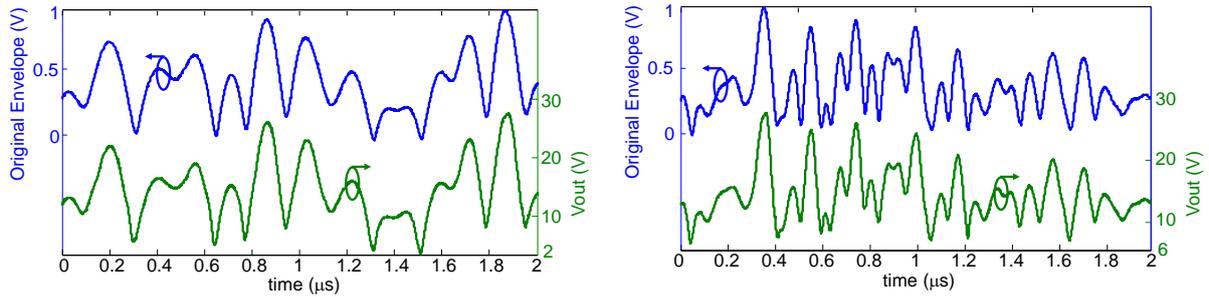


Figura IV.47: Comparación entre las tensiones de envolvente original y recuperada para: a) WCDMA de 2 portadoras (10 MHz) y b) WCDMA de 4 portadoras (20 MHz).

Como se puede apreciar, el convertidor es capaz de seguir las variaciones de la envolvente en un rango relativamente reducido, incluso para la señal con mayor ancho de banda. La eficiencia total medida en estas condiciones extremadamente exigentes para el convertidor (con razones de variación de la tensión de 7:1 y 4:1 en cada caso) fue de 60% y 63%. Al reducir la excursión de V_{out} a la mitad de su valor máximo, es decir 14 V, la eficiencia aumenta hasta alcanzar valores de 68% y 67%, respectivamente.

IV.2.4.4 Transmisor Clase E³ con convertidor controlado por FM como modulador de envolvente

También para este caso se comprobó el funcionamiento del convertidor DC/DC clase E² controlado por FM dentro de un contexto de transmisión inalámbrica. Como en el experimento del apartado anterior, se ha seleccionado una arquitectura polar pura, donde la carga de DC que ofrece el amplificador de RF (RFPA) permanece aproximadamente constante a lo largo del intervalo de polarización de drenador. En la Figura IV.48 puede verse una fotografía con detalles del transmisor implementado.

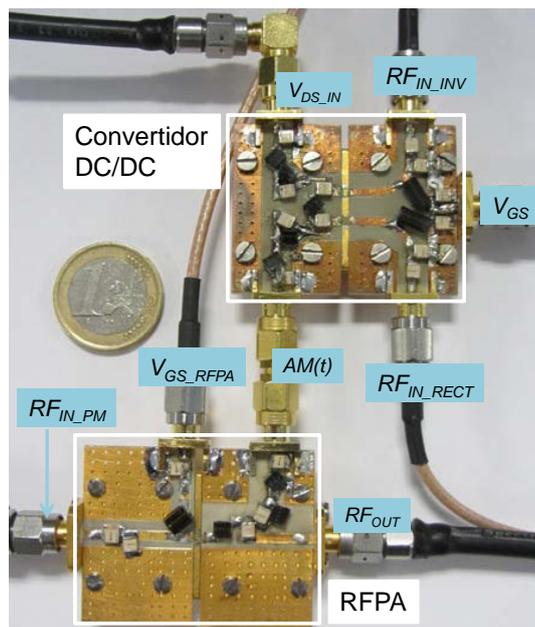


Figura IV.48: Fotografía con detalles del transmisor implementado.

Teniendo en cuenta que el convertidor no puede reproducir un valor nulo de la envolvente, se utilizó una señal multitono de 5 MHz, compuesta por 250 tonos separados 20 kHz, ajustada para seguir aproximadamente la f_{dp} de la envolvente de una señal WCDMA a la que se le ha aplicado la ya conocida técnica de *hole-punching*, resultando una señal de 14 dB de PMPR (del inglés, *peak-to-minimum power ratio*). Una vez realizada la caracterización AM/AM y AM/PM, se implementó una predistorsión digital sin memoria utilizando un sencillo algoritmo de *look-up-table*.

El espectro de salida de la señal recuperada se muestra en la Figura IV.49 comparado con el de la señal original. La señal multitono se reproduce con una relativa alta linealidad (presenta una ACPR, por encima de 40 dB).

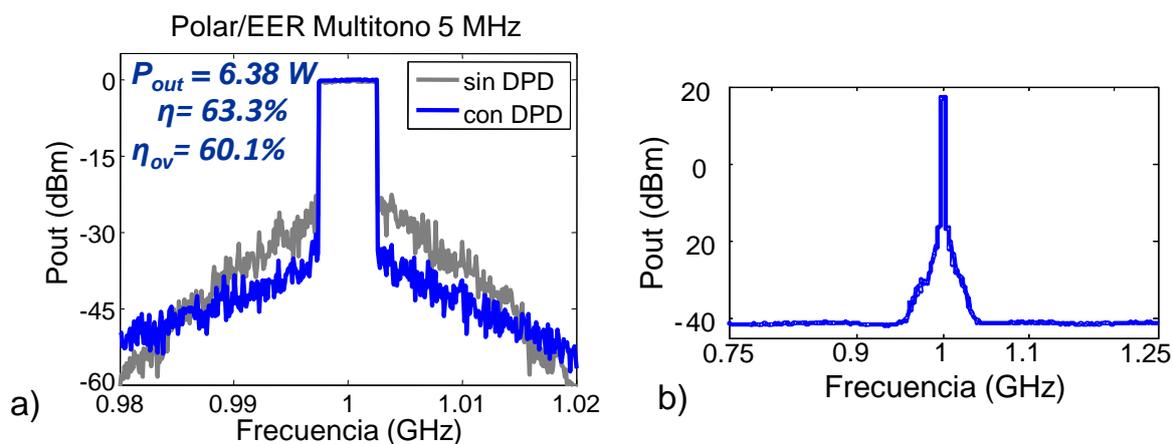


Figura IV.49: a) Espectro medido y resultados para una señal multitono de 5 MHz y b) Comportamiento fuera de banda.

Los valores de eficiencia que aparecen en la Figura IV.49a están definidos por:

$$\eta = \frac{P_{OUT_RF}}{P_{DC}} \quad \text{y} \quad \eta_{ov} = \frac{P_{OUT_RF}}{P_{IN_RF} + P_{DC}} \quad \text{IV-4}$$

Aunque persiste algo de distorsión residual, debe tenerse en cuenta que en este esquema puro EER, toda la información de amplitud es proporcionada por el convertidor. También se muestra una captura del analizador de espectros con un rango más amplio de frecuencias. No aparecen componentes espurios indeseados fuera de banda, debido al uso del convertidor de potencia en modo conmutado como modulador de envolvente. Aunque los convertidores resonantes controlados por FM pueden sufrir problemas de interferencias electromagnéticas (EMI) [19], el espectro de ruido está en este caso centrado a una frecuencia bastante superior a la del contenido de la envolvente y puede ser perfectamente eliminado a la salida del convertidor.

Seguidamente se probaron señales multitono de mayor ancho de banda. Los espectros medidos junto con los resultados de P_{out} y eficiencia se pueden observar en la Figura IV.50.

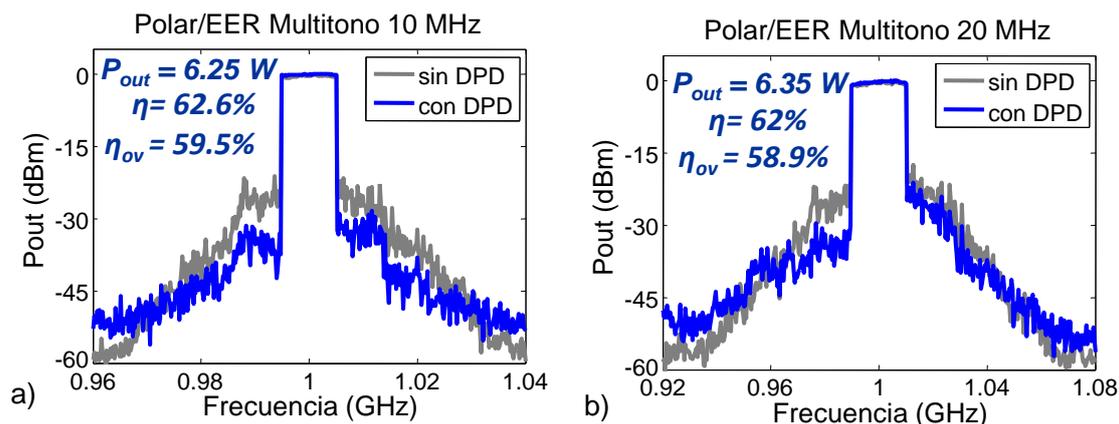


Figura IV.50: Espectros medidos y principales resultados para señales multitono con un ancho de banda de a) 10 MHz y b) 20 MHz

Los valores de potencia y eficiencia son bastante similares en todos los casos. Estos buenos resultados pueden ser debidos a que al aplicar *hole-punching* sobre la señal original, la PAPR de la envolvente disminuye hasta aproximadamente 4 dB. Se puede observar también en las señales de mayor ancho de banda como empiezan a aparecer asimetrías en el canal adyacente del espectro, probablemente provocados por efectos de memoria asociados a las redes de polarización del clase E y que no son corregidas con la predistorsión empleada. Otra contribución importante a esta distorsión está relacionada con la limitación en ancho de banda del generador utilizado para producir la señal modulada en fase, que presenta variaciones indeseadas en la envolvente.

IV.2.4.5 Transmisor clase E³ integrado

El siguiente paso, después de evaluar el rendimiento de los bloques que conforman el transmisor por separado, así como del sistema con estos bloques interconectados, es la integración de todos los elementos en un sistema integrado, con el fin de reducir las dimensiones y complejidad del cableado de externo, así como disminuir lo máximo posible las pérdidas que introducen todos los adaptadores, cables y circuitos externos.

Una característica que se incorpora a la nueva versión integrada es un sencillo sistema de regulación de la tensión del convertidor. Como se ha visto anteriormente el convertidor se comporta como una fuente de corriente, por lo que, al acercarse la amplitud de la envolvente de la señal de entrada del amplificador de RF a sus nulos, la tensión de drenador que ofrece la salida del convertidor tiende a subir sin control, ya que en este punto el amplificador de RF le ofrece una carga al convertidor que tiende al abierto. El sistema de regulación incorporado evita que se produzca este fenómeno por lo que brinda la posibilidad de insertar señales con variaciones de amplitud en el amplificador de RF, y por tanto, la posibilidad de implementar técnicas híbridas ET/EER.

El diagrama de bloques junto con la fotografía del transmisor implementado se pueden observar en la Figura IV.51., incorporando un cuarto transistor es alimentado con una segunda tensión de control que garantiza que el dispositivo solo comience a conducir cuando la envolvente de RF tienda al nulo. En este momento el transistor ofrece al

convertidor una resistencia R_{ds} menor que evita que la tensión de salida aumente sin control.

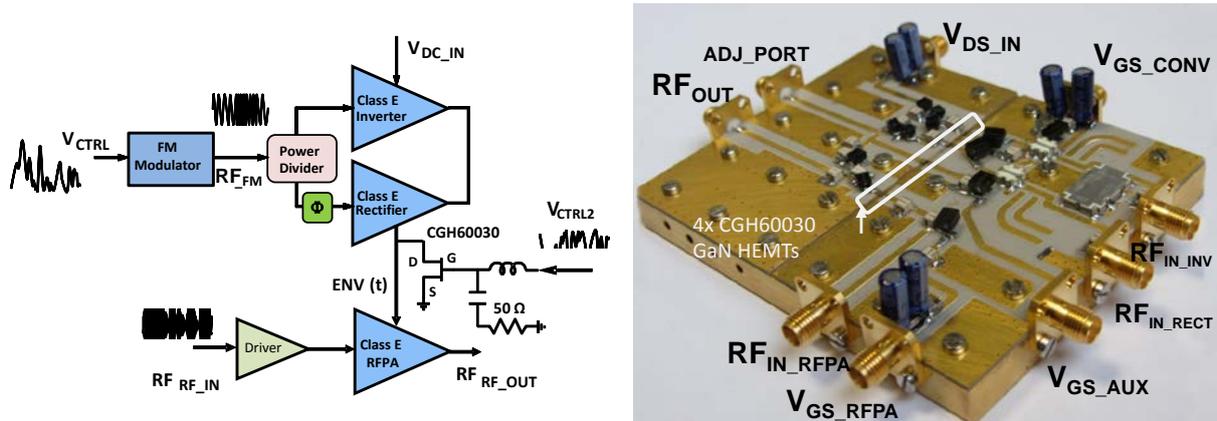


Figura IV.51: Diagrama de bloques y fotografía del transmisor clase E³ integrado.

Este sistema se excitó en modo híbrido ET/EER con señales WCDMA de 1, 2 y 4 portadoras a las que se le aplicó predistorsión digital sin memoria, resultando en una PAPR de 5, 6.6 y 6.6 dB respectivamente. Los espectros y resultados obtenidos con estas excitaciones se observan en la Figura IV.52.

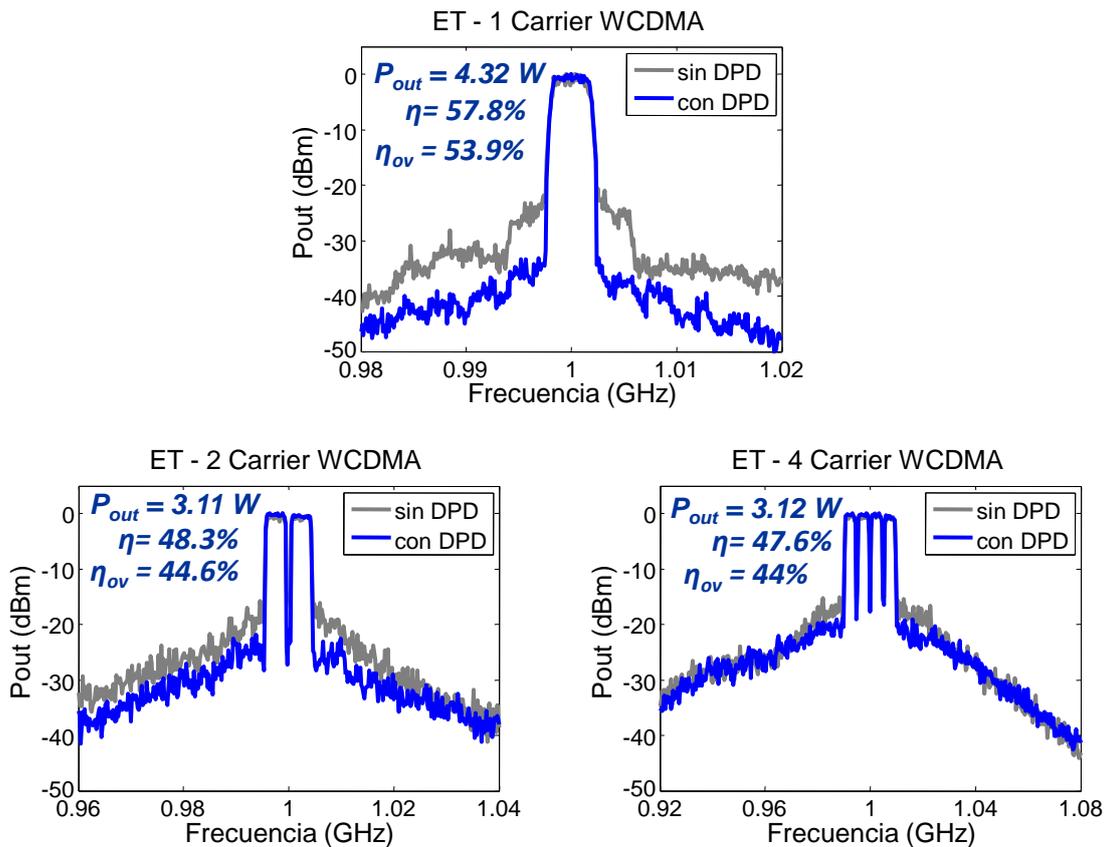


Figura IV.52: Espectros y resultados obtenidos para el transmisor clase E³ con señales WCDMA operando en modo híbrido ET/EER.

Para los tres casos se midió el valor de ACPR según el procedimiento establecido para el estándar WCDMA, resultando en el caso del ACPR de canal adyacente en un -40 dBc y -48 dBc para el canal alterno. El EVM medido fue del 3.7%. Se puede observar claramente como empeoran los perfiles de distorsión para las señales con mayores anchos de banda. Además, al igual que en el caso de las pruebas realizadas con señales multitono, se observan asimetrías provocadas probablemente por los efectos de memoria, junto a una contribución indeseada debido a las limitaciones en ancho de banda del generador.

Partiendo de estos resultados se puede apreciar como el sistema, a pesar de tener buenas figuras de eficiencia, sobrepasando siempre un valor del 44% para señales con varias portadoras, no presenta un perfil de linealidad lo suficientemente bueno como para cumplir con los requisitos del estándar WDCMA. Este fenómeno se podría mejorar aplicando técnicas de predistorsión 2D más complejas e introduciendo la corrección de los efectos de memoria.

Las principales ventajas de esta estrategia de control, basada en la modulación en frecuencia, para la reproducción eficiente de envolventes de gran ancho de banda, cuando se compara, por ejemplo, con el uso de modulación PWM para controlar el la tensión entrada de las secciones anteriores, se muestran a continuación:

- 1) No son necesarios filtros de reconstrucción, como en el caso del convertidor basado en *carrier-bursting*, para recuperar la envolvente de la señal PWM recuperada. Las terminaciones requeridas a las componentes armónicas de la PWM prácticamente limitan el ancho de banda del convertidor a la respuesta en frecuencias de estos filtros.
- 2) El valor máximo de tensión está desplazado con respecto al valor máximo de eficiencia (algo que también ocurría en el caso del Chireix-Outphasing), por lo que los perfiles de eficiencia se ajustan mejor a las curvas de densidad de probabilidad (*pdf*) que presentan las envolventes de las señales de comunicaciones reales.

En el capítulo de Conclusiones se llevará a cabo una comparación de los tres tipos de convertidores E² implementados en este capítulo, en función de las principales figuras de mérito que definen su rendimiento, junto con otros convertidores resonantes de alta frecuencia publicados en la literatura.

IV.3. Referencias

- [1] M.K. Kazimierczuk, D. Czarkowski, *Resonant Power Converters*, 2nd Edition, Wiley-IEEE Press, 2011.
- [2] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed., Springer: NY, 2001.
- [3] F. H. Raab, "Split-Band Modulator for Kahn-Technique Transmitters," *in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, June 2004, pp. 887-890.

-
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] R. Redl, R. Bela, Molnar, N.O. Sokal, "Class E Resonant Regulated DC/DC Power Converters: Analysis of Operations, and Experimental Results at 1.5 MHz," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PE-1, no.2, pp.111-120, April 1986.
- [9] R. F. Gutmann, "Application of RF circuit design principles to distributed power converters", *IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum.*, vol. IECI-27, pp.156-164, 1980.
- [10] M.K. Kazimierczuk, "Synthesis of phase-modulated resonant DC/AC inverters and DC/DC converters", *IEE Proceedings B Electric Power Applications*, vol.139, no.4, pp.387-394, Julio 1992.
- [11] 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.
- [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.
- [13] F. H. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," *IEEE Trans. on Circuits and Syst.*, vol. 24, no. 12, pp. 725- 735, Dec. 1977.
- [14] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Proc. IRE*, Vo. 23, No. 11, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
- [15] A. Birafane, M. El-Asmar, A. Kouki, B. Ammar, M. Helou, and F. M. Ghannouchi, "Analyzing LINC systems," *IEEE Microw. Mag.*, vol.11, no. 5, pp. 59–71, Aug. 2010.
- [16] R. Beltran, F. H. Raab, and A. Velazquez, "HF outphasing transmitter using class-E power amplifiers," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 2009.

- [17] M. P. van der Heijden, M. Acar, J. S. Vromans and D. A. Calvillo-Cortes, "A 19W High-Efficiency Wide-Band CMOS-GaN Class-E Chireix RF Outphasing Power Amplifier," *2011 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, 1-4, June 2011.
- [18] 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. Microw. Theory Techn.*, vol. 57, no. 8, pp. 1925-1935, Aug. 2009.
- [19] M. K. Kazimierczuk and J. Joswik, "Resonant DC/DC Converter with Class-E Inverter and Class-E Rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 36, no. 4, pp. 568-578, Nov. 1989.
- [20] F. H. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," *IEEE Trans. on Circuits and Syst.*, vol. 24, no. 12, pp. 725- 735, Dec. 1977.

Conclusiones

En esta tesis se han presentado los trabajos encaminados a proponer varias topologías de transmisión eficiente basadas en dispositivos GaN HEMT, abarcando el estudio de tecnologías y mecanismos desde el nivel de dispositivo a nivel de sistema. El objetivo propuesto no era solamente mejorar las prestaciones de las tecnologías existentes, encaminadas a resolver el compromiso entre eficiencia y linealidad de los transmisores de inalámbricos, sino también presentar soluciones lo más compactas y simples posibles, que facilitasen la integración, reduciendo el volumen y el peso de los circuitos, siguiendo con la tendencia actual hacia sistemas más integrados, reconfigurables y versátiles. En este contexto, la introducción de la tecnología GaN HEMT ha jugado, y seguirá jugando durante los próximos años, un papel fundamental, principalmente debido a su capacidad excepcional de manejar potencias y temperaturas en un área muy pequeña, así como de soportar tensiones muy elevadas.

A partir de los resultados expuestos en la memoria, se pueden definir las siguientes contribuciones:

- Se ha propuesto una metodología de diseño de amplificadores clase E basada en el modelo de conmutador del transistor GaN HEMT implementado a partir de unos pocos parámetros extraídos de manera simple con medidas I/V y medidas de parámetros S en determinados puntos de polarización y empleando bobinas y condensadores de alto factor de calidad, aprovechando las resonancias producidas por sus elementos parásitos. Esta metodología ha sido validada con varios amplificadores diseñados, implementados y medidos, que han alcanzado eficiencias superiores al 80% en las bandas de UHF.

- Se ha estudiado el impacto de la variación de la R_{on} de transistores modulados por drenador utilizando un método de medida diferente al empleado anteriormente. Se observó que el efecto es relativamente débil comparado con otros mecanismo de distorsión que aparecen en este tipo de topologías, aunque se debe tener en cuenta a la hora de implementar modelos lo suficientemente precisos.

- Se ha hecho un estudio del impacto del autocalentamiento del transistor GaN HEMT en transmisores polares, que requirió de una caracterización de la respuesta térmica del dispositivo. En las medidas del transmisor polar con diferentes señales que evitaban las fuentes distorsión, se detectaron pequeños efectos residuales debido al autocalentamiento. Se espera que estos efectos sean menos significativos optimizando la eficiencia del amplificador y la disipación de la potencia.

- Se ha propuesto una nueva ecuación para la fuente de corriente del modelo no lineal de un transistor GaN HEMT que es capaz de reproducir el comportamiento del dispositivo tanto en la zona lineal como en la región de pinch-off, es decir, los dos estados donde opera un amplificador conmutado como el clase E. La ecuación evita la utilización de la tangente hiperbólica, eliminando así la simetría impar y permitiendo la reproducción fiable del comportamiento en el tercer cuadrante de las curvas IV, lo cual es de gran importancia en el modelado de convertidores y en la reproducción de los mecanismos de distorsión de intermodulación.

- Se han diseñado tres tipos diferentes convertidores DC-DC resonantes clase E² para uso como moduladores de envolvente en arquitecturas ET/EER y se implementaron dos versiones de transmisores denominados clase E³, empleando distintos tipos de control de la tensión de salida y diferentes frecuencias de conmutación. La Tabla 8 muestra una comparación del rendimiento de los convertidores implementados, con otros convertidores de alta frecuencia publicados en la literatura.

Ref.	Frec. (GHz)	Tecnología	P_{out} (W)	Eficiencia (%)
[1]	0.03	MOSFET	220	87
[2]	0.1	GaN	7	91
[3]	0.11	LDMOS	25	86
[4]	0.233	CMOS	0.55	82
PWM	0.78	GaN	11.5	72
[5]	0.9	GaN	12.8	79
FM	1	GaN	8.5	77
[5]	1.2	GaN	5	75
[6]	4.5	GaAs	0.053	64
Chireix	0.78	GaN	11	72

Tabla 8: Estado del arte de convertidores DC-DC de alta frecuencia

Los valores absolutos mostrados en la Tabla 8 dan una medida de cuan relevantes son los rendimientos alcanzados por los sistemas presentados en esta memoria. Otro punto a destacar son los anchos de banda conseguidos, sobre todo por la solución basada en modulación FM, que con 51 MHz medidos resulta en una opción competitiva y compacta frente a los convertidores multinivel con combinación conmutado-lineal. Además, la solución de un convertidor resonante con control de fase a través de una arquitectura Chireix-outphasing constituye una importante contribución de este trabajo, siendo el primero de su tipo reportado con esta topología.

Esta arquitecturas de convertidores resonantes, basadas en operación clase E, han sido incorporadas en los proyectos "*Micro-Power Conversion Program (MPC): VeSP transmitter*" financiado por la Agencia de Defensa, DARPA, y "*Solar ADEPT program: Wafer-level submodule integrated dc-dc converters*", financiado por la Agencia de Energía, ARPA-e, ambas de los Estados Unidos, en colaboración con el Microwave and Active Antenna Group (Prof.

Zoya Popovic) y el Colorado Power Electronics Center (Prof. Dragan Maksimovic), ambos pertenecientes a la Universidad de Colorado en Boulder.

V.1. Investigaciones en curso y líneas futuras

El grupo investigador ha continuado con el trabajo relacionado con los convertidores DC-DC de alta frecuencia. Inicialmente se implementó un rectificador que elimina la necesidad de utilizar una red de realimentación, ya que la puerta se consigue excitar a través de la capacidad puerta-drenador (C_{gd}). Además, recientemente en [5] se ha presentado un convertidor autoscilante, en colaboración con la Universidad de Colorado en Boulder, que elimina la necesidad de utilizar entradas de RF tanto en el inversor como en el rectificador, lo cual es de gran interés principalmente para el campo de la electrónica de potencia.

También se está trabajando en un nuevo tipo de convertidor DC-AC que permitiría, debido a su elevada frecuencia de conmutación, la alimentación remota inalámbrica de AC mediante antenas en aplicaciones de wireless powering.

En otra línea donde se han logrado avances significativos es en el desarrollo de los transmisores Chireix-Outphasing, con soluciones multibanda [7] y de banda ancha, basadas en amplificadores clase E paralelo [8].

Como líneas futuras de investigación adicionales, se propone desarrollar un modelo completo del transistor basado en la ecuación propuesta. Para esto será necesario hacer una caracterización completa de los parámetros extrínsecos e intrínsecos. También sería interesante evaluar su comportamiento en distorsión comparándolo con medidas reales de derivadas.

En cuanto al transmisor Clase E³, ha sido palpable de la necesidad, mencionada en varias ocasiones, de desarrollar técnicas de predistorsión más complejas, que incorporen los efectos de memoria (por ejemplo basadas en series de Volterra) para mejorar la linealidad y lograr cumplir las cada vez más restrictivas máscaras espectrales. También, se podría mejorar las prestaciones de los diseños implementados mejorando el sistema de regulación de la tensión de salida del convertidor clase E² en sistemas híbridos ET/EER implementando lazos de control. Además, siguiendo la idea del inversor outphasing, se pueden explorar las capacidades de los sistemas de este tipo que emplean 4 ramas [9] y los que evitan la separación previa de las señales en banda base [10].

V.2. Referencias

- [1] J. M. Rivas et al., "A very high frequency DC-DC converter based on a class resonant inverter," *IEEE Power Electron. Specialists*, 2008.

-
- [2] 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.*, Sep. 2014, pp. 3664–3671. Conf., 2008, pp. 1657–1666.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] Ramos, I.; Ruiz Lavin, M.N.; Garcia, J.A.; Maksimovic, D.; Popovic, Z., "GaN Microwave DC–DC Converters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.63, no.12, pp.4473-4482, Dec. 2015
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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 Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Pamplona, 2-4, Sept. 2015
- [9] A.S. Jurkov, D.J. Perreault, "Design and control of lossless multi-way power combining and outphasing systems," *2011 IEEE 54th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, Aug. 2011.
- [10] T.W. Barton, D.J. Perreault, "Theory and Implementation of RF-Input Outphasing Power Amplification," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.63, no.12, pp.4273-4283, Dec. 2015.

Anexos

En estos anexos se presentan dos soluciones que aprovechan la experiencia adquirida en la caracterización de dispositivos, en este caso pHEMTs, así como en el diseño de circuitos activos y la implementación de arquitecturas de transmisión de alta eficiencia para desarrollar soluciones compactas de altas prestaciones fundamentadas en su comportamiento no lineal.

Aunque no se enmarcan en la línea fundamental de este trabajo de tesis, los resultados conseguidos han sido muy interesantes y por ello se ha decidido situarlos en este lugar de la memoria.



Convertor de Frecuencia con Control Vectorial para Aplicaciones de Conformado de Haz en Agrupaciones de Antenas en Recepción.

Además de las tendencias a la integración de los dispositivos y a la búsqueda de una mayor eficiencia energética, las nuevas tecnologías de radiocomunicaciones precisan de la incorporación de técnicas de conformado de haz en las estructuras radiantes. La capacidad de conformar el patrón de radiación de las antenas según la dirección deseada encuentra muchas aplicaciones, tanto en comunicaciones civiles como militares [1], entre las que destaca la protección frente a reflexiones o interferencias, la operación en condiciones de alta variabilidad, o el multiplexado temporal en el dominio del espacio.

Para actuar sobre la dirección de apuntamiento de los arreglos de antenas es necesario controlar la amplitud y la fase de las excitaciones a los elementos que le componen. Este control se puede realizar mecánica o electrónicamente, llegando a incorporar incluso técnicas avanzadas de procesamiento digital de señal. En sistemas de alta compactibilidad, el caso de los terminales de usuario, se han de ofrecer dichas prestaciones mediante soluciones baratas y eficientes, tanto en consumo de energía como en tamaño y

complejidad estructural, razón por la cual se viene prestando especial atención a los circuitos multifunción, las antenas activas, o las técnicas de diseño basadas en el dispositivo.

En este sentido, se ha propuesto un conversor hacia abajo en frecuencia, capaz de controlar simultáneamente la amplitud y la fase de la señal resultante, con el propósito de ser destinado a su uso en agrupaciones de antenas en recepción de muy bajo coste. Usando el principio cartesiano, I/Q, sobre mezcladores activos en tecnología pHEMT, es posible controlar el desfase a lo largo de los cuatro cuadrantes para un rango de amplitud superior a los 10 dB. Gracias a las particularidades del comportamiento no lineal de estos transistores, combinando un nivel apropiado de oscilador local (OL) con el ajuste de la polarización en puerta es posible garantizar el mencionado rango de variación a través de una topología simple con óptima eficiencia de conversión. La distorsión de intermodulación, de principal importancia para la correcta recepción de formatos complejos de señal en comunicaciones inalámbricas, puede ser convenientemente estimada y acotada a partir del perfil de las derivadas de la característica $I_{ds}(V_{in})$ del dispositivo empleado.

A.1. Características generales del diseño

El esquema de conversión I/Q propuesto se muestra en la Figura A.1, donde la excitación en cuadratura de los mezcladores a la frecuencia de OL se logra gracias a un híbrido 90° . La señal de RF proveniente de la antena se divide en fase, y se combina con la señal de OL a la entrada de cada mezclador gracias a una estructura Wilkinson impresa del mismo tipo.

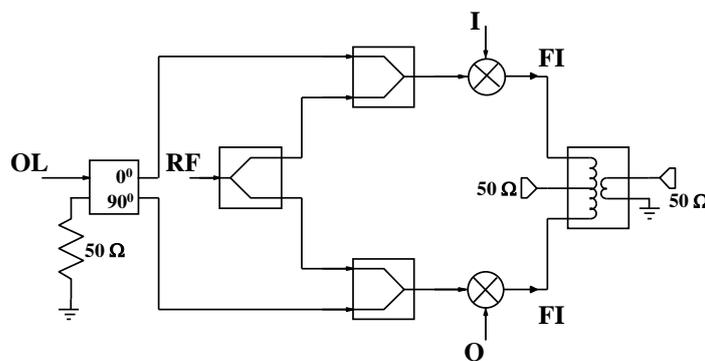


Figura A.1. Esquema general del conversor I/Q.

A través de las entradas I y Q se puede controlar la función de transferencia en conversión de los mezcladores, tanto en amplitud como en signo; y al sumar la componentes de frecuencia intermedia (IF) resultantes de ambas ramas, por medio de un transformador híbrido, se puede garantizar el control vectorial deseado a lo largo de 360° junto a una adaptación apropiada.

En la Figura A.2 se muestra la estructura de los mezcladores empleados en el demodulador. Estos utilizan transistores comerciales pHEMT NE3210s01 de NEC

Semiconductors. Las redes de adaptación y de polarización han sido diseñadas para garantizar un régimen de trabajo sobre una impedancia de carga de 50Ω a las componentes de frecuencia involucradas, de modo a situar el máximo de conversión asociado a la saturación de la característica $I_{ds}(V_{in})$ en una región de polarización lejos de la conducción de la unión de puerta, y por lo tanto de mayor fiabilidad en la operación del dispositivo.

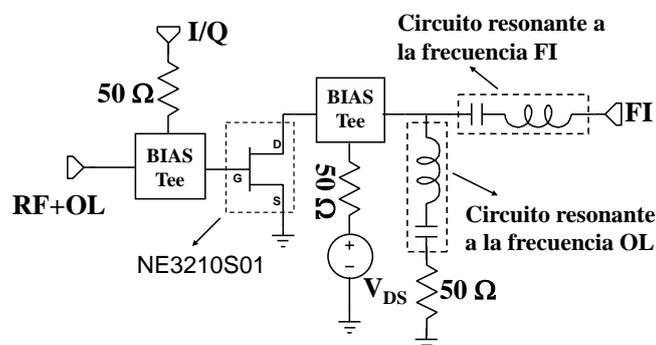


Figura A.2. Esquema simplificado del mezclador activo por puerta.

La Figura A.3 muestra la implementación física del diseño, donde se han utilizado dispositivos comerciales X2AS de Anaren para los cruces de las líneas. El híbrido de 90° , 1D1304-3, y los combinadores en fase, 4D1304, son también del mismo fabricante. Como transformador híbrido para sumar las componentes de IF se ha usado el TC1-1T+ de Mini-circuits.

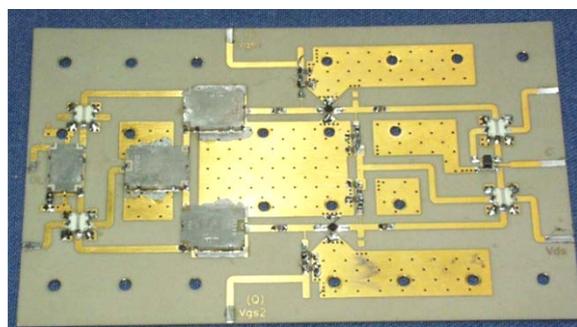


Figura A.3. Vista de la implementación del diseño.

A.2. Comportamiento no lineal de los transistores

Como se ha mencionado anteriormente, el circuito diseñado explota principalmente las particularidades del comportamiento no lineal de los transistores pHEMT para el control de la ganancia de conversión de un mezclador activo por puerta en dos regiones con valores de fase opuestos. Para conocer con exactitud los puntos de polarización óptimos, donde se podría esperar una mejor eficiencia en la mezcla de frecuencias, se realizó una caracterización detallada del dispositivo pHEMT seleccionado (el NE3210s01). Estas medidas permiten también predecir y acotar el comportamiento en distorsión de intermodulación de dicha topología mezcladora.

La principal no linealidad de un FET viene asociada a su transconductancia, es decir, a la variación de la corriente a su salida (en drenador) con la variación de la tensión a su

entrada (entre los terminales de puerta y fuente), representada en los modelos como una fuente de corriente controlada. Es precisamente este perfil no lineal $I_{ds}(V_{in})$ el que se aprovecha para la mezcla de interés, y se puede representar a lo largo de la línea de carga seleccionada mediante su expansión según una Serie de Taylor de grado n , en una aproximación simplificada al modelo de la fuente de corriente en [2]:

$$I_{DS}(V_{in}) = I_{DS}(V_{IN}) + G_1 V_{in} + G_2 V_{in}^2 + G_3 V_{in}^3 + \dots + G_n V_{in}^n \quad \text{A-1}$$

donde

$$G_i = \frac{1}{i!} \left. \frac{dI_{ds}^i}{dV_{in}^i} \right|_{V_{IN}} \quad \text{A-2}$$

Los subíndices en mayúsculas se refieren a los valores estáticos o de reposo (DC), mientras que los subíndices en minúsculas incluyen los valores dinámicos (RF).

En la mezcla activa por puerta [2], se busca maximizar la amplitud del primer armónico de la forma de onda periódica según la cual varía la transconductancia ante la excitación de OL. Para ello se polariza inicialmente al transistor en aquellos sitios donde la variación de G_I con la tensión en puerta es muy pronunciada, es decir, en los valores de V_{gs} correspondientes a los picos de la segunda derivada, G_2 .

Para los dispositivos pHEMT, que presentan compresión de la transconductancia, existen dos regiones donde se puede obtener máxima ganancia de conversión con la peculiaridad de que la corriente resultante a la salida en FI tendrá fases opuestas. Estas regiones están asociadas a no linealidades de tipo par, la transición de pinchoff a saturación y la transición de saturación a la zona lineal [3]. En la medida en que se eleva la impedancia en drenador a la frecuencia de OL, dicha transición se produce a un valor menor de tensión en puerta, pero la ganancia de conversión se reduce. La selección del valor apropiado se realiza buscando un compromiso entre buenas prestaciones y fiabilidad, siendo 50Ω una buena elección para el NE3210s01 [3].

La Figura A.4 muestra las derivadas G_I y G_3 extraídas del transistor sobre una línea de carga de tal valor, y representadas frente a la tensión puerta-fuente. Se pueden observar claramente las zonas de mayor variación de G_I y cómo coinciden aproximadamente con los ceros de G_3 (probablemente la mejor definición de la transición entre regiones). La extracción se realizó con una excitación de pequeña señal y baja frecuencia en puerta según el procedimiento clásico [4], pero ajustando la polarización en dicho terminal según una señal triangular con ayuda de un generador vectorial de señales, de modo a cubrir un rango de valores de tensión desde por debajo de pinchoff hasta valores positivos previos a la conducción por puerta.

La evolución de la componente fundamental de señal en drenador, así como de los armónicos segundo y tercero, se captura con ayuda un analizador vectorial de señales

(VSA 80600S de Agilent) y se hace corresponder en el tiempo con la tensión a la entrada. Para ello se ha inyectado previamente una señal pulsada con el fin de calcular las demoras exactas que introduce todo el sistema de medida. Se ha podido identificar así un valor de pinchoff alrededor de -0.8 V y una transición de saturación a la zona lineal en -0.1 V.

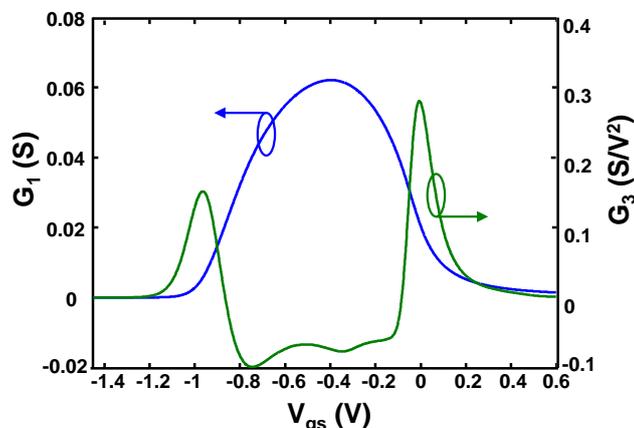


Figura A.4. Derivadas extraídas del transistor pHEMT NE3212e01.

A.3. Control de la amplitud y la fase

Habiendo identificado apropiadamente las regiones de trabajo donde se obtendrían mejores prestaciones en conversión, se pueden analizar las combinaciones de tensiones que se deben insertar por las entradas I y Q para obtener los perfiles de amplitud y fase en el elemento de la agrupación. Para lograr esto se ha caracterizado el circuito diseñado teniendo en cuenta su respuesta frente a todas las combinaciones de tensiones de polarización posibles.

El sistema de medida representado en la Figura A.5 muestra cómo se llevó a cabo la caracterización del circuito. Por medio de un generador vectorial de señales se inyectó una señal triangular por la entrada I que barriera las tensiones entre -0.8 V y 0.2 V, mientras que la entrada Q se excitó con una señal escalón que también fuera barriendo el rango después de cada barrido en I. La señal de salida fue capturada con un VSA, obteniéndose un perfil de la señal a la salida con respecto a todas las combinaciones de las polarizaciones I y Q.

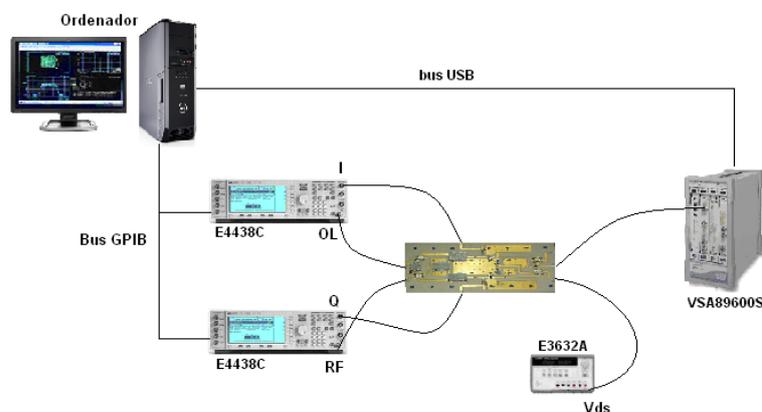


Figura A.5. Sistema de medida empleado en la caracterización del convertidor de frecuencia.

El sistema se excitó con una señal de RF de dos tonos separados a 1 MHz sobre una portadora de 950 MHz y con una señal de OL de 900 MHz, la potencia de entrada al OL a la cual se logró un mejor perfil a la salida, tanto de la señal deseada como de la distorsión fue 3 dBm. Para analizar la distorsión de tercer orden y el comportamiento del circuito frente a la señal de 2 tonos empleada, se sintonizó el VSA a $2 \cdot f_{F11} - f_{F12}$, en este caso 48.5 MHz.

A.3.a. Resultados de las medidas

Las curvas de amplitud constante obtenidas a la salida del circuito para todas las combinaciones de V_{gs} en I y Q se pueden observar en la Figura A.6. Para garantizar un correcto barrido de 360° en la fase, al valor de amplitud deseado, es preciso tomar los círculos cercanos al centro de la gráfica. Se ha seleccionado como círculo de máxima amplitud a f_{F11} el correspondiente a la curva con valor 0.015, obteniéndose de los ejes las componentes I y Q necesarias para generarla.

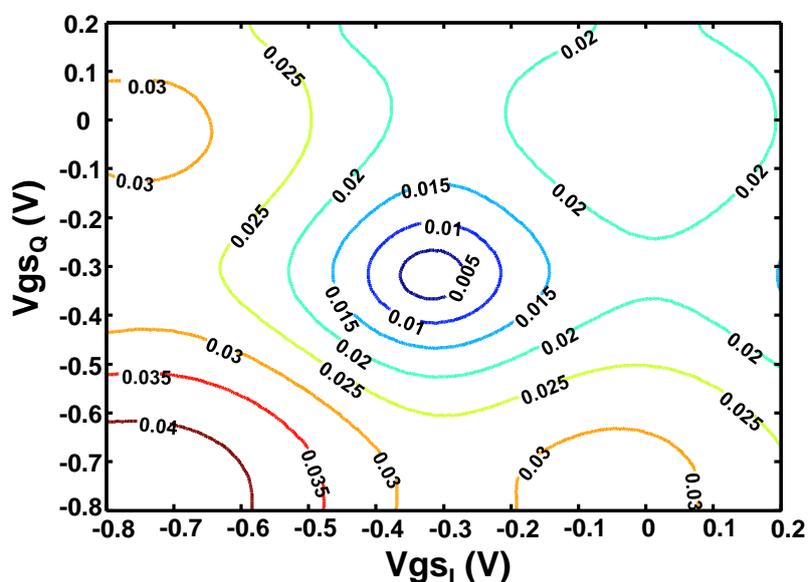


Figura A.6. Diagrama de contorno con las curvas medidas de amplitud constante a la salida para las posibles combinaciones entre los valores de I y Q.

Para comprobar cuán bueno es el control logrado en la amplitud y la fase a la salida del circuito implementado se ha generado el círculo de máxima conversión así como otro con un nivel 10 dB inferior. Interpolando las señales I y Q generadas en la característica previamente medida del circuito, se han estimado los círculos a obtener a la salida. En la Figura A.7, sobre un diagrama polar, se comparan los círculos trazados por las señales medidas con el VSA y las respectivas predicciones mediante simulación. Los círculos de amplitud máxima, medido y simulado, se corresponden con A y B, y los círculos atenuados, medido y simulado, con C y D, respectivamente.

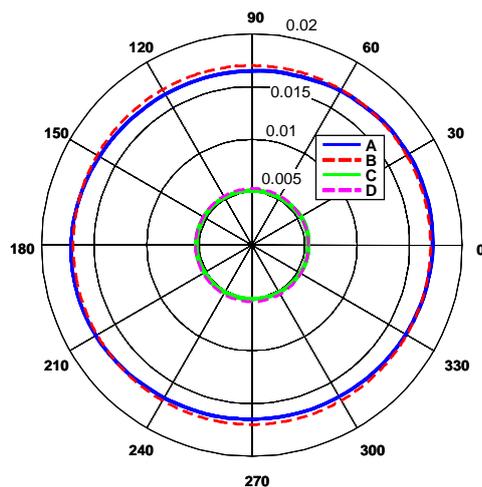


Figura A.7. Círculos de amplitud generados con las señales I/Q.

La comparación entre la medida y la simulación brinda una idea de la eficacia del diseño para controlar la amplitud de la señal en cada uno de los elementos de la agrupación en recepción, manteniéndose prácticamente constante a lo largo de los cuatro cuadrantes de variación en la fase.

A.3.b. Medidas de distorsión

Como ya es sabido [5], las no linealidades de los dispositivos activos son causantes de la distorsión de intermodulación de tercer orden en banda, la cual puede afectar en gran medida a la correcta recuperación del mensaje o interferir canales y sistemas operando en bandas adyacentes. Se ha seguido el mismo método empleado para la extracción de los círculos a la frecuencia fundamental, pero con la señal capturada a la frecuencia $2 \cdot f_{F1} - f_{F2}$. La Figura A.8 muestra, también en un diagrama polar, los perfiles de distorsión correspondientes a una conversión con amplitud máxima y a una conversión con una atenuación relativa de 10 dB, ya detalladas en el apartado anterior.

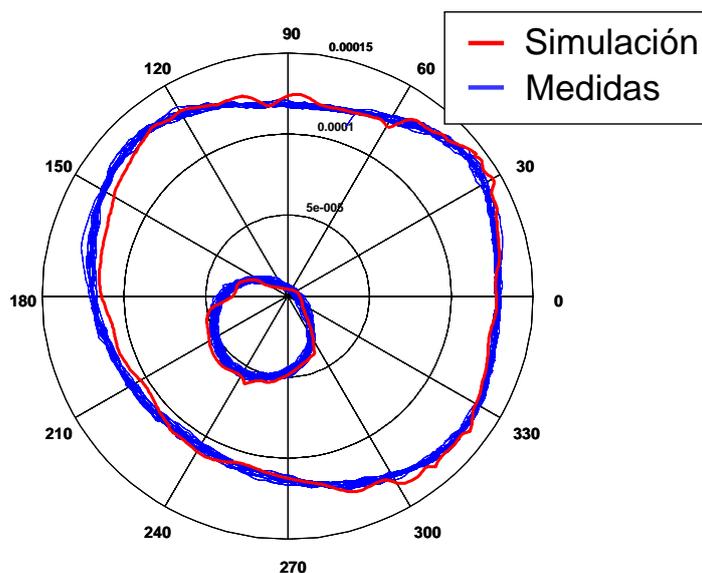


Figura A.8. Medidas de la distorsión de intermodulación para las señales correspondientes al círculo de máxima amplitud y al atenuado en 10 dB.

Es de apreciar que la distorsión no se mantiene constante al barrer la fase. El hecho de que existan valores de fase para los cuales la distorsión es mínima nos permite tener también cierto control sobre la distorsión a introducir en la agrupación receptora. Para el conformado del patrón de radiación de las antenas sólo es necesario el control de la fase relativa entre los elementos del arreglo [6], por lo que es posible escoger combinaciones de fase en el conversor de tal modo que tenga una linealidad aceptable.

En esta solución, colateral a la línea y objetivos de investigación de esta tesis, se consiguió aprovechar los resultados de caracterización y control del comportamiento no lineal de transistores HEMT, relevantes a los diseños de alta eficiencia, para la implantación de soluciones compactas y de altas prestaciones con el dispositivo en función de mezcla.

A.4. Referencias

- [1] J. Blogh and L. Hanzo, *Third-Generation Systems and Intelligent Wireless Networking: Smart Antennas and Adaptive Modulation*, 1st ed., Wiley-IEEE Press, April 2002.
- [2] S. Maas, *Microwave Mixers*, Artech House, 2nd ed., 1993.
- [3] L. Cabria and J. A. García, “A PHEMT-based Phase Conjugator for Full-Duplex Retrodirective Arrays”, *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 18, pp. 368-370, May 2008.
- [4] S. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, Artech House, 2nd ed., 2003.
- [5] J. C. Pedro and N. Borges, *Intermodulation Distortion in Microwaves and Wireless Circuits*, Artech House, 1st ed., 2003.
- [6] G. V. Tsoulos, *Adaptive Antennas for Wireless Communications*, 1st ed., Wiley-IEEE Press, Jan. 2001.

B

Conjugador de Fase EER para Sistemas Retrodirectivos

Las agrupaciones retrodirectivas de antenas constituyen una solución prometedora para aplicaciones inalámbricas de bajo coste que precisan de una alta velocidad de respuesta, frente a los estructuralmente complejos y energéticamente ineficientes sistemas adaptativos, basados en engorrosos algoritmos de procesamiento digital de señales.

En la solución heterodina propuesta por Pon en [1], la condición requerida para obtener un comportamiento retrodirectivo (la conjugación de fase) se logra seleccionando el producto de banda lateral inferior resultante de la mezcla de la señal de interrogación con un oscilador local (OL) sintonizado al doble de su frecuencia. A pesar de las ventajas y la simplicidad que brinda esta técnica, su aplicación en los modernos sistemas inalámbricos aún es limitada, principalmente debido a los rigurosos requerimientos en términos de linealidad que presentan los modernos formatos de modulación multinivel y multiportadora, los cuales deben atravesar un proceso de conjugación de fase que es, intrínsecamente, no lineal.

En la literatura se pueden encontrar varios trabajos en los que se han tratado estos problemas. Por ejemplo, en [2] el mezclador conjugador de fase es simplemente sustituido por un detector de ángulo de arribo y un desfasador, mientras que en [3] se sugiere un sistema de modulación IQ modificado usando PLLs.

En este caso, se trabajó en una solución similar a la propuesta en [4], pero haciendo uso también del modo TM_{20} de una antena parche cuadrada, acoplada por dos ranuras ortogonales, con el objetivo de recibir una señal de OL espacialmente distribuida, que contiene la información de amplitud y fase de un formato de modulación espectralmente eficiente. Esta señal sería reenviada posteriormente en la dirección de interrogación

B.1. Descripción general del sistema.

En la Figura B.1 se muestra un diagrama del sistema sugerido, integrando en su estructura el transpondedor propuesto. La señal de interrogación a 960 MHz con polarización vertical (PV) es recibida gracias al modo TM_{10} de cada parche alimentado ortogonalmente. La señal de OL a 1920 MHz es espacialmente distribuida con la misma

polarización desde el foco del array, siendo en este caso recibida usando el modo TM_{20} . Un diplexor permite separar ambas señales a puertos físicamente aislados.

Inicialmente, un retardo adecuado es introducido entre los elementos (τ_{LO}), como en una estructura reflectarray clásica [5]. Posteriormente, mientras se recibe la señal de interrogación a través del puerto INT, se le aplica una técnica de eliminación y restauración de envolvente (EER) [6] a la señal de OL. En [4] se demuestra la capacidad de modulación que presentan los mezcladores activos por puerta, con una ganancia de conversión muy lineal. Esto hace posible la recombinación de la envolvente compleja en los mezcladores. La señal de respuesta es retransmitida por el puerto RESP (modo TM_{01}), usando polarización horizontal (PH) e incorporando la modulación digital deseada.

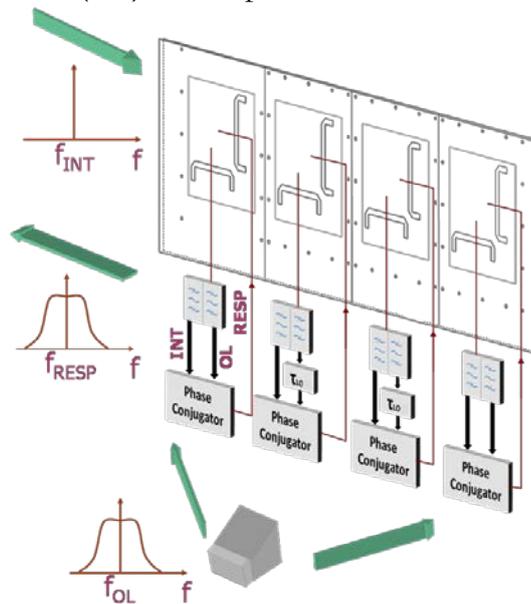


Figura B.1. Diagrama del sistema retrodirectivo propuesto.

B.2. Conjugador de fase EER

En la Figura B.2, se puede observar el núcleo del conjugador de fase propuesto: el mezclador activo por puerta. En la fotografía, los puertos correspondientes a las diferentes señales han sido marcados para que puedan ser identificados con claridad.

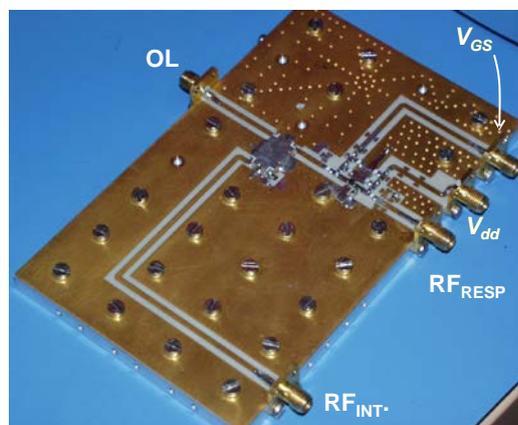


Figura B.2. Fotografía del mezclador activo por puerta implementado.

En la Figura B.3 se muestra un diagrama detallado del conjugador de fase EER. El sistema está compuesto por un acoplador direccional de ANAREN, un amplificador limitador o saturado (diseñado sobre el mismo transistor pHEMT NE3210S01 polarizado a una tensión muy baja de drenador, $V_{DS} < 1$ V) que recorta la señal y sólo conserva la información de fase. También se implementó un detector de envolvente utilizando diodos Schottky de Avago, con tensiones de codo muy bajas, y redes simples con elementos concentrados para el filtro paso-bajo y la líneas de desfase que garantizan la sincronización entre las ramas AM y PM (τ_{A_P}). En la parte inferior de la Figura B.3 se puede apreciar el esquemático del mezclador activo por puerta controlado por la tensión V_{ds} .

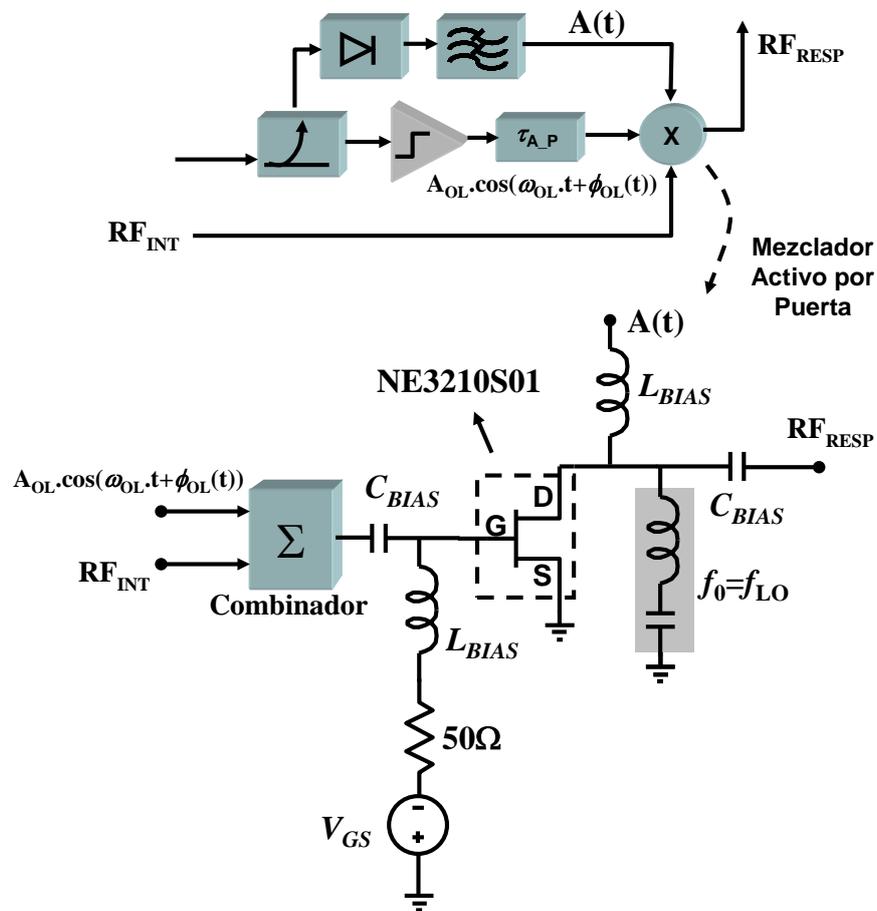


Figura B.3. Diagrama del conjugador de fase EER propuesto y esquemático del circuito del mezclador activo por puerta de la Figura B.2.

Siguiendo una topología EER típica [6], la señal de OL modulada en fase a la salida del amplificador limitador y la señal INT de onda continua se combinan en el terminal de puerta del mezclador de tal forma que la información de fase se transmite a la señal RESP en el plano de referencia de drenador. En este punto, la amplitud se puede modular linealmente introduciendo la señal de envolvente $A(t)$ a través de la red de polarización de drenador. Se ha colocado a la salida una red resonante LC en serie para obligar una terminación en cortocircuito a la frecuencia de OL y además, se ha introducido una

resistencia de 50Ω en la vía de DC de puerta para evitar oscilaciones indeseadas y limitar cualquier exceso de rectificación puerta-canal. De este modo, esta arquitectura permite obtener la modulación compleja de la señal de salida RF_{RESP} con el valor añadido de presentar ganancia de conversión.

B.3. Caracterización del mezclador

Los mecanismos de distorsión inherentes a este tipo de topologías [7] son extremadamente dependientes del retardo entre las ramas de envolvente y de fase. Este fenómeno se puede controlar por medio de la red de retardo τ_{A_P} mencionada en la sección anterior.

Otra fuente importante de distorsión en estos sistemas son las características no lineales V_{dd} -AM y V_{dd} -PM. Estas pueden ser corregidas utilizando predistorsión digital sin memoria, lo que requiere una apropiada caracterización de los perfiles no lineales en condiciones de operación. Para realizar esta tarea, se implementó el banco de medidas de la Figura B.4.

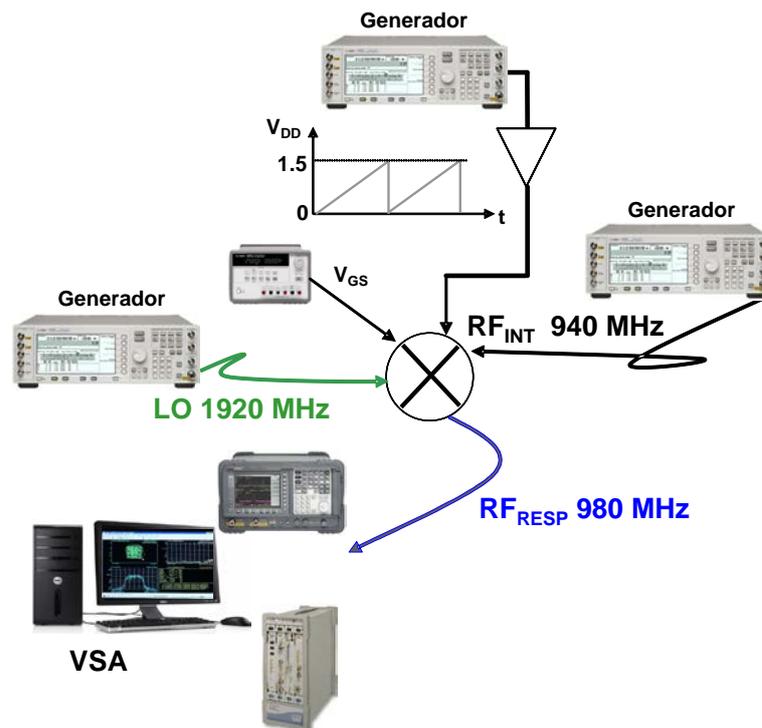


Figura B.4. Sistema de medidas para la caracterización de los perfiles V_{dd} -AM y V_{dd} -PM.

Usando un generador ESG de Agilent se envió una señal diente de sierra para poder capturar los perfiles deseados en un solo barrido de V_{DD} . Tres de estos generadores más un amplificador operacional fueron utilizados para reproducir las condiciones reales de trabajo del mezclador. Las características V_{dd} -AM y V_{dd} -PM extraídas se pueden apreciar en la Figura B.5.

Como ha sido estudiado en [4], es posible obtener un comportamiento bastante lineal hasta $V_{DD} = 1$ V, donde el dispositivo alcanza la zona de saturación asociada a la compresión de la transconductancia [8]. La característica de fase permanece prácticamente plana, excepto para valores de V_{DD} muy pequeños, probablemente debido a la contribución de las no linealidades reactivas, lo que provoca un efecto similar al “feedthrough” que aparece en los amplificadores de potencia conmutados modulados por drenador.

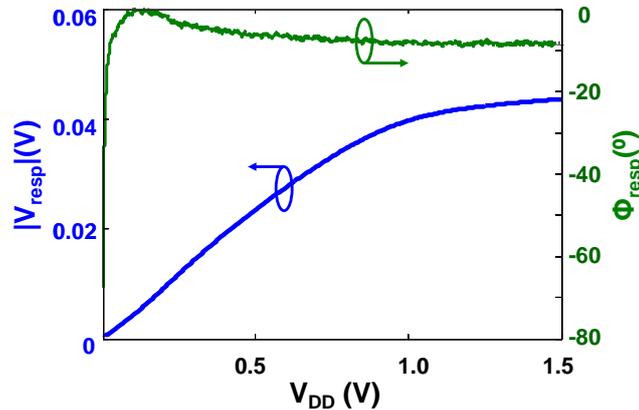


Figura B.5. Evolución de la amplitud y la fase de RF_{RESP} en función de V_{DD} para $P_{OL} = 2$ dBm y $P_{RF_INT} = -20$ dBm.

B.4. Topología balanceada

Aunque en este trabajo sólo se implementó la configuración simple de la Figura B.2, es evidente que siguiendo esta configuración una componente de RF_{INT} será radiada nuevamente junto a la señal RF_{RESP} . Para resolver esta limitación es posible utilizar una topología balanceada [9], que sea capaz de separar las señales INT y RESP, ambas en la misma banda de frecuencias, a puertos físicamente separados. De este modo, sólo la señal de respuesta será enviada a la antena. La arquitectura propuesta se muestra en la Figura B.6.

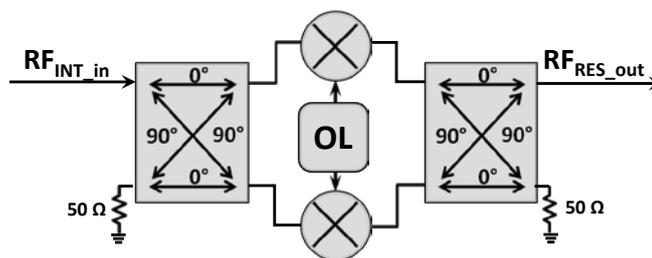


Figura B.6. Mezcladores conjugadores de fase en configuración simplemente balanceada.

B.5. Antena parche cuadrada acoplada por ranura

Como elemento del array se diseñó una antena parche cuadrada acoplada por ranura [10] y alimentada con dos puertos ortogonales y físicamente aislados. En uno de los puertos son excitados el modo TM_{10} y TM_{20} , mientras que en el otro solamente el TM_{01} .

En la Figura B.7a) se pueden observar detalles de su implementación, así como sus dimensiones geométricas. Esta estructura compacta de doble polarización y doble banda de trabajo resulta muy apropiada para este tipo de aplicaciones, permitiendo aprovechar las ventajas que ofrecen los parches microstrip acoplados por ranura.

Las dimensiones de la antenna han sido optimizadas para ser acopladas a 50Ω , y las líneas microstrip de los puertos de alimentación, así como los circuitos activos han sido impresos en ARLON 25N ($h = 0.762 \text{ mm}$ y $\epsilon_r = 3.38$). El parche fue impreso en una capa auxiliar con el objetivo de aprovechar las ventajas para la radiación de la baja permitividad del aire. En la Figura B.7b) se puede observar la evolución del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para uno de los puertos. Las condiciones de adaptación a 960 y 1920 MHz, correspondientes a los modos mencionados anteriormente, permiten la recepción simultánea de la señal de interrogación y la de OL, al mismo tiempo que la retransmisión de la respuesta deseada.

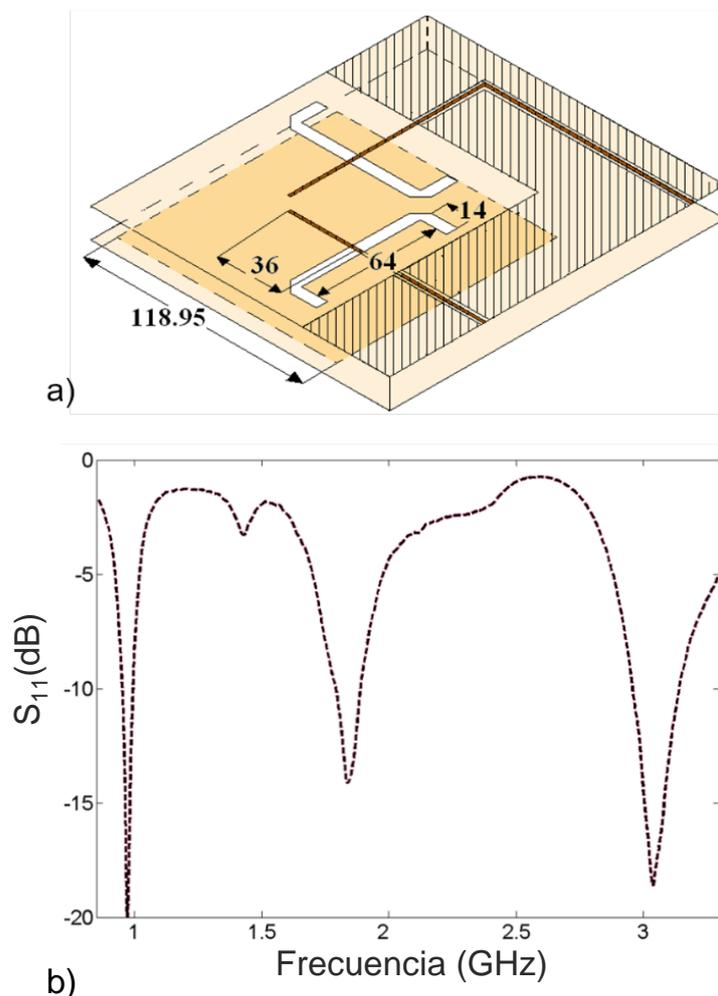


Figura B.7. a) Detalles geométricos de la antenna diseñada (dimensiones en mm) y b) evolución del acoplamiento de entrada para uno de los puertos.

B.6. Validación del sistema

En la Figura B.8 se muestra el sistema de medidas en campo lejano que se utilizó para validar la topología propuesta. Con la ayuda del programa Matlab, se envió una señal de comunicaciones EDGE al generador que fue empleado como oscilador local a 1920 MHz. Además, una señal de onda continua ligeramente desplazada a 940 MHz fue utilizada como interrogación con el objetivo de lograr una correcta caracterización de la señal de respuesta a 980 MHz. La señal fue predistorsionada digitalmente para corregir las no linealidades de la conversión AM-AM y AM-PM del conjugador de fase EER [4].

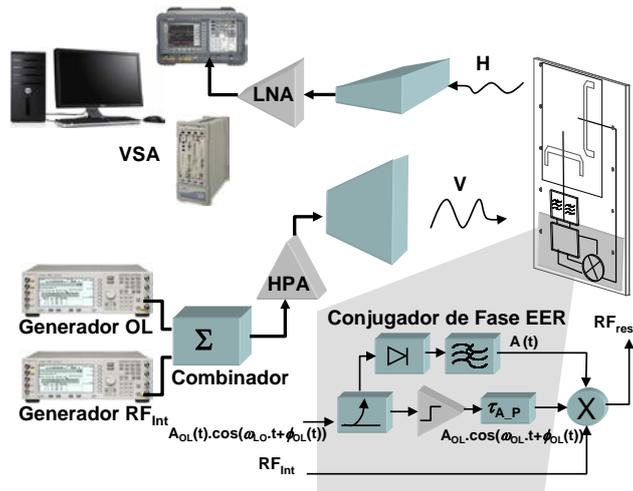


Figura B.8. Sistema de medidas en campo lejano con capacidad de generación y análisis vectorial de señales. También se incluyen detalles del conjugador de fase EER implementado.

Analizando el diagrama IQ de la señal EDGE de la Figura B.9, se puede observar que la envolvente nunca alcanza valores cercanos a 0 V. Esto es muy conveniente a la hora de evitar efectos indeseados que podrían aparecer en los diodos del detector de envolvente, así como las no-idealidades de amplitud y fase del mezclador, caracterizadas en la sección B.3, y que no pueden ser canceladas utilizando predistorsión digital.

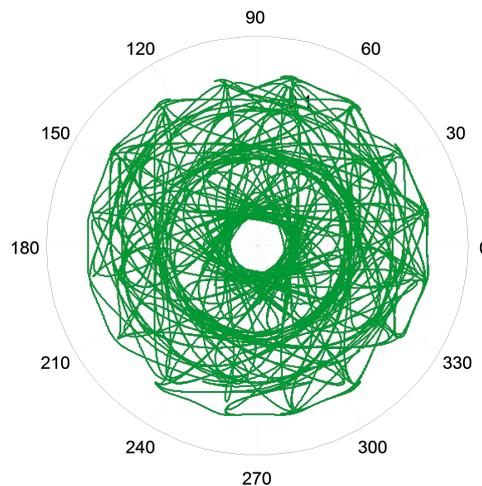


Figura B.9. Diagrama IQ de la señal EDGE utilizada.

El espectro de la señal capturada en el punto de interrogación, utilizando polarización horizontal, comparado con el de la versión original de la señal enviada se muestra en la Figura B.10, donde se observan muy buenos perfiles de distorsión, muy por debajo de los exigidos para este estándar de comunicaciones ($EVM = 2,1\%$).

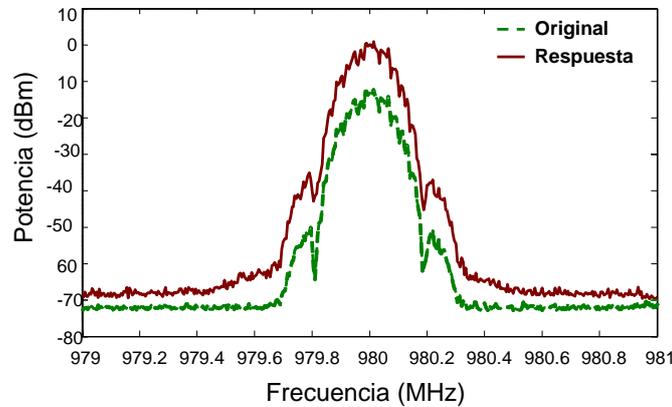


Figura B.10. Espectro de la señal EDGE de respuesta comparado con el de la versión original.

En conclusión, se consiguió implementar, aprovechando las técnicas de caracterización de dispositivos y los conceptos sobre los que descansan los transmisores de alta eficiencia, un conjugador de fase EER, para ser empleado en sistemas retrodirectivos con distribución espacial de la señal de OL, y con capacidad de manejar modernos formatos de modulación espectralmente eficientes. Para llevarlo a cabo, fueron implementadas y caracterizadas diferentes partes del sistema, como por ejemplo, un mezclador activo por puerta y una antena parche cuadrada acoplada por ranura. Finalmente, se validó la capacidad de la topología propuesta para manipular formatos de modulación reales lográndose un buen rendimiento en términos de distorsión residual.

B.7. Referencias

- [1] C. Y. Pon, "Retrodirective Array using the Heterodyne Technique," *IEEE Trans. Antennas Prop.*, vol. 12, no. 2, pp. 176-180, March 1964.
- [2] B G. S. Shiroma, R. Y. Miyamoto and W. Shiroma, "A Full-Duplex Dual-Frequency Self-Steering Array Using Phase Detection and Phase Shifting," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 128-134, Jan. 2006.
- [3] V. Fusco and N. B. Buchanan, "High-Performance IQ Modulator-Based Phase Conjugator for Modular Retrodirective Antenna Array Implementation," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 57, no. 10, pp. 2301-2306, Oct. 2009.
- [4] L. Cabria, J. A. García, T. Aballo and Z. Popovic, "Polar Phase-Conjugating Active Arrays for Spectrally Efficient Linear Wireless Links," *2010 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2010.
- [5] J. Huang and J. A. Encinar, *Reflecarray Antennas*, Wiley: NJ, 2008

- [6] L. R. Kahn, "Single-Sideband transmission by envelope elimination and restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Jul. 1952.
- [7] J. C. Pedro, J. A. Garcia and P. M. Cabral, "Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 55, no. 12, part 2, pp. 2757- 2765, Dec. 2007.
- [8] S. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, 2nd ed., Norwood: Artech House, 2003.
- [9] L. Cabria and J. A. García, "A PHEMT-based Phase Conjugator for Full-Duplex Retrodirective Arrays," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 18, no. 5, pp. 368-370, May 2008.
- [10] A. Adrian and D. H. Schaubert, "Dual-aperture coupled microstrip antenna for dual or circular polarization," *Electron. Lett.*, vol. 23, no. 23, pp. 1226–1228, Nov. 1987.

Publicaciones

Publicaciones en revistas internacionales

P.F. Miaja, J. Sebastian, R. Marante, J.A. Garcia, "A Linear Assisted Switching Envelope Amplifier for a UHF Polar Transmitter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 4, pp.1850,1861, Apr. 2014.

J. A. Garcia, 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, N° 12, pp. 4220 – 4229, Dec. 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, N° 6, pp. 1371 – 1375, June 2012.

J. A. García, L. Cabria, R. Marante, L. Rizo and A. Mediavilla, "An Unbiased Dual-mode Mixing Antenna for Wireless Transponders," *Progress in Electromagnetic Research Journal, PIER*, Vol. 102, pp. 1-14, Feb. 2010.

Contribuciones a congresos internacionales

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.

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, 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.

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. Garcia, R. Marante, M.N. Ruiz y 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, June 2013.

P. F. Miaja, J. Sebastian, R. Marante y J. A. García, "A Linear Assisted Switching Envelope Amplifier for an UHF Polar Transmitter," *Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2013)*, pp.3165,3171, Long Beach, March 2013.

R. Marante, M.N. Ruiz, J.A. Garcia, "A UHF Outphasing Transmitter based on Class E Power Amplifiers," *Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC)*, Sept. 2012.

M.N. Ruiz, Á. Gonzalez, R. Marante, J.A. Garcia, "A Reconfigurable Class E Oscillator/Rectifier based on an E-pHEMT," *Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC)*, Sept. 2012.

R. Marante, M.N. Ruiz, L. Rizo, L. Cabria, J.A. Garcia, "A UHF Class E² DC/DC Converter using GaN HEMTs," *2012 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Montreal*, June 2012.

M.N. Ruiz, R. Marante, J.A. Garcia, "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, N. Ruiz, J.A. Garcia, 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.

T. Aballo, R. Marante, J.A. Garcia, A. Mediavilla, "Characterizing a varactor contribution to the residual distortion of load-modulated PAs," *2011 Workshop Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC)*, 18-19 April 2011.

R. Marante, J. A. García, L. Cabria, T. Aballo, P. Cabral and J. C. Pedro "Nonlinear Characterization Techniques for Improving Accuracy of GaN HEMT Model Predictions in RF Power Amplifiers," *2010 IEEE Int. Microwave Symp., Anaheim, USA*, May 2010.

R. Marante, L. Rizo, L. Cabria, J. A. García, F. Marante, A. Mediavilla, "A Phase Conjugating Array For Spectrally Efficient Wireless Signal Retransmission," *4th European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP*, Barcelona, April 2010.

R. Marante, L. Cabria, P. Cabral, J. C. Pedro and J. A. García, “Temperature Dependent Memory Effects on a Drain Modulated GaN HEMT Power Amplifier,” *Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits, INMMIC 2010*, Göteborg, Sweden, April 2010.

R. Marante, J.A. Garcia, P.M. Cabral, J.C. Pedro, "Impact of $R_{on}(V_{DD})$ dependence on polar transmitter residual distortion," *Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits, INMMIC 2008*, pp.123-126, 24-25 Nov. 2008.

Contribuciones a congresos nacionales

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.N. Ruiz, J.A. García, R. Marante, G. Hernández, “Convertidor DC/DC Clase E² como Amplificador de Envoltorio de Señales de Banda Ancha,” *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, Julio 2013.

P. Fernández, J. Sebastián, R. Marante, J.A. García, “Transmisor Polar en UHF integrando un Modulador de Envoltorio Conmutado asistido por Etapa Lineal y un Amplificador Clase E a GaN HEMT”, *XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Elche Sept. 2012.

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. Marante, 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. Garcia “ Convertidor DC/DC Resonante Clase E² en UHF sobre tecnología GaN HEMT,” *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, Julio 2012.

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 2011)*. Leganés. Septiembre. 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 2011)*. Leganés. Septiembre. 2011.

J. A. García, J. de Mingo, G. Montoro, L. Cabria, R. Marante, P. García, C. Sánchez, E. Bertran, P. L. Gilabert, “Arquitecturas de Transmisión Inalámbrica de Alta Eficiencia,” *XXV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Bilbao, Sept. 2010.

R. Marante, L. Cabria, P. Cabral, J. C. Pedro, J. A. García, “Impacto del Autocalentamiento en la Linealización de un Transmisor Polar basado en un Amplificador a GaN HEMT,” *XXV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Bilbao, Sept. 2010.