

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Master

**IMPLEMENTACIÓN DE ARQUITECTURAS
EMERGENTES DE TRASMISIÓN BASADAS
EN CONCEPTOS DE AMPLIFICACIÓN DE
ALTA EFICIENCIA**

(Emerging transmitter architectures
implementations based on high efficiency
amplification concepts)

Para acceder al Título de

**MASTER EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN
Y COMUNICACIONES EN REDES MÓVILES**

Autora: Leysi Rizo Salas

Octubre - 2012

MÁSTER EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y COMUNICACIONES EN REDES MÓVILES (TICRM)

DOCUMENTO 3 – ACTA DE CALIFICACIÓN

Estudiante (nombre y apellidos):

Director/es del Trabajo de Fin de Máster (nombre y apellidos):

Título:

Title:

Presentado a examen el día: de de

COMPOSICIÓN DEL TRIBUNAL

Presidente (Apellidos, Nombre):

Secretario (Apellidos, Nombre):

Vocal (Apellidos, Nombre):

Este tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente	Fdo.: El Secretario
Fdo.: <input type="checkbox"/> El Vocal <input type="checkbox"/> El Coordinador del máster En el caso de que el vocal del tribunal asista por videoconferencia, firmará en su nombre el coordinador del máster.	Fdo.: El Director del TFM
	Vº Bº del Subdirector – Jefe de Estudios

"(...) old dog seems able to learn some new tricks."

S. Cripps

A mi familia

Agradecimientos

Antes de comenzar, quisiera agradecer de todo corazón a aquellas personas que de una forma u otra me han ayudado a llegar hasta aquí:

En primer lugar, a Dios por darme voluntad y fuerzas para salir adelante en una etapa tan difícil de mi vida.

A mi mamá y mi abuela, que han sido todo para mí desde que nací. Por no dejarme sola a pesar de mis malcriadeces y por el sacrificio de todos estos años.

A mi hermano, que como dice mi mamá: es la alegría de la casa y el niño de mis ojos.

A mi papá, que siempre estará presente.

A mi tía, a pesar de todo, por la ayuda que me ha ofrecido, por darme la oportunidad de cambiar mi vida, pero sobre todas las cosas por considerarme una hija.

A mi familia toda, con sus defectos y virtudes, por enseñarme lo bueno y lo malo.

A mi suegra Mercy, porque sin su apoyo y su total comprensión, en estos días de maratón, no lo hubiera podido lograr.

A Alejandro, por soportarme en las buenas y las malas, por su apoyo logístico, por seguirme en mis locuras, por las malas noches, pero sobre todo por su amor.

A Alejandrino, por ser el rayito de sol de las mañanas...

A Karen, por impulsarme en el trabajo, por la ayuda que me ha brindado todos estos años, desde muchos puntos de vista, por ser mi confidente, por ser mi amiga, mi compañera, en fin por ser "mi persona".

A mis amigos en general, en especial a Zail y Jaris, que si no ayudan, molestan, pero sin ellos el camino hubiera sido mucho más largo. También a Katia que siempre está pendiente de mí.

A Zoe, Mariela, Yunier, que no me han dejado de llamar para darme ánimos.

A Pedri, Hurtado, Carmita, Orlando, Miriam y Mesa, por tendernos la mano cuando más lo necesitamos.

A mis compañeros de trabajo, por su apoyo y sus consejos.

A Alain “el jefe”, por ser una persona con la que siempre se puede contar, por su sentido de la justicia y por apoyarnos aún en los momentos más complicados.

A Alain León, por las cosas buenas...

A Marante, a quien debo el privilegio de ser parte del proyecto con la Universidad de Cantabria, porque más que un tutor se ha convertido en un padre.

A Lorena y Jolín, por toda la ayuda desinteresada que me han prestado y las molestias que les he causado a lo largo de este tiempo, por su amabilidad y por hacerme parte de su trabajo.

A Nieves y Jessica, por ser más que compañeras, por siempre tener tiempo para ayudarme y por esas interminables tertulias del comedor, con risas incluidas.

A Vanesa y los niños, por todo el cariño que nos han ofrecido en estos años.

Al director y artífice de este proyecto, a Jose, por “tantas” cosas que no caben en estas líneas, por sus eternas atenciones, su gentileza, su exigencia, por compartir su familia, sus conocimientos, por hacerme cada día mejor profesional, por su perseverancia y por convertirse en mi ejemplo.

A Ángel Mediavilla, por no conocer los imposibles, por la generosidad que siempre nos ha manifestado y por el apoyo para llevar adelante esta idea

A Don José Luis García, que sin conocerme me tendió su mano. Por los consejos.

Al profesor Luis Valle, por todas las molestias que le hemos ocasionado y las que faltan, por su amabilidad y disposición.

A todos los profesores del Departamento de Ingeniería en Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, por su cálida acogida. En especial a Tino y Alicia.

A Sandra, por sus consejos, su ayuda y su sonrisa.

A España y su pueblo, por recibirnos como hijas.

A la AECID, por concedernos la Acción Integrada que ha hecho posible que muchos de nuestros sueños se hagan realidad.

A todos ustedes y espero que no se me quede nadie, que han sido parte de esta etapa de mi vida, una vez más: Muchas Gracias!!!

Resumen

En este trabajo, se presenta un estudio del estado del arte en lo referente a las arquitecturas emergentes de transmisión inalámbricas, las cuales se han desarrollado como alternativa al mejoramiento del compromiso linealidad-eficiencia, de los transmisores cartesianos actualmente empleados en las estaciones base. A partir de ello, es posible identificar al amplificador de RF como el elemento que consume mayor potencia dentro del transmisor, por lo que su diseño adecuado resulta estratégico.

Se proponen un grupo de consideraciones para la realización de diseños de base experimental de amplificadores de potencia de RF de alta eficiencia, que pueden ser aplicadas para diferentes frecuencias, tipos de transistores y clases de operación. Los resultados se validan a través de la implementación de varios prototipos y se demuestra que aún cuando no se cuente con el modelo no lineal del dispositivo o con herramientas sofisticadas de medición, los amplificadores cumplen con los estándares de linealidad y se encuentran dentro del estado del arte en términos de eficiencia.

Finalmente se implementan algunas variantes novedosas de transmisores emergentes basadas en conceptos de amplificación de alta eficiencia, que permiten corroborar la importancia de estas arquitecturas para el desarrollo sostenible de las comunicaciones en el futuro.

Abstract

In this work, an overview of emerging architectures in wireless transmitters, those are been developed for overcoming the current limit in the linearity versus efficiency trade-off in IQ transmitter, is presented. Based on this, it is possible to identify that the RF power amplifier is the key factor in the transmitter power consumption, so the appropriate design of the mentioned PA is essential.

A set of considerations for basis experimental designs of high efficiency RF power amplifiers, which can be applied to different frequencies, transistor types and classes of operation, are proposed. The results are validated through the implementation of various prototypes that are able to reach high efficiency and linearity levels even when the nonlinear model of the device or sophisticated measuring tools are not available.

Finally different novel implementations of emerging transmitter based on high efficiency amplification concepts are shown in order to corroborate the impact of these kinds of architectures for the sustainable future developments of the communications systems.

Índice

Agradecimientos	I
Resumen	III
Abstract.....	IV
Índice	V
Introducción.....	1
Contexto de la Investigación	1
Objetivos del trabajo.....	2
Estructura.....	2
Capítulo 1: Técnicas emergentes de mejora del compromiso linealidad-eficiencia en transmisores de radiofrecuencia	4
1.1. Introducción.....	4
1.2. Limitaciones de los transmisores inalámbricos vigentes.....	4
1.2.1 Técnicas de linealización clásicas	6
1.3. Técnicas de seguimiento de la envolvente mediante polarización variable	8
1.3.1 Polarización variable de transistores de radiofrecuencia.....	9
1.3.2 Necesidad del empleo de predistorsionadores en las técnicas de polarización variable	11
1.4 Transmisores Polares	11
1.5 Técnicas de modulación de la impedancia de carga.....	13
1.6 Transmisores LINC	15
1.6.1 Principio de funcionamiento del LINC	16
1.6.2 Desequilibrio de fase y/o ganancia en las ramas amplificadoras	17
1.6.3 Pérdidas de potencia asociadas al proceso de combinación de las señales ...	20
1.6.4 Otras alternativas para mejorar la eficiencia en las arquitecturas LINC	26
1.7 Conclusiones.....	36
Capítulo 2: Consideraciones para el diseño de base experimental de amplificadores de potencia de RF	38
2.1 Introducción.....	38
2.2 Amplificadores de potencia	39
2.2.1 Parámetros significativos de los amplificadores de potencia	39
2.3 Clases de amplificadores de potencia.....	42
2.3.1 Amplificadores en modo conmutado: clases D, D ⁻¹ , E, F, F ⁻¹ y S.....	43
2.4 Amplificador de potencia de alta eficiencia clase E.....	43
2.4.1 Aspectos teóricos a tener en cuenta para el diseño del amplificador de potencia clase E	44
2.4.2 Circuito clase E con elementos discretos L-serie/C-paralelo	52
2.5 Transistores de potencia utilizados.....	54
2.6 Amplificadores conmutados (especificaciones y diseño).....	56
2.6.1 Selección del dispositivo activo	56
2.6.2 Polarización del transistor para su funcionamiento como clase E	57
2.6.3 Impedancia óptima	59
2.6.4 Diseño de las redes de entrada y de salida.....	61
2.6.5 Dibujo de las placas e implementación del diseño mecánico.....	65
2.6.6 Reajuste de la red de adaptación al segundo y tercer armónico	66
2.6.7 Montaje del transistor, de las redes de polarización y los condensadores <i>by-pass</i>	68

2.6.8 Polarización y excitación hasta saturación del amplificador (reajuste de la red de salida).....	68
2.6.9 Adaptación de entrada	69
2.7 Prestaciones del amplificador clase E	70
2.7.1 Sistema experimental de caracterización.....	70
2.7.2 Resultados de la medida del amplificador ante una excitación de onda continua	71
2.7.3 Resultados de la medida del amplificador ante otras excitaciones.....	73
2.8 Conclusiones.....	75
Capítulo 3: Implementación de arquitecturas emergentes de transmisión basadas en amplificadores de alta eficiencia	78
3.1. Introducción.....	78
3.2 Implementación de un transmisor polar clase E ³	78
3.2.1 Amplificador de envolvente: problemática	78
3.2.2 Convertidor resonante DC/DC clase E2.....	79
3.2.3 Transmisor Polar Clase E ³	84
3.2.4 Conclusiones.....	87
3.3 Agrupación retrodirectiva en modo “ <i>outphasing</i> ” para enlaces inalámbricos <i>full-duplex</i> 87	
3.3.1 Diagrama a nivel de sistema de la agrupación retrodirectiva “ <i>outphasing</i> ”..	89
3.3.2 Mezclador resistivo como conjugador de fase basado en HEMTs de enriquecimiento	90
3.3.3 Implementación y caracterización de la agrupación retrodirectiva	93
3.3.4 Conclusiones.....	98
3.4 Trasmisor LINC con combinación espacial de potencias	98
3.4.1 Arquitectura LINC con reutilización remota de la potencia a la frecuencia de 2 GHz 99	
3.4.2 Antena parche con polarización ortogonal	99
3.4.3 Amplificador clase E	101
3.4.4 Sistema de medidas	101
3.4.5 Resultados.....	102
3.4.6 Conclusiones.....	104
3.5 Conclusiones.....	104
Conclusiones y Líneas Futuras	106
Referencias	109
Artículos relacionados directamente con este trabajo	122
Otras presentaciones	123
Artículos afines.....	123

Introducción

Contexto de la Investigación

En los años venideros se espera que el tráfico medio de datos en sistemas inalámbricos continúe creciendo a un ritmo exponencial, provocando un aumento significativo en el consumo de energía y, como consecuencia, en la emisión de gases de efecto invernadero. Recientemente se ha desarrollado una tendencia internacional a concientizar a la industria de las TIC para que llegue a ser sostenible, mejorando la eficiencia energética de las redes y de los sistemas asociados.

Teniendo en cuenta que las redes y los equipos de comunicaciones de hoy en día están optimizados para las prestaciones, y no para la eficiencia energética, es necesario cambiar drásticamente las estrategias de diseño con el fin de hacer frente a los desafíos futuros, como son la reducción de costos operacionales, la competitividad de la industria y la protección del medio ambiente. Al mismo tiempo, la conexión con el usuario debe mantenerse con el grado de calidad de servicio deseado, así como con total transparencia de la tecnología de la comunicación, forzando la evolución de los transmisores inalámbricos hacia “*software-defined*” o “*cognitive radio*”, capaces de operar en diferentes bandas de frecuencias y niveles de potencia, manejando estándares de comunicación con disímiles formatos de modulación y estadística de la envolvente, y, en consecuencia, cumpliendo con las estrictas especificaciones de linealidad siempre asociadas al objetivo de aumentar la eficiencia espectral.

Gracias a los más recientes avances en las técnicas de procesamiento digital de la señal, junto con la irrupción de nuevos dispositivos activos, se pone especial atención al desarrollo de arquitecturas transmisoras inalámbricas fundamentadas en el uso de la energía, capaces de superar la limitación ampliamente conocida en términos de linealidad versus eficiencia de los transmisores Cartesianos (IQ) clásicos, y destinadas a soportar de una manera rentable y ecológica el peso del crecimiento exponencial que vienen experimentando las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones (TIC). Al reducir los gastos operativos (OPEX), incrementar la vida

útil de las baterías, así como reducir el impacto medioambiental asociado; este tipo de soluciones podrían ser decisivas de cara a incrementar la competitividad de las empresas, que deben enfrentar el desafío impuesto por las tendencias de la economía global del siglo XXI. Resulta entonces, de vital importancia contribuir al avance de los conocimientos científicos y tecnológicos, encontrar soluciones, no sólo para proporcionar conectividad global, sino también para asegurarla desde una perspectiva de versatilidad y eficiencia energética.

Objetivos del trabajo

El **objetivo general** de esta investigación es implementar diferentes variantes de transmisores emergentes basadas en conceptos de amplificación de alta eficiencia.

Para ello se proponen las siguientes tareas:

- Realizar un estudio del estado del referente a las arquitecturas emergentes de transmisión inalámbrica.
- Proponer un grupo de consideraciones para el diseño de base experimental de amplificadores de potencia de RF de alta eficiencia y que puedan cumplir los estándares de linealidad mediante el uso de técnicas de predistorsión digital.
- Validar los resultados del método propuesto a través de la implementación de varios prototipos y su comparación con ejemplos encontrados en la literatura.
- Implementar sobre la base de los amplificadores construidos y otros conceptos de amplificación de alta eficiencia, diferentes variantes de transmisores emergentes, que contribuyan a superar las limitaciones identificadas en el estudio del estado del arte.

Estructura

La tesis se encuentra estructurada de la siguiente forma: introducción, tres capítulos, conclusiones, recomendaciones, bibliografía y anexos. A su vez los capítulos están organizados como sigue:

Capítulo 1: Se realiza un estudio del estado del arte de las arquitecturas emergentes de transmisión inalámbrica, enfatizando en las técnicas que pueden ser

implementadas para mejorar la linealidad y eficiencia de las mismas. Se identifica al amplificador de RF como un elemento clave en el funcionamiento de estos sistemas. Además se analiza detalladamente el transmisor LINC, comentando sus ventajas y principales desventajas, así como las alternativas que se proponen en la actualidad para solucionar sus limitaciones.

Capítulo 2: Partiendo de la teoría del diseño de amplificadores conmutados y teniendo en cuenta las limitaciones que se presentan en la actualidad para lograr un diseño adecuado de los mismos, por no contar con un modelo apropiado de los transistores a utilizar o con herramientas potentes que permitan hacer mediciones de *load-pull*, se plantea un método de base experimental relativamente sencillo y muy didáctico. Los resultados de la técnica se validarán a través de la implementación detallada de un amplificador a la frecuencia de 960 MHz.

Capítulo 3: Usando los amplificadores diseñados a partir de las consideraciones propuestas, como amplificadores de envolvente a través de un convertidor DC/DC (E^2) y como amplificador de RF propiamente, se implementará en una primera instancia un transmisor polar E^3 . Posteriormente se presentarán algunas variantes novedosas de esquemas “*outphasing*”, que permiten superar en cierta medida las limitaciones de esta arquitectura en términos de linealidad y eficiencia.

A través de las conclusiones y referencias bibliográficas se resumirán los principales resultados obtenidos durante la investigación y se enfocarán las líneas de investigación futuras, teniendo en cuenta que todavía queda mucho por hacer para solventar las limitaciones de los transmisores emergentes y de los propios amplificadores, con un enfoque económico y sostenible.

Capítulo 1: Técnicas emergentes de mejora del compromiso linealidad-eficiencia en transmisores de radiofrecuencia

1.1. Introducción

El gran esfuerzo de investigación y desarrollo realizado en los últimos años en el ámbito de las comunicaciones móviles y las tecnologías inalámbricas, ha propiciado el desarrollo de tecnologías tan diversas como UMTS, IEEE 802.11x, IEEE 802.16x, Bluetooth, redes móviles ad-hoc o redes de sensores sin hilos y la definición del nuevo concepto de “servicios y redes de cuarta generación” (4G).

Uno de los condicionantes más importantes para este desarrollo es maximizar la autonomía de los terminales de usuario y reducir los gastos relacionados al elevado consumo de potencia de las estaciones base, mediante la incorporación de técnicas que permitan optimizar su eficiencia energética. Hay que tener en cuenta que tales servicios requieren el uso de modulaciones multinivel o multiportadora de alta eficiencia espectral y elevado PAPR (*Peak to Average Power Ratio*), cuyas máscaras espectrales imponen restricciones muy importantes en términos de linealidad, tanto para garantizar la correcta recuperación del mensaje como para evitar el desbordamiento espectral sobre canales o servicios vecinos [1].

1.2. Limitaciones de los transmisores inalámbricos vigentes

Los problemas actuales para la consecución de valores elevados de eficiencia en la transmisión de formatos de modulación multinivel o multiportadora (que se abordarán en detalles en las secciones posteriores), vienen asociados básicamente al principio de funcionamiento que rige la propia arquitectura vigente: el transmisor Cartesiano o transmisor I/Q (ver figura 1.1) [2].

La señal de salida para esta arquitectura se representa en función de sus componentes en fase y en cuadratura como se indica en la siguiente expresión:

$$x(t) = x_i(t) \cos(\omega_c t) + x_q(t) \sin(\omega_c t) \quad (1.1)$$

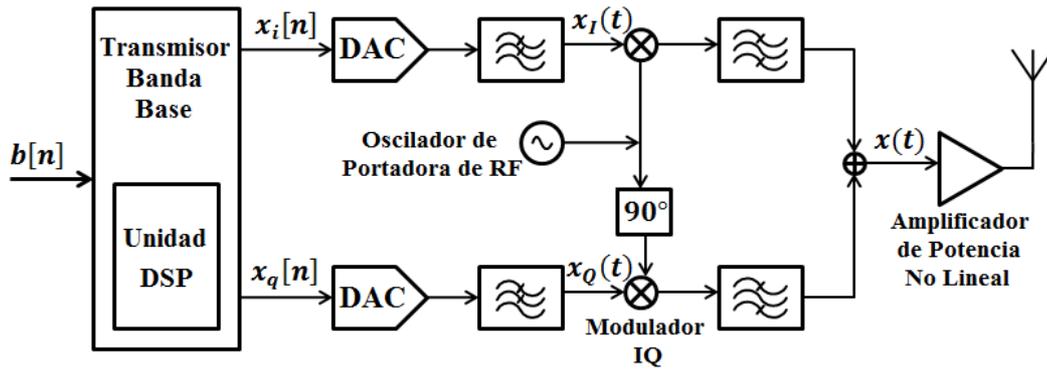


Figura 1.1 Esquema simplificado del transmisor cartesiano [2].

Dado que la señal paso-banda a transmitir se conforma en bajo nivel, los amplificadores de potencia se ven forzados a manipular una señal con variaciones significativas de la envolvente, siendo evidentemente necesario ajustar su capacidad de potencia a los valores picos de la misma, y por lo tanto sobredimensionarles con respecto al nivel de potencia media que se desea radiar. En la medida en que la relación potencia pico-potencia promedio sea mayor, y menos probable la aparición de dichos máximos, disminuirá la eficiencia promedio del amplificador, y con ella la de todo el transmisor.

Las técnicas de linealización intentan mejorar el compromiso eficiencia espectral- eficiencia de potencia, buscando lograr en general niveles de distorsión típicos en el régimen de pequeña señal, cercanos al punto de compresión de 1dB. Sin embargo, esos “oasis” de linealidad, ya sean logrados mediante topologías de cancelación (realimentación, *feedforward*, predistorsión, etc.) o por un óptimo aprovechamiento de las particularidades de funcionamiento de los dispositivos (*sweet-spots*), sólo pueden conseguirse lejos de las condiciones en que el amplificador ofrece su máxima eficiencia. Las técnicas de adaptación de la polarización o la carga, tipo *envelope tracking* (ET) o Doherty, intentan sin embargo ajustar la capacidad de manejo de potencia del transistor al valor instantáneo de la envolvente, evitando la degradación brutal de la eficiencia que se produce cuando dichas condiciones se mantienen fijas, razón por la cual vienen recabando cada vez mayor atención en los mundos académico e industrial.

1.2.1 Técnicas de linealización clásicas

Es precisamente en este escenario que surge el interés de investigar en soluciones que permitan trabajar con amplificadores eficientes en potencia mediante la incorporación de técnicas de linealización, entre otras variantes, capaces de proporcionar en todo momento la máxima potencia radiada con el mínimo consumo energético y la mínima interferencia objetable.

Los efectos de las no linealidades en los amplificadores de potencia son dobles: por un lado causan recrecimiento espectral, dando lugar a interferencias en los canales adyacentes (distorsión fuera de banda), mientras que por otro lado, causan distorsión dentro de la propia banda de transmisión, degradando por tanto el *bit error rate* (BER). Los organismos reguladores fijan, a través de los diferentes estándares de comunicaciones, los niveles máximos de emisión fuera de banda permitidos (máscaras de emisión de potencia que delimitan el *adjacent channel power ratio*, ACPR), así como de la propia distorsión en banda, por ejemplo especificando porcentajes máximos de error en las constelaciones (*error vector magnitude*, EVM) [3].

La propuesta de una mejora conjunta desde el punto de vista de la optimización en el compromiso entre linealidad y eficiencia en los sistemas de transmisión asociados a los sistemas de comunicaciones inalámbricos de banda ancha adquieren, como se ha mencionado, cada vez más importancia. La aplicación de nuevos métodos de entrenamiento de los sistemas de predistorsión, basados en señales de calibración específicas que mejoren los tiempos de convergencia de los mismos, donde, en los modelos de predistorsión se tengan en cuenta los efectos de memoria, causados por efectos eléctricos o electro-térmicos (series de Volterra truncadas o similares), imprescindibles cuando los anchos de banda de las señales a transmitir son elevados, cobran especial relevancia [4].

El control de los efectos causados por la respuesta no lineal de los amplificadores de potencia en sistemas de comunicaciones móviles, ha sido objeto de estudio durante años por parte de muchos grupos de investigación, en lo relativo a conseguir como objetivo satisfacer los fuertes requisitos que aparecen en nuevos estándares relacionados con la minimización de interferencias en canales adyacentes junto a la utilización de modulaciones complejas conviviendo con una elevada

eficiencia en el uso de la potencia. El control del comportamiento no lineal ha pasado por dos vertientes, el control a nivel de dispositivo, donde se conjugan los efectos de carga presentados a la entrada (*Source-Pull*) y la salida (*Load-Pull*) del transistor o los relativos al punto de polarización (*sweet-spot*) del dispositivo con el objeto de minimizar los efectos de no linealidades, y una segunda vertiente asociada a las técnicas de linealización a nivel de sistema, de entre las técnicas a nivel de sistema más ampliamente conocidas se tienen:

Predistorsión, el concepto básico de un sistema de este tipo (figura 1.2 a) presupone la inserción de un elemento no lineal (p. e. un diodo) previo al amplificador de potencia de RF, de forma tal que la combinación de las características transferenciales de ambos sea lineal (figura 1.2 b). La característica de compresión típica de los amplificadores de RF se sustrae de la lineal para obtener la característica de expansión. Este procedimiento puede llevarse a cabo tanto en RF como en banda base [5].

Predistorsión digital, estas técnicas aprovechan el potencial considerable que brindan los dispositivos DSP (presentes en las arquitecturas de transmisión modernas), los cuales permiten a la vez, conformar y actualizar las características de predistorsión requeridas. Se puede, además operar con diferentes tipos de señales de entrada, las más comunes a procesar son banda base-digital y digital-IF.

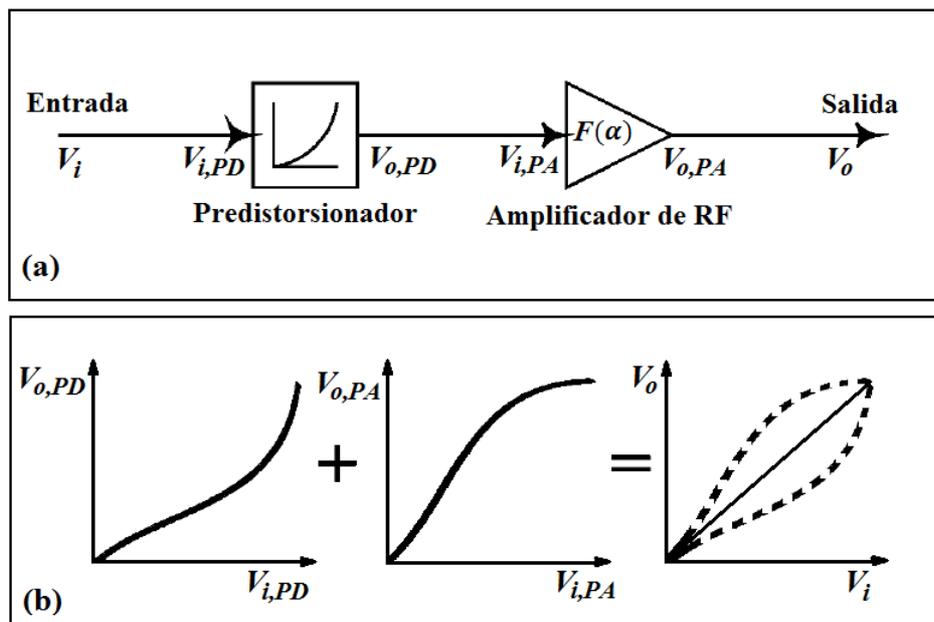


Figura 1.2 a) Concepto de predistorsión. b) Amplitud corregida mediante predistorsión [5].

Las dos variantes más utilizadas de predistorsión digital son la de mapeo [6] y la de ganancia constante [7]. La primera de ellas consigue resultados excelentes, sin embargo requiere de una capacidad significativa de almacenamiento y/o procesamiento para la consulta de las tablas de datos y los mecanismos de actualización de las mismas. Por estas razones su velocidad de convergencia suele ser baja. El predistorsionador de ganancia constante presenta una implementación más simple por lo que requiere mucha menos memoria para un nivel dado de funcionamiento y adaptación en el tiempo. En él se usa la tabla de datos para forzar al predistorsionador y al amplificador de potencia asociado a presentar ganancia y fase constantes para todos los niveles de la envolvente.

Lazos de Realimentación (realimentaciones cartesianas y polar), estas técnicas han demostrado buenas prestaciones para señales de banda estrecha. Presenta limitaciones por su estabilidad condicionada, reflejada en los límites relativos al producto ganancia en lazo abierto, retardo de lazo y ancho de banda. Dentro de las técnicas de realimentación, se pueden incluir las de linealización mediante predistorsión por realimentación [8], esta técnica consiste en realizar una predistorsión previa de la señal en banda base de tipo antagónico a la que introducirá posteriormente el amplificador, la realimentación garantiza una continua actualización del predistorsionador que permite seguir las derivas que puede sufrir el amplificador de potencia.

Linealización “*feedforward*”, donde la filosofía de funcionamiento reside en conseguir la compensación, o en la medida de lo posible cancelación, de la distorsión realizando una adición externa al amplificador principal de las componentes de IMD generadas por el propio amplificador a linealizar, el problema de ajuste entre la amplitud y fase de los lazos que componen esta técnica puede ser corregido utilizando técnicas de procesamiento de señal [1].

1.3. Técnicas de seguimiento de la envolvente mediante polarización variable

Todo parece indicar que en el futuro las técnicas de polarización variable de amplificadores para seguimiento de envolvente, también conocida como *Envelope Tracking* (ET) [5, 8], tendrán una gran importancia, especialmente la de modulación

de la tensión de drenador, dado el alto grado de eficiencia energética que es posible alcanzar con tales amplificadores. Es por ello que en la actualidad varios grupos de investigación de todo el mundo están trabajando en solventar los diversos problemas inherentes a la implementación de estas técnicas [1].

1.3.1 Polarización variable de transistores de radiofrecuencia

Las mejoras de eficiencia que se logran con la polarización variable (sea de puerta o de drenador) por seguimiento de la envolvente son inferiores a las conseguidas mediante estructuras del tipo “transmisores polares”, pero actualmente su implementación presenta menos dificultades tecnológicas [1]. Las técnicas de seguimiento de la envolvente se basan en variar la tensión de puerta o la tensión de drenador del transistor, del amplificador de potencia, de modo que esta polarización variable se ajuste a lo requerido, es decir, al nivel de señal a amplificar. O sea, la polarización se ajusta según el valor de la envolvente de la señal que se quiere amplificar y no toma un valor fijo y constante como es el caso de un amplificador clase-A. Algunas referencias interesantes donde encontrar valores experimentales de las mejoras de rendimiento energético obtenidas con estas técnicas son [10-11].

Las envolventes correspondientes a muchas de las modulaciones digitales actuales, del tipo OFDM, suelen tener un elevado PAPR, esto se traduce en la existencia de una gran diferencia entre los valores de pico y el valor promedio de la señal. Por ejemplo, en el caso de modulaciones OFDM la función de distribución de probabilidad acaba tendiendo a una señal de estadística gaussiana [1]. Este elevado PAPR implica que sólo en ciertos instantes la señal alcanzará los extremos de funcionamiento marcados por la polarización del transistor de potencia. Por tanto, se puede decir que durante gran parte de su funcionamiento, el margen dinámico del amplificador está desaprovechado, esto podría reducirse ajustando la polarización del mismo, sin que implicara ningún recorte de los picos de la señal que se está amplificando.

Una solución para reducir el PAPR de las señales son las técnicas de *clipping* [9], que pretenden recortar/reducir el pico de tales señales para que se aproxime más al valor promedio y que de este modo no se desaproveche tanto el margen dinámico del amplificador. En sentido se debe ser extremadamente cuidadoso para no deteriorar en exceso la linealidad de la señal.

Otras soluciones son las basadas en amplificadores de polarización variable, cuyo esquema genérico puede verse en la figura 1.3 y que se comentarán a continuación.

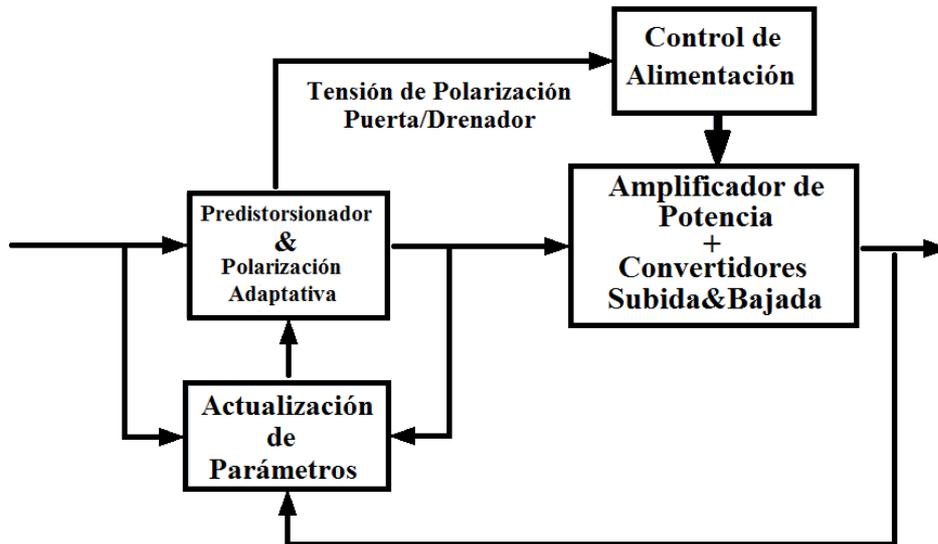


Figura 1.3 Esquema de los subsistemas que conforman un amplificador con predistorsión digital y polarización variable (de puerta o drenador) [1].

1.3.1.1 Seguimiento de envolvente mediante polarización variable de puerta

En este caso la tensión de puerta se ajusta según el valor de la envolvente de la señal. Esto puede provocar fuertes variaciones de la ganancia. La implementación más lógica es hacerla mediante dispositivos procesadores que además de encargarse del cálculo de la tensión de puerta variable deseada, también compensen los efectos no-lineales mediante predistorsión digital [12].

La fuente de alimentación que se esté usando para la tensión de drenador no se ve afectada ni modificada en ningún sentido y puede ser la misma que se emplearía en caso de tratarse de un amplificador convencional.

La limitación fundamental de la variación de la tensión de polarización de puerta está dada, en esencia, por el hecho de que para lograr un control sobre la potencia o tensión de salida del amplificador, es imprescindible trabajar en régimen de pequeña señal, donde la eficiencia es muy baja. En la zona de saturación, donde el nivel de eficiencia mejora, al variar la V_{GS} no se produce ningún cambio significativo, es por ello que resulta más factible seguir la envolvente a través del control de la polarización de drenador.

1.3.1.2 Seguimiento de envolvente mediante polarización variable de drenador

Con esta variante se alcanzan niveles de eficiencia superiores al caso de la polarización variable de puerta. El inconveniente está en que tecnológicamente se requiere de fuentes de alimentación de salida variable eficientes (lo cual se consigue usando fuentes conmutadas) y que puedan variar a alta velocidad, ya que han de ser capaces de seguir el ancho de banda de la envolvente [3]. Este ancho de banda requerido puede llegar a ser de decenas de MHz.

1.3.2 Necesidad del empleo de predistorsionadores en las técnicas de polarización variable

Tal como se ha comentado, la modificación de los puntos de trabajo de los transistores provoca efectos indeseados, siendo el más destacable la modificación de la ganancia del amplificador. Es decir, que para diferentes valores de la envolvente se van a tener diferentes ganancias. Esto se puede solventar mediante el uso de un predistorsionador digital. Además, en amplificadores de señales con gran ancho de banda la posible presencia de no-linealidades dinámicas (lo que se denomina como *nonlinear memory effects*, es decir efectos de memoria no lineales) hace que igualmente sea requerido el empleo de predistorsionadores más complejos [3]. En la práctica el procesador más adecuado para este tipo de implementaciones será un dispositivo FPGA, que deberá: 1) implementar el predistorsionador que ha de compensar las no-linealidades propias del amplificador, 2) calcular la señal de polarización variable a partir de la información de la envolvente de la señal 3) compensar los efectos (p.e. ganancia variable) que la modificación de la polarización de los transistores pueda provocar.

1.4 Transmisores Polares

El transmisor polar, derivado de las técnicas de modulación por placa usadas en los principios de la radio, o del transmisor tipo Kahn (EER) [13], intenta aprovechar las condiciones de operación en máxima eficiencia de los amplificadores. En lugar de trabajar con las componentes $i(t)$ y $q(t)$ de la envolvente, utiliza las componentes $A(t)$ y $\phi(t)$, lo que da lugar a su nombre.

$$x(t) = x_{AM}(t) \cos(\omega_c t + x_{PM}(t)) \quad (1.2)$$

Tal y como se muestra en su esquema (ver figura 1.4), la portadora es modulada sólo con la componente de fase. Al tener una amplitud constante, dicha señal se puede amplificar con etapas de RF altamente eficientes operadas en modo conmutado (clases D-1, E/E-1 ó F/F-1). La componente de amplitud es amplificada a través de una rama independiente, donde usualmente se usa modulación PWM ó Σ - Δ , y se reinserta en la etapa final a través de la tensión en drenador o la impedancia de carga. Idealmente, este esquema podría asegurar la linealidad deseada con un 100% de eficiencia, pero como en cualquier solución de ingeniería, existen una serie de no idealidades que limitan su funcionamiento y por lo tanto su introducción [14].

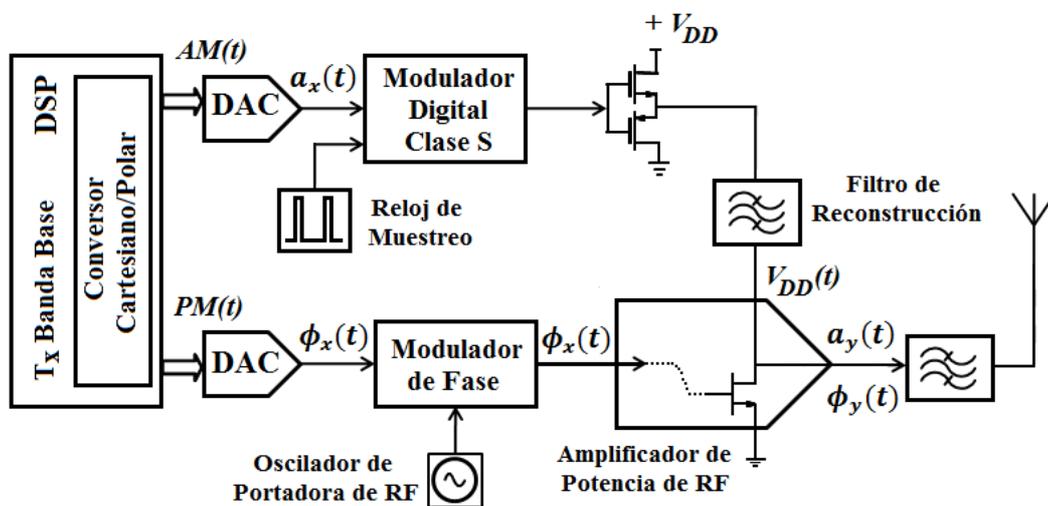


Figura 1.4 Esquema simplificado de un transmisor polar [15].

A nivel de sistema es importante controlar la diferencia en demora entre las ramas AM y PM, así como garantizar un ancho de banda adecuado en ambas. Desde el punto de vista circuital, es imprescindible comprender las causas que dan origen a las no linealidades en la característica de modulación de amplitud (V_{dd} -AM) así como a una modulación parásita de fase (V_{dd} -PM). Los elementos más críticos en el diseño son el amplificador de RF conmutado así como el amplificador de envolvente, de los cuales depende la eficiencia global del transmisor. Atendiendo a las no idealidades del transmisor, y teniendo en cuenta que el ancho de banda de las componentes $A(t)$ y $\phi(t)$ sería en principio infinito, el transmisor polar suele implementarse a través de algún tipo de técnica híbrida EER/ET, donde se permiten ciertas variaciones de amplitud por la vía PM (usualmente asociadas a las transiciones por cero de la envolvente compleja). Por otro lado, se requiere acudir a técnicas de predistorsión

digital, donde los efectos de memoria pueden ser significativos, para corregir las no linealidades de tipo residual [15].

Las líneas de actuación en el diseño de amplificadores de RF conmutados sobre las nuevas tecnologías GaN HEMT, en el diseño de convertidores DC/DC de alta eficiencia y ancho de banda (combinando apropiadamente amplificación lineal y conmutada), así como las propias técnicas de predistorsión de las componentes de amplitud y fase, centran la atención de las investigaciones actuales en relación a esta arquitectura emergente [17-18]. Usando soluciones como las comentadas, parece posible obtener niveles de eficiencia por encima del 30% en transmisores para estaciones bases de transmisión inalámbrica [19].

1.5 Técnicas de modulación de la impedancia de carga

La arquitectura Doherty o amplificador Doherty, como también se conoce, fue propuesto por primera vez en 1936 por [20]. Su descubrimiento tuvo lugar debido a la observación de una disminución de los niveles de eficiencia que se alcanzaban cuando se trabajaba con señales que presentaban variaciones significativas en su amplitud.

La arquitectura Doherty clásica, combina dos amplificadores de potencia de igual capacidad a través de una red o línea de transmisión de $\lambda/4$ (figura 1.5). Uno de los aspectos más interesantes que la caracteriza es la modulación mutua de la impedancia de carga de los amplificadores [5]. Este concepto plantea que la resistencia o la reactancia de una carga de RF se puede modificar aplicando corriente desde otra fuente, en fase con la primera. Esta relación estaría caracterizada por la siguiente expresión:

$$Z_1 = R_L \left(\frac{I_1 + I_2}{I_2} \right) \quad (1.3)$$

Donde Z_1 es la impedancia vista por el primer generador y que puede ser controlada mediante la variación de la amplitud y/o la fase de la corriente I_2 [5].

El amplificador principal (de portadora) se polariza en clase B, mientras que el auxiliar (de picos) se polariza en clase C. La potencia de salida máxima va a estar dada por la combinación de ambos dispositivos (principal y auxiliar). Cuando el

nivel de entrada es igual o menor que la mitad del valor pico de la envolvente, sólo opera el amplificador principal; a medida que aumenta el nivel de señal de entrada el auxiliar se “enciende”, puesto que el principal ha entrado en saturación y ambos contribuyen a la potencia de salida para mantener la eficiencia elevada. En este régimen la potencia de salida crece de forma proporcional a la potencia de entrada porque la relación entre ellas es casi lineal, como se observa en la figura 1.5 (b).

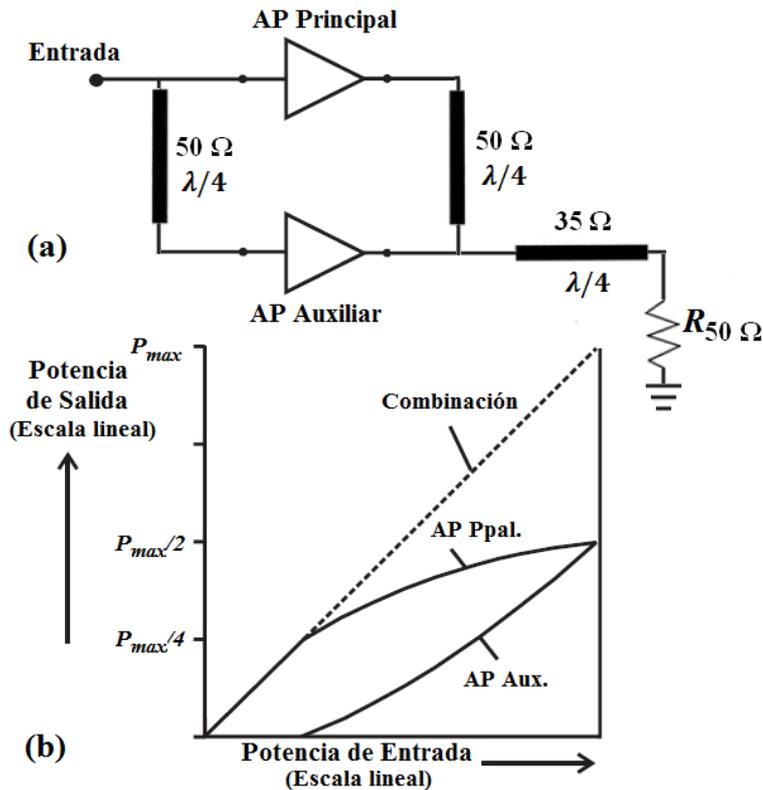


Figura 1.5 Amplificadores Doherty: a) configuración básica, b) funcionamiento [5].

La limitación fundamental de este esquema está dada por el hecho de que al usar dispositivos reales la característica de salida pierde la linealidad, sobre todo cuando se trabaja con señales cuyo PAPR está por encima de los 10 dB. Por otra parte ambos amplificadores operan en modo lineal y por consecuencia limitados en términos de eficiencia. También presenta restricciones en términos de ancho de banda, esto puede solucionarse aumentando el número de amplificadores auxiliares, pero como es evidente se encarece el sistema. A pesar de las dificultades, esta es la variante más utilizada actualmente en las estaciones base, para elevar la eficiencia, puesto que solamente implica el cambio del amplificador de RF dentro del transmisor I/Q, no por la configuración Doherty convencional, pero si por una asimétrica de tres niveles

(un amplificador principal y dos auxiliares), que permita manipular señales reales de comunicación donde la PAPR se encuentra por encima de los 6 dB.

1.6 Transmisores LINC

El transmisor mostrado en la figura 1.6 [21-22], presenta un potencial considerable para su uso futuro en sistemas móviles de radio, empleando formatos de modulación lineal espectralmente eficientes.

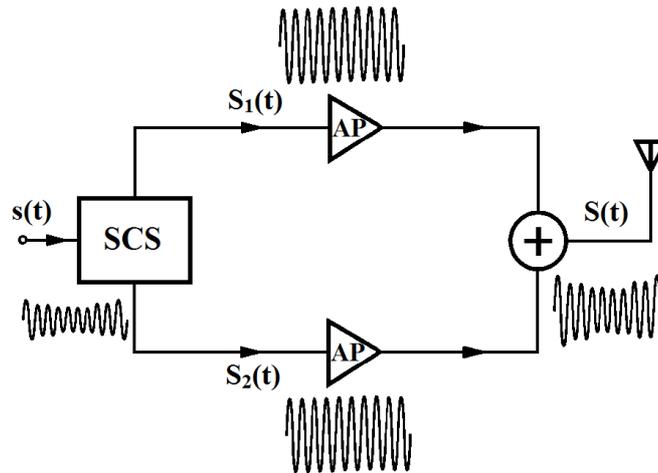


Figura 1.6 Diagrama en bloques de un LINC simplificado [21-22].

La posibilidad de asegurar niveles aceptables de linealidad a partir de amplificadores conmutados, lo hace extremadamente atractivo para su uso en sistemas portátiles donde la duración y el tamaño de la batería son de suma importancia [1], [23]. Un transmisor LINC experimental usa técnicas modernas de procesamiento digital de señales para mejorar la exactitud de la separación en componentes de la señal de entrada. Esta arquitectura emergente de transmisión inalámbrica constituye el centro de la presente investigación.

A continuación se presenta un estudio del estado del arte de esta temática, partiendo del principio de funcionamiento del transmisor “*outphasing*”, se expondrán sus principales ventajas y desventajas, analizando y evaluando, un número considerable de propuestas que se han venido presentando en la actualidad para superar las limitaciones propias de esta técnica y a partir de ello aprovechar al máximo su potencial.

1.6.1 Principio de funcionamiento del LINC

El concepto de la amplificación “*outphasing*” data de los años 1930 [24] y ha sido reactivado bajo la rúbrica de “Amplificación Lineal con Componentes no Lineales” (LINC) [5, 9, 25-35], y empleado en una gran variedad de aplicaciones inalámbricas. La idea en sí es muy simple: una señal de envolvente compleja, con variaciones en amplitud y fase:

$$s(t) = a(t) e^{j\theta(t)}, \quad 0 \leq a(t) \leq V_m \quad (1.4)$$

es separada por el Separador de las Componentes de la Señal (SCS), en dos señales moduladas en fase y con amplitud constante.

$$\begin{aligned} s_1 &= s(t) - e(t) \\ s_2 &= s(t) + e(t) \end{aligned} \quad (1.5)$$

La señal de cuadratura es definida por:

$$e(t) = js(t) \sqrt{\frac{V_m^2}{a^2(t)} - 1} \quad (1.6)$$

Estas dos señales son amplificadas por separado y posteriormente combinadas. Mediante la red de combinación, las señales en fase se suman, mientras que las señales de cuadratura se cancelan mutuamente, por lo tanto se obtiene una réplica amplificada de la señal de entrada. La naturaleza de envolvente constante de las señales moduladas en fase posibilita el uso de amplificadores no lineales pero muy eficientes.

Resulta imprescindible entonces, para preservar los altos niveles de eficiencia de potencia en este sistema, lograr que la red de combinación de potencias sea eficiente. Una alternativa sería el uso de un combinador reactivo puro, como el planteado por Chireix en [24] o un combinador tipo “T” sin pérdidas como en [29], sin embargo estos métodos se encuentran limitados fundamentalmente por las variaciones de la impedancia de carga que se presentan a la salida de los amplificadores, lo que introduce un grado de distorsión considerable en la señal recuperada. La variación que ocurre en la impedancia de carga es una consecuencia del desfase que se produce entre las dos ramas de amplificación del LINC.

Llegado este punto se podría subrayar que el transmisor “*outphasing*” o LINC presenta como ventajas fundamentales el uso de amplificadores no lineales, pero de una eficiencia teórica del 100%, para alcanzar una reproducción de la señal de entrada con niveles de distorsión considerablemente bajos. Es decir el uso de esta arquitectura emergente ofrece una vía para elevar los límites actuales del compromiso linealidad-eficiencia. No obstante presenta como desventajas a superar, la pérdida de potencia en el proceso de combinación de las señales a la salida de los amplificadores y tolerancia extremadamente ajustada que tiene que existir entre las dos ramas de amplificación.

En aras de aprovechar al máximo las bondades de la arquitectura LINC, un grupo importante de investigadores se ha dado a la tarea de solventar sus desventajas, los principales enfoques ofrecidos en este sentido, se analizarán en los epígrafes siguientes.

1.6.2 Desequilibrio de fase y/o ganancia en las ramas amplificadoras

Una de las desventajas prácticas en el comportamiento del LINC y que lleva a la degradación del rendimiento general de dicho sistema, es la tolerancia extremadamente ajustada respecto a la correspondencia entre las dos ramas de amplificación, sin la cual resulta difícil lograr que el rechazo del espectro fuera de banda de la señal de salida, sea aceptablemente grande. Cuando no existe una correcta compensación en la ganancia o en la fase entre las dos ramas amplificadoras no se logra realizar una completa cancelación de las señales de cuadratura, lo que deja un residuo en los canales adyacentes e introduce la llamada interferencia de canal adyacente (ACI por sus siglas en inglés).

Los requerimientos típicos para la mayoría de las aplicaciones prácticas, según plantean varios autores, se encuentran aproximadamente entre 0.1-0.5 dB en el acoplamiento para el caso de la ganancia y 0.4° - 2° para la fase.

Entre las alternativas propuestas para minimizar las no-correspondencias existentes entre las ramas de amplificación, se encuentran los algoritmos basados en diferentes tipos de realimentaciones, los cuales intentan mantener un balance adecuado entre las ramas. Estas implementaciones que se mostrarán a continuación

no difieren de los principios de la predistorsión digital, planteados en epígrafes anteriores.

En [36] se plantea una técnica de realimentación donde una pequeña porción de la salida del LINC es extraída y multiplicada por una muestra de la señal proveniente del DSP/SCS (S_3), como se muestra en la figura 1.7.

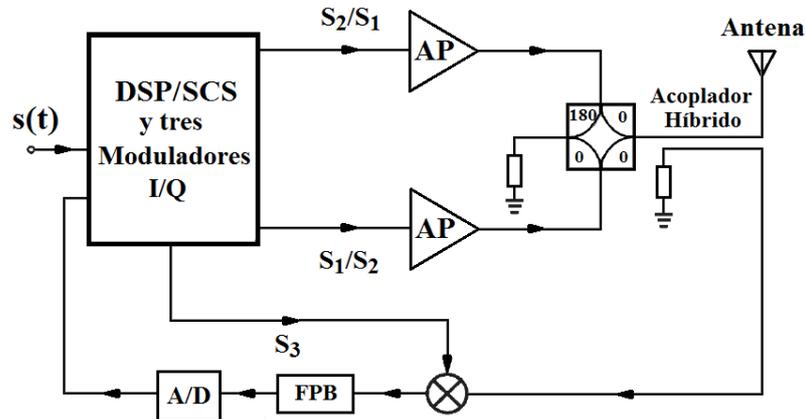


Figura 1.7 Diagrama de un LINC simplificado con lazo de calibración [36].

La señal mezclada pasa luego por un filtro pasabajo, se convierte a través del D/A (convertor digital-analógico) y se envía hacia el DSP, el cual busca los niveles máximo y mínimo de la señal. El circuito digital en banda base conmuta la rama de S_3 con la de los amplificadores superior e inferior. Para cada caso el DSP intercambia los vectores S_1 y S_2 en las dos ramas amplificadoras de un lado a otro. Esto garantiza que el DSP encuentre dos máximos y dos mínimos, y que estas cuatro cantidades determinen el desequilibrio de la fase y la ganancia del sistema. Este proceso se realiza de forma iterativa para cada nivel de la señal de salida y es controlado por el lazo de realimentación.

Utilizando las ecuaciones planteadas en [36] es posible simular este esquema de calibración y comprobar que efectivamente es suficiente para suprimir el espectro fuera de banda en señales reales de comunicación.

Otros autores proponen sólo corregir la fase como ocurre en [37] o la implementación de un algoritmo simple de búsqueda [38], que incluya además el caso de la ganancia. Este último requiere de secuencias de datos relativamente largas tomadas como muestra del espectro de la señal fuera de banda, para establecer un límite mínimo en el tiempo de calibración que oscile entre 1 y 2s. En [39] se presenta

un método de búsqueda directa, que corrige tanto los desbalances de fase como los de ganancia, a través del análisis de las transiciones AM-PM de la señal de entrada. La técnica empleada en [40] caracteriza ambos desbalances a través de un grupo reducido de mediciones de potencia en diferentes puntos del transmisor implementado. Todas estas propuestas sufren limitaciones importantes en su efectividad cuando son implementadas en la práctica.

En [41] se plantean dos esquemas de calibración cuyos resultados son superiores a los mencionados anteriormente, los mismos corrigen simultáneamente la ganancia y la fase. El primer esquema se muestra en la figura 1.8 y propone un algoritmo simple que caracteriza los desbalances en cada uno de los trayectos, mediante un conjunto de señales de calibración.

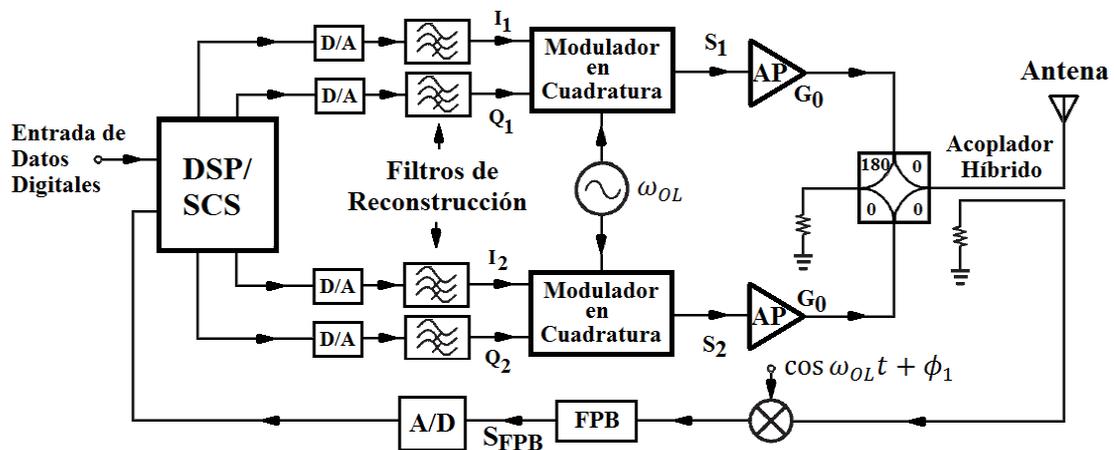


Figura 1.8 Transmisor LINC con lazo de calibración [41].

Las componentes de amplitud y fase generadas por el DSP en combinación con la muestra proveniente del lazo de realimentación, se utilizan para calibrar cada uno de los amplificadores. Los moduladores balanceados se emplean para trasladar la señal en banda base a la frecuencia deseada. Mientras el DSP genera las señales de calibración, una pequeña porción de la potencia es tomada por un acoplador direccional.

La señal de muestra es desplazada, filtrada pasabajo, convertida por un A/D (conversor analógico-digital) y finalmente enviada de vuelta al DSP. Este extrae el desequilibrio de la fase y de la ganancia, y elimina el efecto del error mediante la introducción de un término de corrección. De hecho, el DSP juega el papel protagonista en la modulación y el filtraje de la señal banda base original, y la

compensación del desequilibrio de la fase y la ganancia; por su parte el SCS, de forma simultánea debe generar la señal de datos y predistorsionarla.

El segundo esquema es muy parecido al que plantea [34], su ventaja fundamental sobre el primero es que resulta transparente al hecho de que los datos sean transmitidos de forma regular y por otro lado puede ser aplicado para cualquier estándar de comunicación.

Un prototipo de transmisor LINC fue implementado en [41], para comprobar el funcionamiento de ambos esquemas, como resultado se demostró de forma experimental y práctica que con cada uno era posible suprimir el espectro fuera de banda (para el sistema sin calibrar se obtiene un valor de ACI de -28 dBc, al implementar las configuraciones propuestas los valores de ACI disminuyen a -38 y -35 dBc respectivamente), cuando se empleaba una señal CDMA IS-95.

A modo de conclusión podría plantearse que es posible equilibrar las ramas de un transmisor LINC, en cuanto a ganancia y fase, a través del establecimiento de lazos de realimentación en el circuito a implementar y el uso de técnicas de predistorsión digital. Esto puede demostrarse además de forma práctica con el consecuente cumplimiento de las máscaras espectrales para señales reales de comunicación.

1.6.3 Pérdidas de potencia asociadas al proceso de combinación de las señales

La otra desventaja que presenta la arquitectura LINC está relacionada con la potencia que se pierde durante la combinación de las señales a la salida de los amplificadores. Existen varias alternativas para realizar este proceso, entre ellas destacan el uso de un combinador no aislado de tipo Chireix y el uso de combinadores aislados (p. e. híbrido de 180°). Estas opciones se analizarán en detalles a continuación.

1.6.3.1 Combinador Chireix

La técnica Chireix, utiliza elementos reactivos de compensación para mejorar la eficiencia en la combinación de potencias [24], [29], [42]. El esquema original [24], propone aprovechar, al menos en teoría, la modulación mutua de la impedancia de carga para mejorar el perfil de eficiencia. Desafortunadamente, sus implementaciones con etapas clase AB, B, C, D y F han demostrado ser muy

sensibles a la existencia de componentes imaginarias en la impedancia de carga, lo que dificulta su control, además de redundar en la degradación de la eficiencia.

El combinador Chireix consiste en dos segmentos de líneas de transmisión de $\lambda/4$, una unión T y dos reactancias paralelo (cargas reactivas a través de las cuales se deriva una corriente), con valores opuestos a la entrada de cada línea de transmisión, como se muestra en la figura 1.9. Este combinador puede ser descrito de maneras diferentes [5], [9], [24], [43], pero las expresiones de la salida y la eficiencia instantánea a las que se arriba son similares.

Por otra parte, este combinador sólo puede ajustarse para un rango limitado de ángulos de desfase entre las señales. Para ángulos que se encuentren fuera del rango antes mencionado, la impedancia de carga que se presenta a los amplificadores de potencia se desvía mucho de su valor nominal y por consiguiente se pierde el aislamiento entre las salidas de los dos APs [44]. Esto se traduce en la aparición de niveles significativos de distorsión y en la degradación de la eficiencia total del sistema. En [45] se aplican terminaciones adaptativas para cada uno de los amplificadores en dependencia del ángulo de desfase, esto permite aumentar un poco el rango de los ángulos, pero a expensas de elevar significativamente la complejidad el circuito.

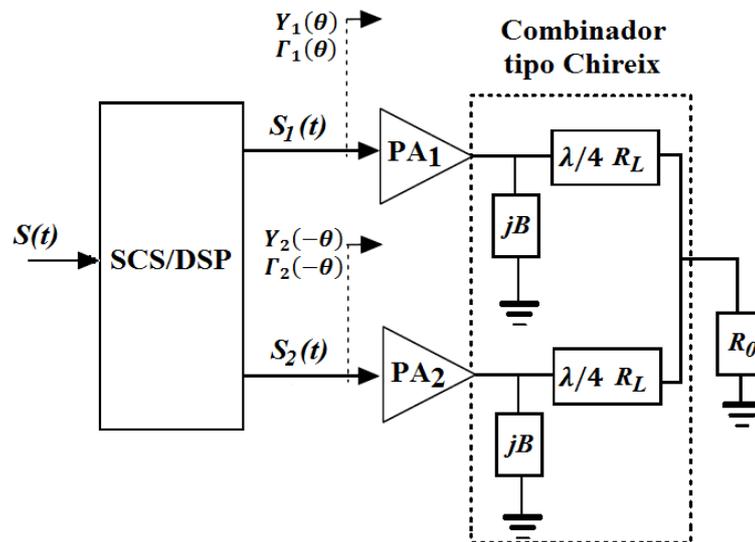


Figura 1.9 Esquema de un transmisor LINC con combinador de potencias tipo Chireix [43].

En [46], se plantea la implementación de un esquema de transmisión “*outphasing*” tipo Chireix, empleando amplificadores clase E, los cuales combinados

adecuadamente, son capaces de conseguir un buen rango dinámico en el control de potencia, con alta eficiencia [46-47].

En resumen, la principal limitación del uso del combinador Chireix a las frecuencias de microondas está dada por el hecho de que los amplificadores de potencia no se comportan como fuentes ideales de tensión, sin embargo teniendo en cuenta los resultados expuestos se puede considerar como la variante más prometedora dentro de la arquitectura “*outphasing*”.

1.6.3.2 Combinadores aislados

Para evitar la distorsión y preservar la eficiencia de los amplificadores conmutados, también se podría utilizar un combinador aislado como el Wilkinson o un híbrido de 180°. Su función consiste en aislar las salidas de los amplificadores ofreciéndoles una impedancia óptima, pero sólo se podría alcanzar el 100% de eficiencia para la potencia de salida máxima. Cuando las entradas se desfasan para seguir las variaciones de amplitud, se pierde potencia en forma de calor a través de la resistencia de aislamiento [37], como se muestra en la figura 1.10.

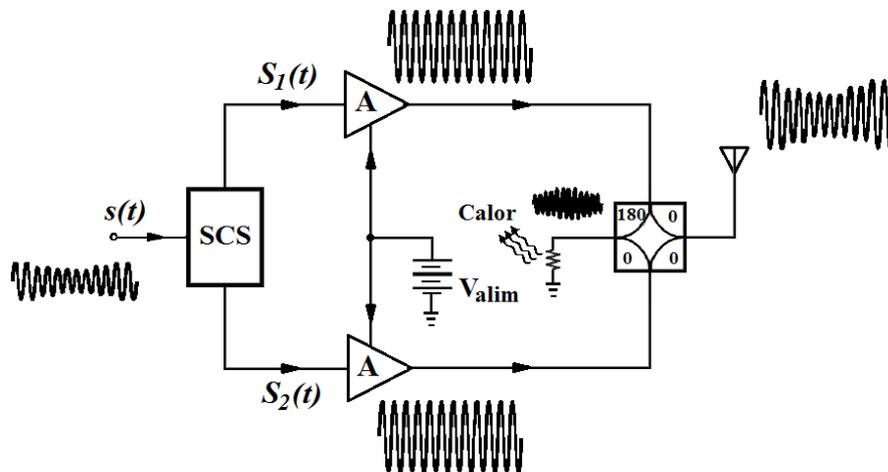


Figura 1.10 Representación de la potencia perdida en forma de calor en un transmisor LINC [48].

Si la potencia que se envía al combinador por parte de los amplificadores de potencia es constante, la eficiencia del transmisor será directamente proporcional a la potencia de salida que se envía a la antena. El promedio de la eficiencia en el tiempo será entonces inversamente proporcional a la relación potencia pico-potencia media (PAPR). Desafortunadamente las señales espectralmente eficientes como es el caso

de OFDM y WCDMA, tienen una elevada PAPR por lo que la eficiencia total del transmisor cae a niveles extremadamente bajos.

En [48] y [49] se proponen técnicas de reciclaje de potencia para elevar los niveles de eficiencia de la arquitectura LINC, sin perder la simpleza que presupone el uso del combinador aislado.

En [48] se plantea devolver la mayor cantidad posible de la potencia que se pierde en el puerto diferencia del combinador, a la red de polarización de los amplificadores. Esto podría describirse en cierta forma como la imagen especular de lo que ocurre en el diseño tradicional de un AP, donde el ideal es convertir el máximo de DC en RF. A partir de la configuración de un combinador híbrido de 180° como divisor de potencia, se separa la potencia de pérdidas en dos porciones desfasadas precisamente 180° . Entonces, estas señales van a alimentar un par de diodos Schottky de alta velocidad a través de una red de adaptación de impedancias optimizada. Los diodos Schottky rectifican la forma de onda de RF y las componentes de DC obtenidas van a reinsertarse en la alimentación de los amplificadores.

En esta representación, la eficiencia de conversión es altamente dependiente del voltaje de alimentación, como también de la resistencia en serie de los diodos y la frecuencia de corte de sus parámetros intrínsecos. Además, la conversión de potencia es un proceso fuertemente no-lineal, por lo que se requiere que los diodos conmuten completamente, en aras de alcanzar un máximo de eficiencia. En conclusión esta topología alcanza un valor pico en la eficiencia de la reutilización de la potencia superior al 60%, para una señal de onda continua y como es de esperar este decrece para otros tipos de señales de mayor complejidad y ancho de banda.

El análisis realizado en [49] demuestra que se requiere establecer una relación de compromiso adecuada entre el comportamiento de los diodos, la potencia de alimentación y la potencia de que dispone la red de reciclaje, ya que constituye un aspecto crítico en el funcionamiento del sistema. El diagrama de este esquema se muestra en la figura 1.11.

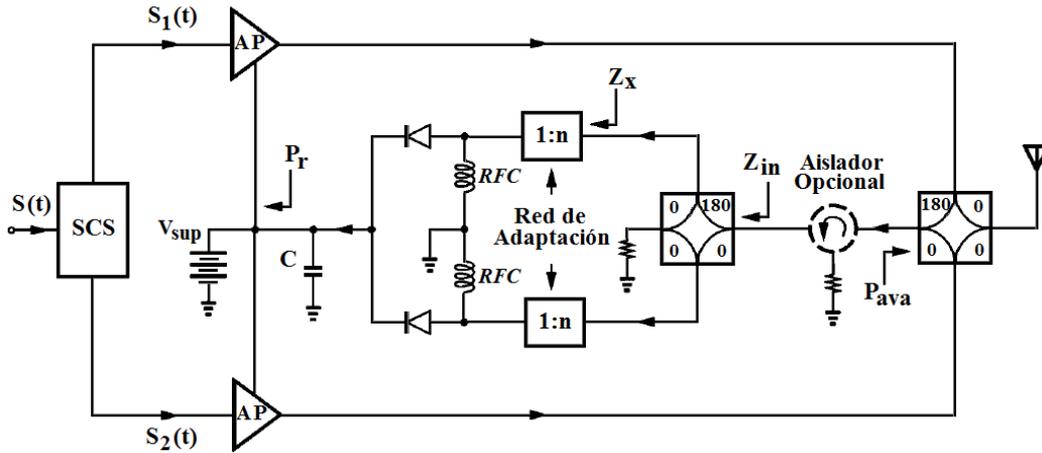


Figura 1.11 Trasmisor “outphasing” con circuito de reciclaje de potencia [49].

Los cálculos numéricos realizados predicen que para diferentes señales de prueba (de limitado ancho de banda y PAPR) la eficiencia promedio puede mejorar con valores por encima del 33 %.

Teniendo en cuenta las propuestas de [50], se podría implementar el convertidor RF-DC a partir del uso de un amplificador conmutado (p. e. clase E) operando como rectificador [51-58] (Figura 1.12).

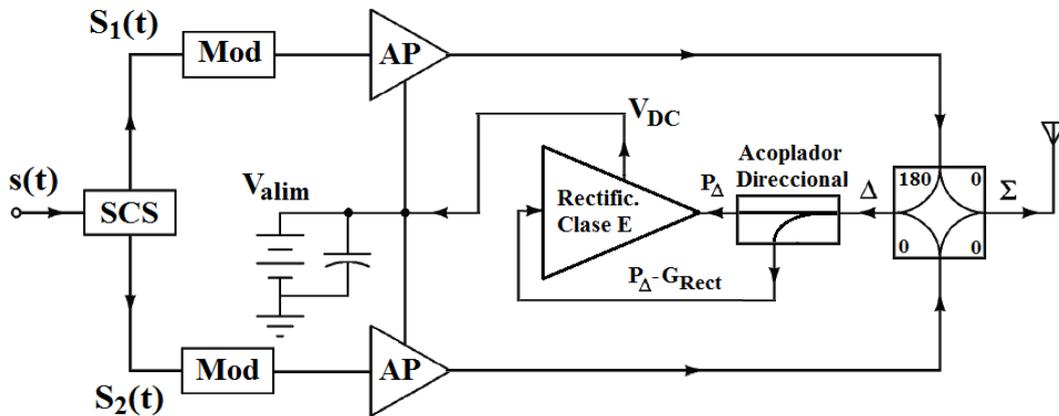


Figura 1.12 Reciclaje de potencia basado en amplificador conmutado usado como rectificador.

En esta alternativa la señal de RF de la salida no deseada (P_{Δ}), se conecta a un acoplador direccional y la rama directa del mismo a la salida del rectificador, la rama acoplada, cuyas pérdidas deben estar en torno a la ganancia del amplificador usado como rectificador ($P_{\Delta} \cdot G_{Rect}$), se conecta a la entrada y a través del terminal de drenador se recupera una componente de DC, la cual se reinserta en el sistema de alimentación de los APs.

En [59], un primer esquema (figura 1.13), se presenta como otra posible alternativa a la recuperación de potencia. La resistencia de aislamiento en la salida no deseada del combinador, se sustituye por un convertidor RF-DC (compuesto por una etapa de transformación y un rectificador a base de diodos), para recuperar la potencia que se pierde y reinsertarla en la red de polarización de los amplificadores de potencia.

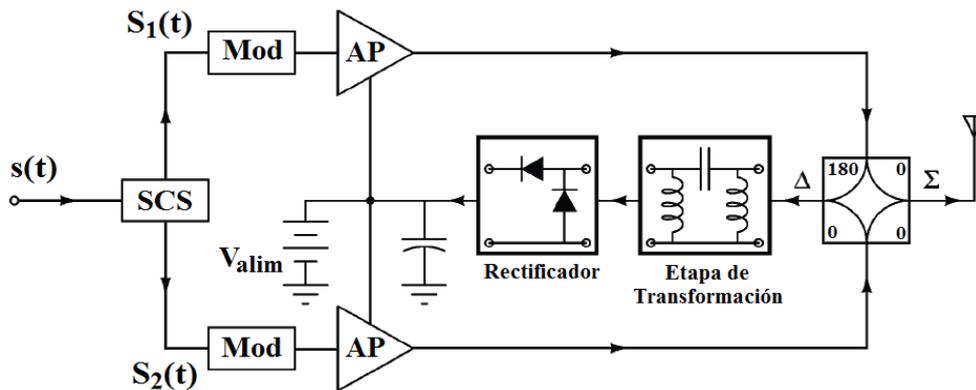


Figura 1.13 Transmisor LINC con red de reciclaje de potencia implementada a base de rectificador de diodos [59].

Con esta alternativa se mejora considerablemente la eficiencia total del sistema, superando en alguna medida las limitaciones de las implementaciones realizadas en [48] y [49], las cuales todavía sufren las excesivas variaciones de impedancia en el puerto aislado y por ende un aislamiento incompleto entre los dos PAs. En ellas también se incrementan, como es de suponer, los niveles de distorsión a la salida, con la consecuente disminución de la eficiencia y en algunos casos se pueden producir oscilaciones que provoquen la ruptura de los amplificadores (los amplificadores conmutados, como el clase E, son extremadamente sensibles a las variaciones de la impedancia de carga).

Un aislador adicional podría ser insertado entre el puerto aislado y el convertidor RF-DC para mejorar el comportamiento del sistema, pero a expensas de aumentar su complejidad y sus pérdidas.

Para superar las limitaciones anteriores, [59] plantea otro sistema de reutilización de la potencia denominado arquitectura de amplificación “*outphasing*” con recuperación de la energía, OPERA, por sus siglas en inglés (figura 1.14). La implementación del OPERA permite reducir considerablemente las variaciones de

impedancia en el puerto aislado mediante la inclusión de una red de compresión resistiva (RCN). Esta red mejora la adaptación y el aislamiento de los dos amplificadores de potencia y propicia mantener elevados de forma simultánea los niveles de linealidad y eficiencia.

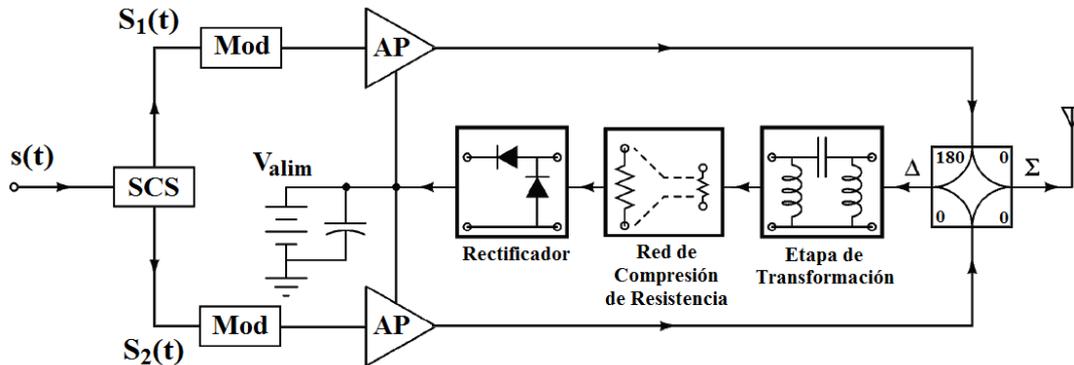


Figura 1.14 Arquitectura de amplificación “outphasing” con recuperación de la energía (OPERA) [59].

Para comprobar el funcionamiento del OPERA se diseñó y construyó un prototipo [59]. Para una señal de prueba 16-QAM de 50 kHz de ancho de banda y PAPR de 6.5 dB, la eficiencia total del transmisor LINC se eleva del 17.9% al 42%. Efectivamente se observa que es posible mejorar los niveles de eficiencia con el uso de esta técnica, sin embargo vale destacar que la señal de prueba tiene características más nobles que una señal real de comunicaciones, como es el caso de una WCDMA.

1.6.4 Otras alternativas para mejorar la eficiencia en las arquitecturas LINC

La inclusión de elementos ampliamente utilizados en el universo de los sistemas de comunicaciones como es el caso de las antenas, en el diseño de transmisores LINC, constituye otra vía de elevar la eficiencia, manteniendo por supuesto un elevado nivel de linealidad de la señal de salida. Por otra parte, las aplicaciones de la predistorsión digital rebasan los límites de la calibración en el desfase entre las ramas, presentada en epígrafes anteriores.

A continuación se comentan un grupo de alternativas novedosas que también contribuyen a elevar los niveles de eficiencia de los transmisores emergentes en cuestión.

1.6.4.1 LINC Multinivel (MLINC)

El LINC multinivel (MLINC) [60], propone la sustitución del sistema de separación de componentes (SCS) convencional por uno multinivel (MSCS) que sea capaz de separar la señal original $s(t)$, en dos señales moduladas en fase cuya envolvente posea varios niveles, esto permite mejorar la eficiencia total del sistema, cuando se emplea un combinador aislado. En este caso resulta imprescindible el uso adicional de técnicas de predistorsión digital para mantener niveles aceptables de linealidad.

Haciendo una representación fasorial del LINC, se puede expresar el ángulo de desfase entre las señales resultantes del SCS, como:

$$\theta(t) = \cos^{-1} \left(\frac{A(t)}{r_0} \right) \quad (1.7)$$

Las señales $S_1(t)$ y $S_2(t)$ se encuentran ubicadas en el círculo de radio r_0 . En un trasmisor LINC convencional, r_0 es un factor de escala constante que es predefinido por el diseñador.

Usando el combinador Wilkinson, la expresión de la eficiencia se define como:

$$\eta(t) = \frac{|2GS(t)|^2}{|2GS_1(t)|^2 + |2GS_2(t)|^2} = \cos^2 \theta(t) \quad (1.8)$$

Donde $\sqrt{2}GS(t)$ es la expresión de la entrada $S(t)$ amplificadas linealmente. Nótese que la eficiencia $\eta(t)$ es mayor a medida que disminuye el valor de desfase $\theta(t)$.

Para la implementación del sistema multinivel es necesario determinar una escala multinivel (MS) que permita adecuar el ángulo de desfase entre las señales o lo que es lo mismo el valor de r_0 , al nivel de señal de entrada y de esta forma mejorar la eficiencia total.

En la figura 1.15 se observa que para el esquema “*outphasing*” multinivel (MOP) el ángulo de desfase $\theta'(t)$, es menor que en un LINC convencional, por ello para maximizar la eficiencia del combinador Wilkinson usando la escala multinivel, es necesario determinar el valor óptimo para cada nivel r_k .

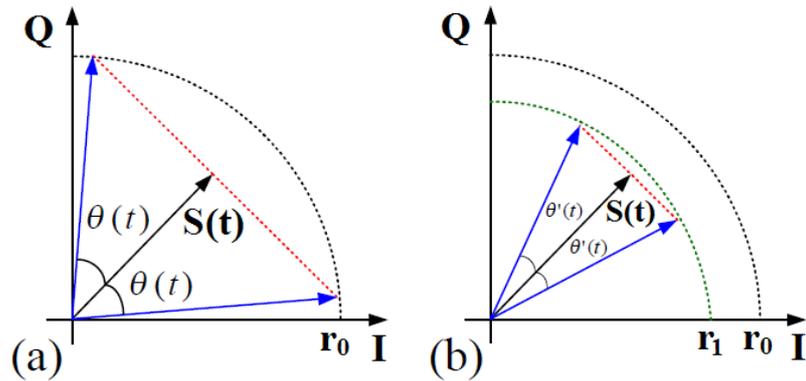


Figura 1.15 Ángulo de desfasaje: (a) LINC convencional, (b) LINC multinivel [60].

La arquitectura MLINC se muestra en la figura 1.16, el bloque señalado con líneas discontinuas, representa el separador de componentes multinivel donde se implementa el esquema MOP propuesto. La señal en banda base $S(t)$ se convierte a su forma polar a través del conversor, posteriormente se escala la envolvente $A(t)$ mediante el mecanismo de escalado multinivel y a través de la función coseno inverso se obtiene el ángulo de desfasaje $\theta'(t)$.

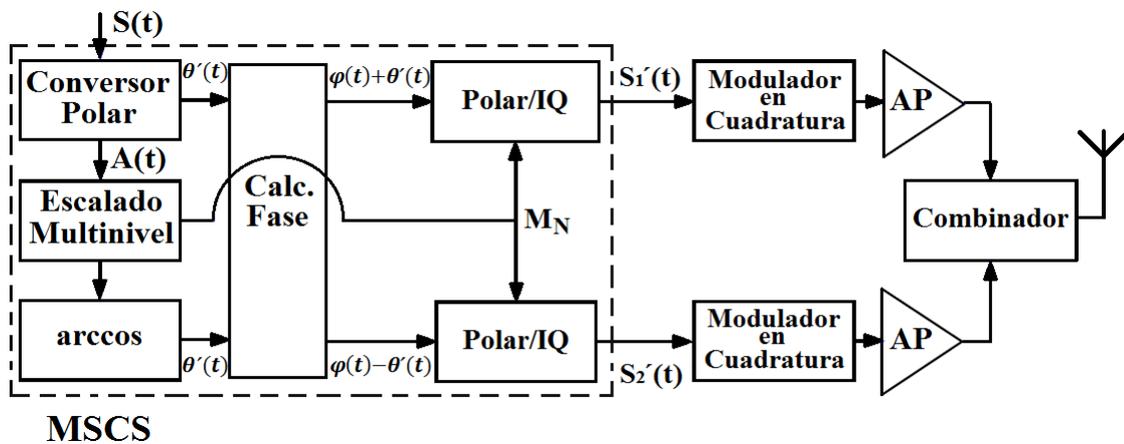


Figura 1.16 Diagrama en bloques de un LINC multinivel [60].

Mediante el mecanismo de escalado multinivel también se determina la envolvente pre-distorsionada M_N , luego las señales de fase $\varphi(t)+\theta'(t)$ y $\varphi(t)-\theta'(t)$ y la envolvente de la señal M_N son convertidas nuevamente a su forma rectangular. Los dos moduladores en cuadratura son usados para llevar las señales en banda base $S_1'(t)$ y $S_2'(t)$, a RF. Estas finalmente son amplificadas por los APs y combinadas a través del combinador de potencias.

La simulación de este sistema demuestra su capacidad para mejorar la eficiencia, respecto a la de un LINC convencional, cuando se usan señales de elevado PAPR como es el caso de la WCDMA. Se consigue además cumplir satisfactoriamente los requisitos de linealidad, sin embargo su implementación física presenta un alto grado de complejidad.

1.6.4.2 Arquitectura multinivel asimétrica para transmisores multiestándares

Siguiendo la óptica multinivel, [61] propone una arquitectura transmisora “*outphasing*” donde la tensión de polarización para cada AP puede conmutar entre varios niveles. Se basa en una técnica novedosa de modulación multinivel con desfasajes asimétricos (AMO, por sus siglas en inglés), que aumenta la eficiencia global sobre un rango de potencias de salidas mayor que el del sistema LINC, cumpliendo al mismo tiempo con los requisitos de linealidad.

La arquitectura se presentada en la figura 1.17, muestra varios cambios respecto al LINC original, entre ellos, la inclusión de fuentes de polarización asimétricas y un modulador AMO totalmente digital. Se espera que este sistema sea compatible con una amplia gama de estándares de comunicación.

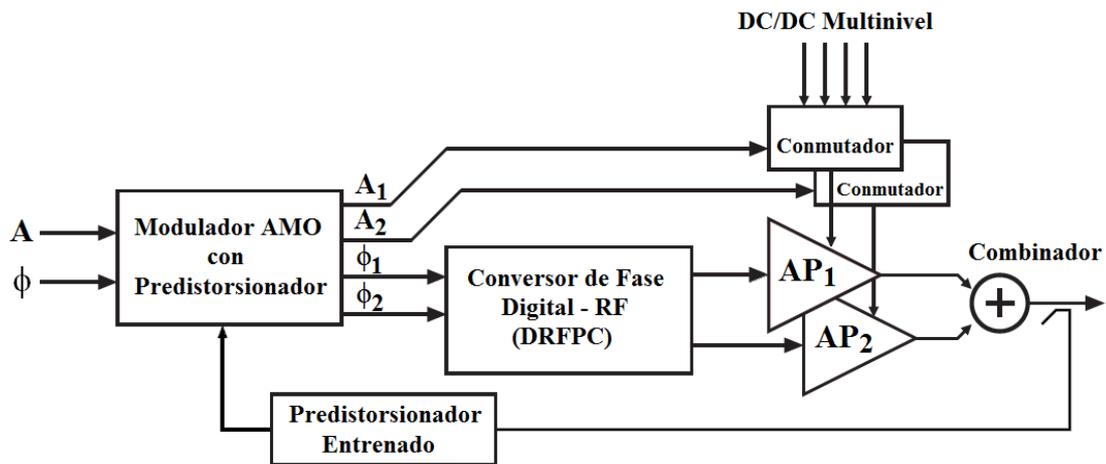


Figura 1.17 Arquitectura de un sistema de modulación multinivel con desfasaje asimétricos (AMO) [61].

La modulación AMO descompone un vector complejo, que representa un punto de la constelación en banda base, en dos vectores tales que, la suma de los mismos reconstruye el vector original complejo con un ángulo mínimo de desfasaje, como se ilustra en la figura 1.18.

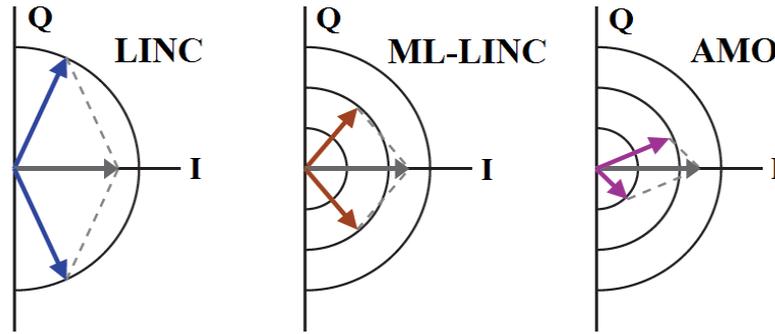


Figura 1.18 Diagrama vectorial de la componente de señal del LINC, MLINC y AMO. El ángulo más pequeño de desfasaje se logra con la modulación AMO [61].

Los dos vectores son la representación en banda base de las dos salidas de los APs. En comparación con el LINC multinivel (ML-LINC) [62], si se hacen cambios independientes de la tensión de polarización para cada uno de los AP, la técnica AMO permite reducir aún más los ángulos de desfasaje entre las señales y por lo tanto elevar la eficiencia para estándares con PAPR relativamente altas.

El modulador AMO determina primeramente la combinación de las tensiones de polarización de los dos APs, basadas en la amplitud máxima de la señal en un intervalo de tiempo. El muestreador AMO descompone la amplitud y la fase pre-distorsionadas en dos nuevos pares de valores de amplitud y fase. El retardo entre las trayectorias de amplitud y de fase, se mantiene menor de 1ns por un sincronizador de tiempo entre el muestreador AMO y el conmutador de amplitud.

El DRFPC, basado en [63], realiza la modulación de fase mediante la incorporación de la componente de fase de la salida del muestreador de AMO, a una portadora de RF. El DRFPC brinda un transmisor de gran potencia y eficiencia, en particular para los niveles bajos de potencia de salida por dos razones: en primer lugar, el requisito de acoplamiento analógico en los conmutadores no es tan estricto debido a que los errores estáticos de fase en la salida del DRFPC, que resultan del desacople analógico, pueden ser corregidos por el pre-distorsionador. En segundo lugar, en comparación con los moduladores IQ tradicionales, el DRFPC no necesita filtros activos en banda base para dar forma a la salida del DAC.

De acuerdo a las simulaciones realizadas por [61], es posible elevar los niveles de eficiencia para el caso de una señal OFDM de 11.3% hasta un 35.5%,

manteniendo los requerimientos de linealidad para este estándar, es decir cumpliendo con la máscara espectral de la señal en cuestión.

Basada en la propia arquitectura AMO, [64] presenta una variante donde se generan niveles discretos de amplitud, los cuales son aplicados a la entrada de los amplificadores. La reducción del ángulo de desfasaje entre las señales se consigue en este caso, mediante la generación de secuencias de amplitudes discretas, a partir de la variación del ciclo útil de la forma de onda que se introduce a los APs. La mayor ventaja de la modulación discreta por anchura de pulsos (DPWM, por sus siglas en inglés) es la simpleza del *hardware*, ya que se elimina el uso de una red de conmutación sin pérdidas lo suficientemente rápida para seguir las variaciones de la tensión de polarización. Para probar este concepto en [64] se implementó un prototipo con el cual se logra aumentar la eficiencia del sistema por encima del 30% para una señal 16-QAM, de 6.5 dB de PAPR y moderado ancho de banda.

Siguiendo esta idea del uso de la PWM (*Pulsewidth Modulation*), en [65] se demuestra como el uso de la modulación pulsada de RF planteado por [46] y [66], también posibilita aumentar el nivel de eficiencia de un trasmisor “*outphasing*” y de un polar que opere bajo este mismo principio [67-68], mediante la reducción de los requerimientos de la resolución de la PWM.

1.6.4.3 CLIER

Teniendo en cuenta las diferencias existentes en la distribución de amplitud y la densidad espectral de la envolvente de una señal OFDM típica, en [69] se propone una combinación de las arquitecturas LINC y EER, a la cual se denomina CLIER. La combinación se realiza de forma tal que el método EER es solamente aplicado a la parte baja de la envolvente, mientras que la parte alta es amplificada utilizando el principio del LINC.

El valor pico de de la envolvente de una señal OFDM excede en 10 dB o más la media de su distribución de amplitud, como se ha planteado la eficiencia del LINC es inversamente proporcional a la PAPR de la señal que se está amplificando, es decir que en este caso se estarían perdiendo niveles muy altos de potencia en el combinador. La densidad espectral de la envolvente presenta una componente de DC, que se extiende a valores mucho mayores que el ancho de banda de la señal, como se

muestra en la figura 1.19, por lo tanto aplicar un sistema EER simple para amplificar, manteniendo condiciones adecuadas de linealidad y eficiencia resulta casi imposible.

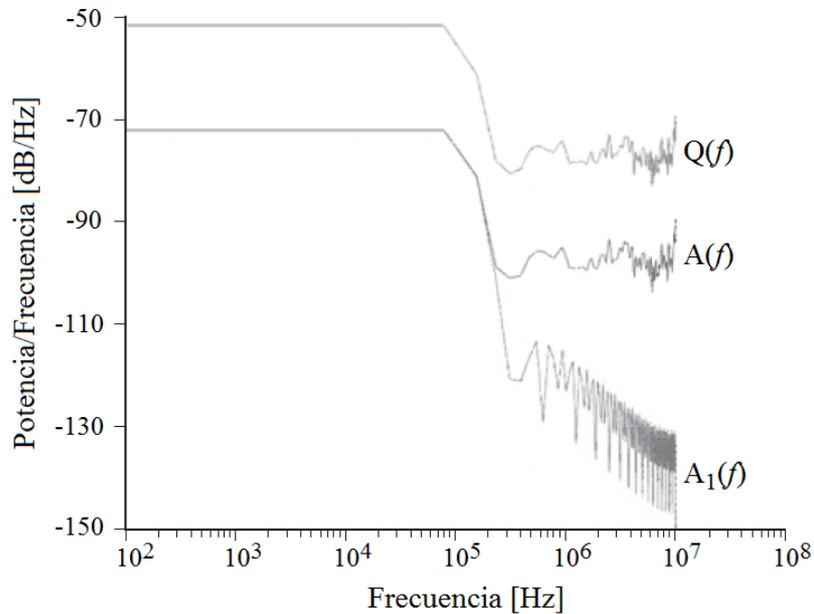


Figura 1.19 Espectro de la envolvente de una señal OFDM $A(f)$, envolvente filtrada pasabajo $A_1(f)$ y el cociente de ambas $Q(f)$ [69].

El sistema CLIER mostrado en la figura 1.20, plantea el aprovechamiento de las ventajas de ambas arquitecturas. Esta implementación no difiere en gran medida del LINC multinivel pues también se intenta seguir la envolvente de la señal de forma escalonada.

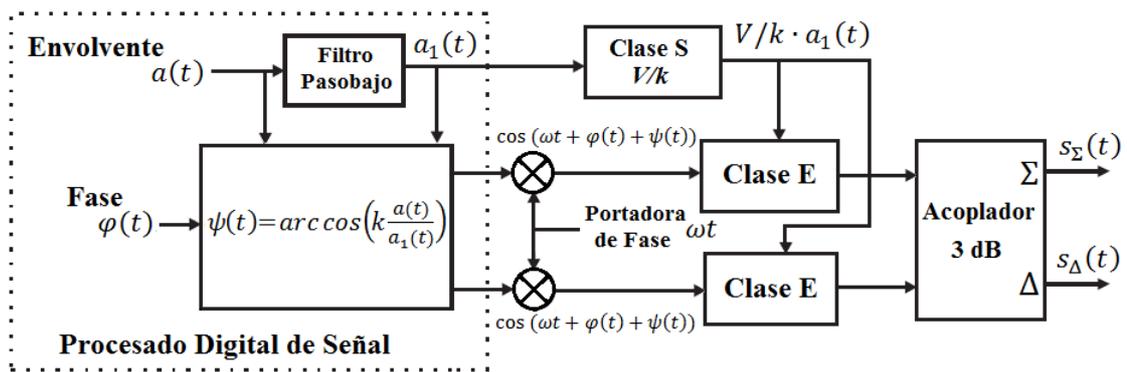


Figura 1.20 Diagrama en bloque del sistema CLIER [69].

El funcionamiento de este sistema se basa en separar de la envolvente $a(t)$ de la señal, en el producto de la parte baja $a_1(t)$ por una segunda parte, la cual consiste en el cociente en el dominio del tiempo, de la envolvente $a(t)$ y la parte baja antes

mencionada $a_I(t)$ [70] y no como la suma que propone [71]. La parte baja una vez amplificada, es tomada como tensión de alimentación del amplificador, permitiendo el uso de un amplificador clase S, como en el trasmisor polar. La potencia de modulación de la envolvente de la parte baja varía, por lo que los amplificadores no tienen que producir el máximo de potencia a la salida de forma permanente como en un LINC clásico, de esta manera la diferencia entre el pico y la media de la potencia disminuye, entonces el método EER contribuye a mejorar la eficiencia del amplificador. Comparada con $a(t)$, $a_I(t)$ tiene menos probabilidad de alcanzar valores bajos. Esto alivia las especificaciones para el amplificador clase E concernientes a la resistencia residual del dispositivo activo.

Finalmente se alimentan las entradas de los amplificadores con una diferencia de fase, que corresponde con el coseno inverso del cociente ya mencionado entre las señales $a(t)$ y $a_I(t)$, multiplicado por un factor constante k :

$$\psi(t) = \cos^{-1} \left(k \frac{a(t)}{a_I(t)} \right) \quad 0 < k < 1 \quad (1.9)$$

En simulaciones realizadas en [21] y [22], se demuestra que usando esta arquitectura y variando adecuadamente el factor k , es posible mejorar los niveles de eficiencia respecto a los alcanzados para un LINC puro.

La limitación del CLIER viene dada por la complejidad de su implementación física, pues resulta poco evidente conseguir una correcta distribución de la envolvente y mantener el sincronismo cuando se conmuta de una arquitectura a otra.

1.6.3.4 Integración de la antena y el combinador de potencia

Las potencialidades que ofrece la arquitectura “*outphasing*” no han pasado desapercibidas para los diseñadores de elementos pasivos, como es el caso de las antenas. Gao en [72], propone como alternativa para reducir las pérdidas en el proceso de combinación de las señales, el uso de antenas integradas que cumplan a la vez con las funciones de radiador y de combinador de potencia.

Siguiendo esa idea, la etapa de entrada, es la misma que en el LINC tradicional, sin embargo se prescinde del combinador Wilkinson [73], como se muestra en la figura 1.21, que es reemplazado por cada una de las siguientes configuraciones (figura 1.22):

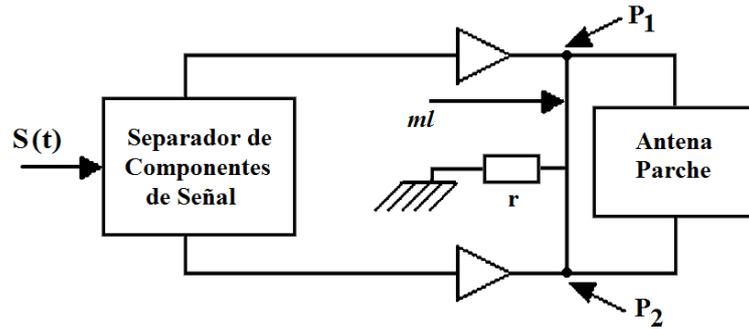


Figura 1.21 Arquitectura LINC con antena integrada como combinador de potencias [72, 73].

- a) Parche rectangular doblemente alimentado con carga resistiva para aplicaciones de banda estrecha [74].
- b) Parche “Bow-Tie” (pajarita) doblemente alimentado con carga resistiva [75].
- c) Antena integrada con radiación de potencia en el modo par usando parches apilados [76].
- d) Parche compacto en forma de H con capacidad para suprimir armónicos [77].
- e) Antena integrada multicapa de banda ancha [78, 79].

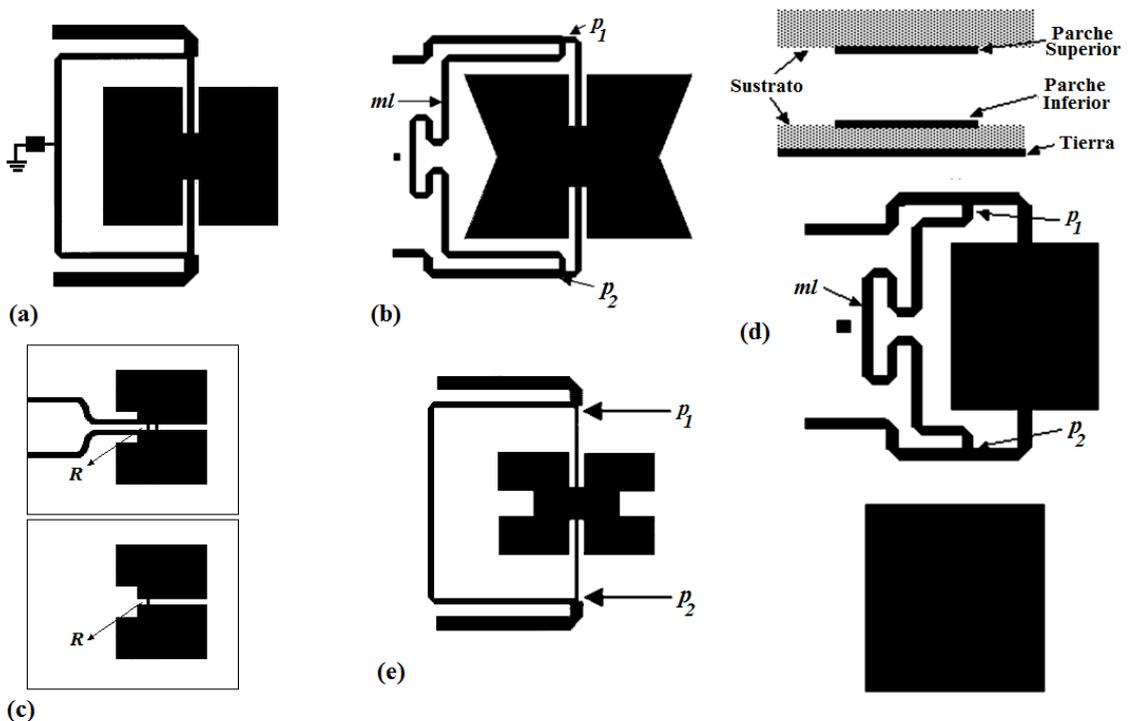


Figura 1.22 Distintas configuraciones de antenas usadas integradas usadas como combinador de potencias [73-79].

Estas estructuras de forma general alcanzan un buen acoplamiento de la impedancia para ambos modos de excitación, par e impar, además se logra la supresión del patrón de radiación bajo la excitación del modo no deseado (par o impar, en dependencia de la configuración).

También se plantea, basado en la comparación entre ambos sistemas LINC, que el que utiliza la antena integrada como combinador de potencias, además de mejorar la eficiencia, podría disminuir su área física y por ende elevar su nivel de integración, así como la confiabilidad y la calidad de funcionamiento.

Visto desde la óptica de los diseñadores de sistemas activos se hace necesario señalar que aunque las características de las antenas anteriormente mencionadas son excelentes, el problema de la degradación de la eficiencia total del sistema sigue latente, pues la potencia de la componente diferencia o señal no deseada se disipa, no se aprovecha.

1.6.4.5 Sistema LINC con combinación de señales en la etapa receptora

Como ya se ha mencionado, en un sistema convencional de amplificación lineal con componentes no lineales, la etapa final de combinación de potencias presenta una baja eficiencia debido a las pérdidas de potencia durante la combinación de las señales de salida de los APs. En [80-84], para eliminar dicho problema, se retira el combinador de la salida de los amplificadores de potencia y la combinación ocurre en la antena de la etapa receptora. Las señales en las dos ramas del LINC son previamente filtradas para garantizar que se cumpla la máscara espectral con la reducción del ACPR (nivel de emisión fuera de banda), luego se amplifican y se transmiten directamente antes de ser combinadas, como se muestra en la figura 1.23.

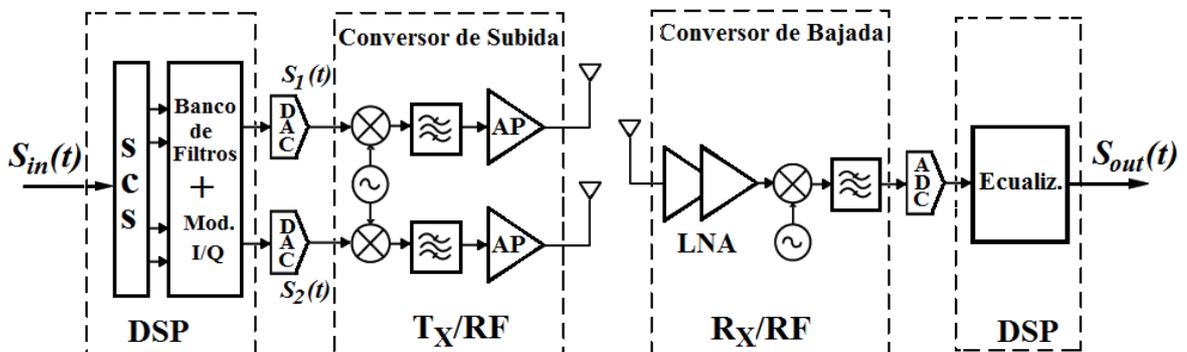


Figura 1.23 Capa detallada de la arquitectura LINC con combinación de potencias en la etapa receptora [80].

Con la implementación de esta arquitectura se puede aumentar la eficiencia, para una señal OFDM, de 4.72% para un LINC puro a 16.17 %, manteniendo el ACPR en 43 dB. A pesar de esta mejora se siguen presentando ciertas dificultades como por ejemplo el hecho de que si las diferencias en las demoras de las ramas no son adecuadamente controladas, pudiera suceder que las señales que arriban a la antena estén desfasadas, lo que provocaría que al combinarlas se afecte el nivel de ACPR, lo cual en este particular es más complejo de controlar con técnicas de predistorsión digital.

1.7 Conclusiones

A partir del estudio del estado del arte referente a las técnicas emergentes de mejora al compromiso linealidad-eficiencia en transmisores de RF y particularmente en el LINC se podría arribar a las siguientes conclusiones:

- El desarrollo de las arquitecturas emergentes resulta vital para el desarrollo sostenible de las comunicaciones inalámbricas, en el presente y el futuro.
- El amplificador Doherty permite mejorar la eficiencia de los transmisores vigentes con un nivel de complejidad relativamente bajo, sin embargo persiste la limitación en ancho de banda, sobre todo cuando se manejan varias portadoras de señales espectralmente eficientes tipo WCDMA.
- Haciendo una comparación entre los transmisores polares y el LINC se puede plantear que aunque el primero presenta una eficiencia teórica del 100%, esta se encuentra fuertemente limitada por el diseño del amplificador de envolvente. En el caso del LINC ambos amplificadores se diseñan en RF, por lo que la eficiencia total puede alcanzar valores altos, sin embargo es imprescindible reducir los niveles de pérdidas que se producen en la combinación de señales.
- Dentro de las desventajas de LINC, las que se encuentran asociadas a los desbalances de fase/ganancia, pueden ser controladas satisfactoriamente a través de las del empleo de técnicas de predistorsión digital y la implementación de bucles de realimentación en los transmisores. Por otra parte las soluciones ofrecidas para disminuir las pérdidas de potencia en el proceso de combinación todavía son insuficientes, por lo que constituyen una fuente de investigación.

- Se identificó que el diseño del amplificador de potencia constituye el factor primordial en el diseño de los transmisores, pues determina la eficiencia. Partiendo de esta premisa se presenta a continuación algunas consideraciones el diseño de amplificadores conmutados altamente eficientes.

Capítulo 2: Consideraciones para el diseño de base experimental de amplificadores de potencia de RF

2.1 Introducción

Dentro de un sistema de transmisión inalámbrica, el amplificador de potencia de RF es el elemento que consume mayor cantidad de potencia, tal y como se muestra en la figura 2.1:

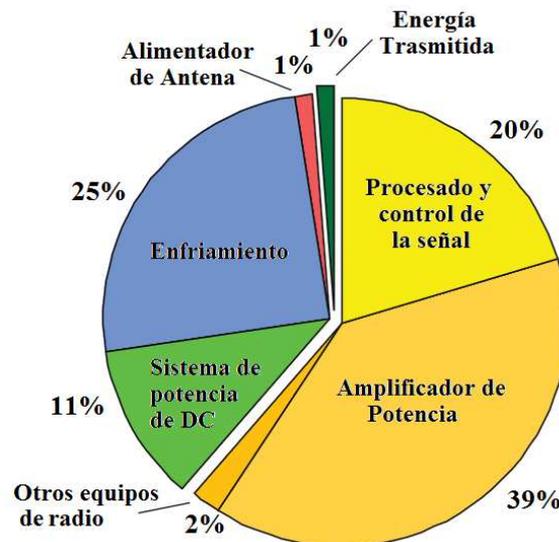


Figura 2.1 Distribución de la típica de la energía en una estación base de radio [85].

Es por esta razón que resulta impensable implementar arquitecturas emergentes de transmisión que mejoren los límites actuales del compromiso linealidad-eficiencia, si antes no se cuenta con amplificadores de RF cuyas prestaciones lo permitan.

Teniendo en cuenta lo anterior, a lo largo de este capítulo se establecen un conjunto de consideraciones para el diseño de amplificadores de RF en modo conmutado, las cuales pueden ser utilizadas para diferentes frecuencias, clases de operación del amplificador y tipos de transistor.

Para validar los resultados del procedimiento propuesto, se revelan un conjunto de medidas realizadas a los dispositivos construidos, en términos de linealidad y

eficiencia, haciendo énfasis especial en el amplificador clase E a 960 MHz que será utilizado posteriormente, en la implementación de un transmisor emergente con arquitectura “*outphasing*”.

2.2 Amplificadores de potencia

Para el desarrollo de las arquitecturas emergentes de transmisión, el amplificador de potencia de RF constituye el elemento fundamental, por ser el que más potencia consume.

Los amplificadores de potencia proporcionan ganancia en tensión y ganancia en corriente. Su principal función es convertir la potencia de DC en potencia de RF y amplificar la señal de RF de entrada, como se muestra en la figura 2.2:

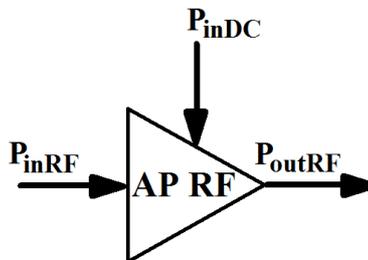


Figura 2.2 Potencias en un amplificador de potencia de RF.

2.2.1 Parámetros significativos de los amplificadores de potencia

Como se ha mencionado hasta el momento el desarrollo de los transmisores emergentes viene dado, precisamente, por el límite del compromiso linealidad-eficiencia que alcanzan los transmisores IQ, que en la actualidad operan dentro de las estaciones base. Ambos parámetros (linealidad y eficiencia) dependen en gran medida del funcionamiento del amplificador de potencia de RF.

2.2.1.1 Eficiencia

La eficiencia de un proceso de amplificación como el de la figura 2.2, se puede expresar en varios términos:

- Eficiencia de drenador (η_D).
- Eficiencia de potencia añadida (*PAE*).
- Eficiencia total (η).

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:

$$\eta_D = \frac{P_{outRF}}{P_{inDC}} \quad (2.1)$$

La eficiencia de potencia añadida (PAE) considera además la ganancia del amplificador, definiendo la eficiencia, como la diferencia de potencia de RF entre la salida y la entrada, dividida entre la potencia de DC:

$$PAE = \frac{P_{outRF} - P_{inRF}}{P_{inDC}} = \eta_D \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (2.2)$$

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

$$\eta = \frac{P_{outRF}}{P_{inRF} + P_{inDC}} = \frac{\eta_D}{\frac{\eta_D}{G} + 1} \quad (2.3)$$

2.2.1.2 Linealidad

La linealidad de un amplificador, como ya se ha mencionado, da una idea de la capacidad del dispositivo para reproducir correctamente en la salida, la amplitud y la fase de la señal de entrada. Es decir, el dispositivo es lineal a la frecuencia de trabajo si la amplitud de la señal de salida varía linealmente con la amplitud de la señal de entrada, y además, la diferencia entre la fase de la señal de salida y la de la señal de entrada permanece constante. Cuando el dispositivo es no lineal, la señal de salida aparece distorsionada: la amplitud de salida se comprime y la fase deja de ser constante.

La linealidad es función de la porción de tiempo que el amplificador permanece en la región de funcionamiento de saturación, mostrada en la figura 2.3.

La no linealidad de la amplitud suele provocar mayor distorsión que la variación de fase. El comportamiento no lineal provocado por la compresión de la ganancia se da cuando la amplitud de la señal de entrada al amplificador es tan grande que satura al dispositivo. La variación de la fase de la señal de salida también es función del

grado de saturación. Por lo tanto, la distorsión de la señal es más significativa a medida que el amplificador se aproxima a la zona de funcionamiento en saturación.

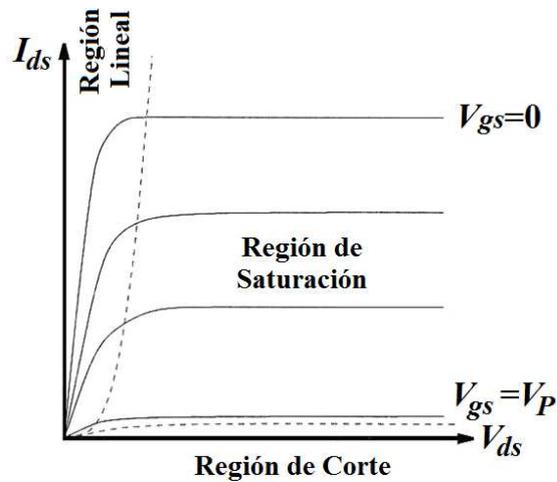


Figura 2.3 Curvas características I-V de un transistor FET [86].

En la figura 2.4 se puede observar la variación de la ganancia de compresión y de la fase, en función de la potencia de entrada:

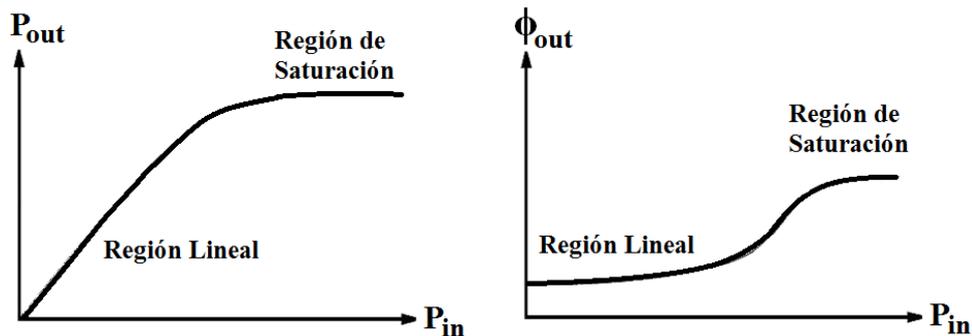


Figura 2.4 Ganancia de compresión y variación de fase debidas a la saturación de un amplificador de potencia [86].

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 productos de IMD), debido a las no linealidades. Teniendo en cuenta lo anterior, si se pretende una amplificación lineal, la opción más común consiste en trabajar lejos del punto de compresión y en consecuencia la eficiencia del amplificador de potencia disminuye.

Cuando se amplifican señales de amplitud constante, no se produce ninguna influencia de la no linealidad del amplificador de potencia. Esto se debe a que la

saturación del amplificador es función de la amplitud de la señal de entrada, por lo que, si ésta se mantiene constante, la saturación también se produce a un nivel constante y la ganancia del amplificador no varía. Es por esta razón que se presta especial atención a la arquitectura “*outphasing*”, donde la amplitud de las señales que llegan a los amplificadores es constante.

2.2.1.3 Comportamiento no lineal del amplificador

El amplificador de potencia cuando trabaja en zonas de alta eficiencia energética, es decir, cerca de compresión, se comporta como un dispositivo altamente no lineal. La no linealidad del amplificador de potencia provoca distorsión en la señal de salida.

Un modelo simplificado del amplificador de potencia, que no tiene 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:

$$V_{out}(t) = G_V V_{in}(t) + k_2 V_{in}^2(t) + k_3 V_{in}^3(t) + \dots + k_N V_{in}^N(t) \quad (2.4)$$

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

En la señal de salida se tendrán entonces armónicos y productos de intermodulación no deseados debidos, por ejemplo, a los efectos no lineales de los términos segundo y tercer orden del polinomio. Pueden identificarse componentes en banda y fuera de la banda de frecuencias de la señal original, como la distorsión armónica de 2^{do} y 3^{er} orden y la distorsión de intermodulación de 2^{do} y 3^{er} orden.

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

2.3 Clases de amplificadores de potencia

Los amplificadores de potencia se dividen en diferentes clases en función del punto de operación del dispositivo dentro de la recta de carga dinámica. La elección

de este punto causa que el dispositivo activo no esté, necesariamente, conduciendo durante toda la duración del ciclo de una señal sinusoidal (sólo sucede en el clase A).

A continuación se detalla el principio de funcionamiento de los amplificadores clase E, puesto que al ser los más utilizados dentro de las arquitecturas emergentes de transmisión inalámbrica constituyen un elemento clave en esta investigación.

2.3.1 Amplificadores en modo conmutado: clases D, D⁻¹, E, F, F⁻¹ y S

Las denominaciones de clases, desde la D hasta la S, corresponden a distintas variantes de amplificadores de conmutación. La optimización del diseño de estos amplificadores para ser modulados por la tensión de drenador es fundamental, por ejemplo, en la arquitectura del transmisor polar.

Los amplificadores de potencia en modo conmutado son no lineales, pero consiguen altas eficiencias, ya que funcionan como un conmutador, minimizando con ello las pérdidas de potencia en el transistor. La tensión drenador-fuente se hace cero cuando por el conmutador fluye corriente (encendido), y forzando la corriente a cero cuando existe diferencia de tensión entre los terminales drenador-fuente (apagado).

En amplificadores conmutados clase D, E y F, el transistor está altamente saturado por una señal de gran amplitud a la entrada, estando el dispositivo polarizado cerca del corte. Las formas de onda de tensión y corriente se ven recortadas por estas dos condiciones, consiguiendo así el efecto el comportamiento de conmutador, y alcanzando el 100% de eficiencia de drenador teórica.

En la práctica, existen pérdidas provocadas por elementos parásitos como reactancias, o la resistencia existente cuando el conmutador se encuentra en estado “on” (idealmente cero). Estos factores, junto con un tiempo de conmutación (también distinto de cero), hacen que la eficiencia teórica sea inalcanzable en la práctica.

2.4 Amplificador de potencia de alta eficiencia clase E

El descubrimiento del amplificador clase E es relativamente reciente (N.O. Sokal y A.D. Sokal, 1975 [87]), pero quedó relegado, hasta que, alrededor de los 90's, el

despliegue de la telefonía móvil requirió de amplificadores de altísima eficiencia para economizar batería. Se caracteriza por el empleo de un único dispositivo activo.

La red resonante de salida incluía, como principal innovación, una capacidad en paralelo con el dispositivo. Esta capacidad será aportada de manera externa, o bien estará constituida, en parte o completamente por la capacidad parásita de salida del dispositivo. En los amplificadores de clase E la eficiencia teórica alcanzable es del 100%.

Sus ventajas principales son, además de la elevada eficiencia, mayor fiabilidad, reducción del tamaño y el peso de los equipos y sobre todo, su diseño predecible y consistente, gracias a la existencia de procesos de diseño claros y definidos. Son utilizados en algunas estaciones transmisoras y aplicaciones satelitales donde la eficiencia es un aspecto fundamental.

2.4.1 Aspectos teóricos a tener en cuenta para el diseño del amplificador de potencia clase E

Un amplificador de potencia que trabaja con una eficiencia del 75% puede entregar tres veces más potencia que otro que lo haga con un 50% de eficiencia utilizando el mismo dispositivo, puesto que la potencia de salida se encuentra limitada por la disipación térmica en los transistores. A continuación se analiza la topología del amplificador en modo conmutado clase E, teniendo en cuenta los niveles de eficiencia que puede alcanzar [88].

En la figura 2.5 se muestra la topología propuesta por primera vez por Alan y Nathan Sokal en 1975 [87].

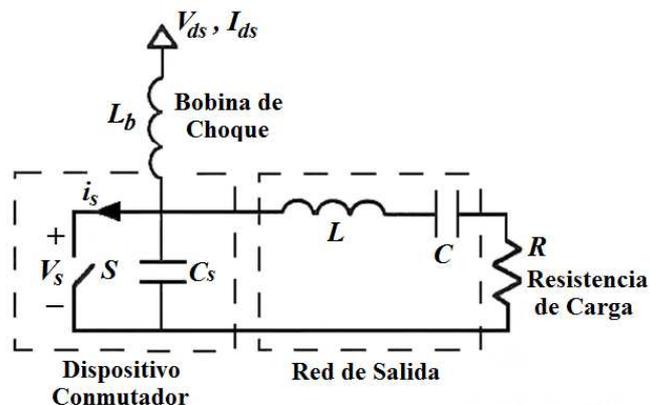


Figura 2.5 Circuito de alta eficiencia clase E original [87].

El amplificador clase E, es un circuito resonante en modo conmutado en el cual el producto de la tensión y la corriente en el dispositivo conmutador, es idealmente nulo para todo instante de tiempo. El transistor, actúa como un interruptor, y el circuito que lo acompaña ha de ser debidamente diseñado para procurar un funcionamiento clase E.

En bajas frecuencias, estos circuitos han conseguido eficiencias de hasta el 96% [86]. Idealmente, la eficiencia solo está limitada por la resistencia de saturación drenador-fuente del transistor, y por las propiedades de sus elementos parásitos. Las reactancias parásitas del elemento activo están incluidas en el diseño del circuito sintonizado por lo que no degradan las prestaciones del amplificador. La capacidad C_s en el circuito mostrado en la figura 2.5 puede representar la capacidad de salida intrínseca del transistor, mientras que parte de la inductancia L estaría relacionada con el efecto del empaquetado del transistor.

Para el análisis simplificado del circuito clase E, es conveniente realizar varias suposiciones:

- El ciclo útil usado en este análisis, para garantizar un funcionamiento óptimo según [88-89], es del 50%; es decir, el conmutador se encuentra encendido (“*on*”) durante medio período y apagado (“*off*”) durante la otra mitad.
- El dispositivo conmutador tiene una resistencia nula cuando está encendido e infinita cuando se apaga. En la práctica se debe asegurar que la resistencia ofrecida por el dispositivo cuando se encuentra en abierto sea lo suficientemente alta y que la resistencia parásita que ofrece cuando se encuentra en corto sea lo más pequeña posible, idealmente cero. El condensador C_s para un diseño de frecuencia máxima consiste únicamente en la capacidad parásita de salida del transistor, la cual se asume como lineal en este análisis. En la práctica, la capacidad C_s es a menudo no lineal, y cambia en función del voltaje aplicado.
- La corriente que circula a través de la carga será idealmente sinusoidal a la frecuencia fundamental de trabajo, y la corriente que fluye por la bobina de choque L_b se asume constante (I_{ds}). Se aplica, por tanto, una corriente

equivalente a través de la capacidad y el conmutador, que se compone de un nivel constante (DC) más una senoide (RF).

La solución exacta de este circuito en el dominio del tiempo, aún asumiendo elementos ideales y la C_s lineal, requiere la solución de un sistema de ecuaciones diferenciales de tercer orden variante en el tiempo pero, con las aproximaciones supuestas anteriormente, se reduce a un sistema de primer orden variante en el tiempo, como muestra la figura 2.6:

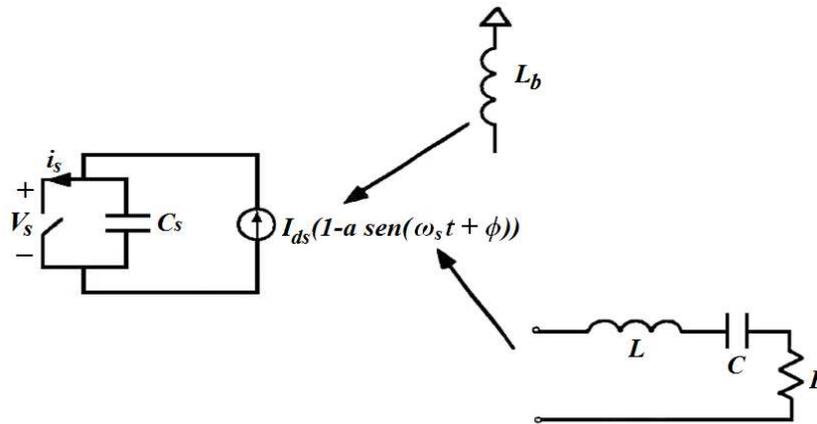


Figura 2.6 Circuito de clase E asumiendo corriente sinusoidal en la carga [89].

Como se muestra en la figura 2.6, cuando el interruptor está cerrado, no hay tensión entre sus terminales y una corriente sinusoidal (más una componente de continua) fluye por él. En el instante en que el conmutador se abre, la corriente que lo atraviesa desaparece, pero al momento de conmutar al estado “off”, se produce un salto o discontinuidad hacia la capacidad en paralelo (ver figura 2.7). Este salto de intensidad causará pérdidas que se manifiestan a través de cualquier inductancia parásita entre el conmutador y el condensador. En el caso aquí presentado, donde C_s es la capacidad parásita interna de un transistor, esta inductancia está minimizada. Si se utiliza alguna capacidad externa, como es el caso habitual, entonces, cualquier inductancia parásita entre el transistor y la capacidad, provoca una pérdida de energía de $0.5LI^2$, que se produce durante cada período de conmutación en la inductancia parásita.

Cuando el conmutador está apagado, la corriente sinusoidal continúa circulando, pero ahora lo hace a través de la capacidad en paralelo al interruptor, como se muestra en la figura 2.5. Durante el semi-ciclo “off”:

$$C_s \frac{\partial v_s}{\partial t} = I_{ds} (1 - a \sin(\omega_s t + \phi)) \quad (2.5)$$

Integrando:

$$v_s(t) = \frac{I_{ds}}{C_s} \int_0^t dt' (1 - a \sin(\omega_s t' + \phi)) \quad (2.6)$$

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

$$v_s(0) = 0 \quad (2.7)$$

$$v_s\left(\frac{T_s}{2}\right) = 0 \quad (2.8)$$

En este caso:

$$\frac{\partial v_s}{\partial t}\left(\frac{T_s}{2}\right) = 0 \quad (2.9)$$

La solución de la ecuación anterior quedaría:

$$v_s(t) = \frac{I_{ds}}{C_s \omega_s} (\omega_s t + a(\cos(\omega_s t + \phi) - \cos \phi)) \quad (2.10)$$

Pudiéndose determinar a y ϕ , de forma unívoca:

$$a = \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}} \cong 1.862 \quad (2.11)$$

$$\phi = -\arctan \frac{2}{\pi} \cong -32.48 \quad (2.12)$$

Es necesario recordar que estas constantes son válidas para cualquier circuito clase E de elevado factor de calidad, con una capacidad en paralelo con el conmutador. Ya se conocen, por tanto, las expresiones de la tensión y la corriente en el conmutador:

$$v_s(t) = \begin{cases} \frac{I_{ds}}{C_s \omega_s} ((\omega_s t) + a(\cos((\omega_s t) + \phi) - \cos \phi)) & (0 \leq (\omega_s t) \leq \pi) \\ 0 & (\pi \leq (\omega_s t) \leq 2\pi) \end{cases} \quad (2.13)$$

$$i_s(t) = \begin{cases} 0 & (0 \leq (\omega_s t) \leq \pi) \\ I_{ds} (1 - a \sin(\omega_s + \phi)) & (\pi \leq (\omega_s t) \leq 2\pi) \end{cases} \quad (2.14)$$

Si se representan estas formas de onda, quedaría como se muestran en la figura 2.7:

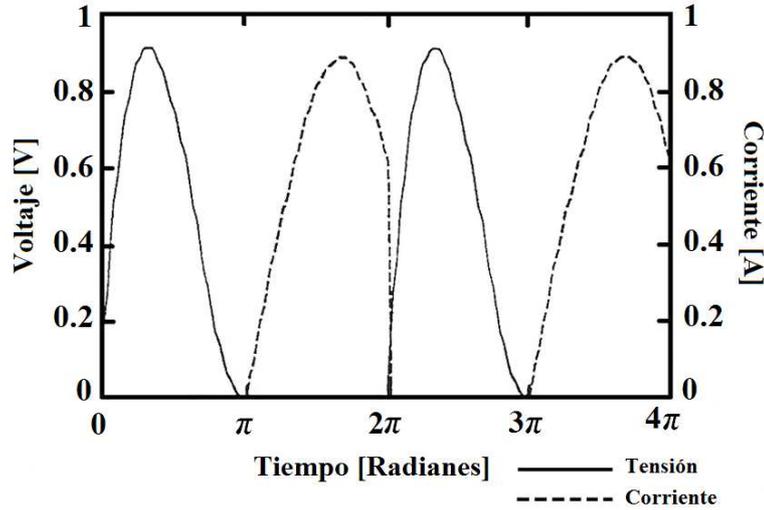


Figura 2.7 Formas de onda teórica de tensión y corriente en conmutador clase E [89].

Para estimar en nivel de corriente I_{ds} que se genera para una tensión dada V_{ds} , y viceversa:

$$v_{ds} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} v_s(t) dt = \frac{1}{\pi} \frac{I_{ds}}{\omega_s C_s} \quad (2.15)$$

$$I_{ds} = \pi \omega_s C_s V_{ds} \quad (2.16)$$

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

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

$$(1 + a)I_{ds} \cong 2.86I_{ds} \quad (2.17)$$

Si el dispositivo no puede soportar esta corriente será imposible conseguir un circuito clase E de comportamiento ideal a la frecuencia seleccionada.

Un valor orientativo de la frecuencia máxima de operación se da en la siguiente expresión:

$$f_{\max} = \frac{I_{ds}}{2\pi^2 C_s V_{ds}} = \frac{I_{\max}}{C_s V_{ds}} \frac{1}{2\pi^2 (1+a)} \cong \frac{I_{\max}}{56.5 C_s V_{ds}} \quad (2.18)$$

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

Lo anterior también implica que, dadas diversas tecnologías (MESFET, HEMT, HBT) y utilizando determinados procesos de fabricación, se consigan diferentes rendimientos en el aspecto de potencia de salida máxima en función de la frecuencia, para un circuito clase E.

Observando la componente de DC de $v_s(t)$, se obtendrá una expresión que describe los parámetros de continua del circuito clase E (V_{ds} y I_{ds}).

En cambio, si se estudia la componente a la frecuencia fundamental de $v_s(t)$, se obtiene información acerca de las impedancias complejas en RF del circuito. Esto puede ser, por tanto, utilizado para encontrar ecuaciones de diseño para los elementos de la red de carga.

Las componentes frecuenciales de los armónicos superiores, presentes en el voltaje del conmutador, no serán consideradas para este análisis de primer orden. Sin embargo, se supondrá que la red de carga tiene una impedancia casi infinita a estos armónicos superiores y, por lo tanto, la corriente que fluye por el conmutador para los armónicos superiores deberá tender a cero.

La componente fundamental de la corriente en la carga i_{net1} es conocida, pero la componente fundamental de la tensión en la carga v_{s1} debe ser hallada mediante el uso de series de Fourier, dado que $v_s(t)$ es una función periódica.

Por lo tanto:

$$v_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n e^{jn\omega_s t} \quad (2.19)$$

donde:

$$K_n = \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} v_s(t) e^{-jn\omega_s t} dt \quad (2.20)$$

Para $n=1$:

$$K_1 = \frac{I_{ds}}{\omega_s C_s T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} (\omega_s t + a(\cos(\omega_s t + \phi) - \cos\phi)) e^{-j\omega_s t} dt \quad (2.21)$$

La integral se toma sólo en la primera mitad del período, porque $v_s(t)$ es cero en la segunda mitad del mismo. Debido al grado de complejidad de la solución de estas ecuaciones, se muestran directamente los resultados.

$$v_{s1} = a_0 I_{ds} \sin(\omega_s t + \phi_0) \quad (2.22)$$

$$i_{net1} = a I_{ds} \sin(\omega_s t + \phi_0) \quad (2.23)$$

Donde las constantes a_0 y ϕ_0 son:

$$a_0 = \frac{2|K_1|}{I_{ds}} = \frac{1}{\omega_s C_s} \sqrt{\frac{\pi^2}{16} + \frac{4}{\pi^2} - \frac{3}{4}} \quad (2.24)$$

$$\phi_0 = \frac{\pi}{2} + \angle K_1 = \frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{2\pi}{8 - \pi^2}\right) \quad (2.25)$$

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

$$Z_{net1} = \frac{a_0}{a} e^{j(\phi_0 - \phi)} \cong \frac{0.28015}{\omega_s C_s} e^{j49.0524^\circ} \quad (2.26)$$

Es interesante destacar que el ángulo de la impedancia de carga requerida para operar como clase E, con un condensador en paralelo al conmutador, es una constante independiente del resto de la topología del circuito.

La magnitud es directamente proporcional a la impedancia del condensador en paralelo a la frecuencia de conmutación.

Para asegurar un funcionamiento clase E, todo lo que se necesita es obtener una impedancia a la frecuencia fundamental igual a Z_{net1} , y condiciones de circuito abierto a todos los armónicos superiores.

En la figura 2.8 se expone una topología específica para la red de carga externa:

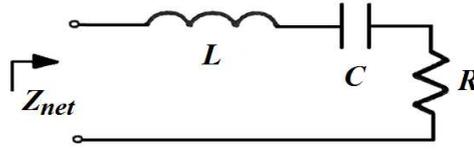


Figura 2.8 Red de carga externa vista por el dispositivo conmutador a frecuencias de RF.

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

$$Z_{net1} = Z_{net} = j\omega_s L + \frac{1}{j\omega_s C} + R \quad (2.27)$$

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

$$j\omega_s L + \frac{1}{j\omega_s C} + R = \frac{0.28015}{\omega_s C_s} e^{j49.0524^\circ} \quad (2.28)$$

Igualando las partes reales e imaginarias de ambas expresiones se obtiene:

$$C_s = \frac{1}{2\pi f_s R \left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \left(\frac{\pi}{2} \right)} \cong \frac{1}{2\pi f_s R \cdot 5.447} \quad (2.29)$$

$$C = C_s \left(\frac{\left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \left(\frac{\pi}{2} \right)}{Q_L} \right) \left(1 + \frac{\frac{\pi^2}{16} - \frac{\pi}{4}}{Q_L - \left(\frac{\pi^2}{16} - \frac{\pi}{4} \right)} \right) \cong C_s \left(\frac{5.447}{Q_L} \right) \left(1 + \frac{1.153}{Q_L - 1.153} \right) \quad (2.30)$$

Donde Q_L se define como:

$$Q_L = \frac{\omega_s L}{R} \quad (2.31)$$

Estas ecuaciones de C_s y C son expuestas de esta forma y comparadas con las ecuaciones originales. La expresión para C_s obtenida aquí es idéntica a la original, mientras que la expresión dada por Sokal [90] para C es:

$$C \cong C_s \left(\frac{5.447}{Q_L} \right) \left(1 + \frac{1.42}{Q_L - 2.08} \right) \quad (2.32)$$

Los resultados experimentales son a menudo obtenidos con un valor pequeño de Q_L .

Para diseñar un amplificador clase E utilizando esta topología se deben establecer inicialmente ω_s , L y R . Estos parámetros determinan Q_L . Entonces C_s y C son evaluados utilizando las expresiones anteriores.

Sin embargo, esta topología tiene una utilidad limitada para circuitos de microondas, ya que la frecuencia, la impedancia de carga y la capacidad del conmutador no pueden ser establecidas de forma independiente.

Para un amplificador de microondas saturado, la impedancia de carga es a menudo de 50Ω , y frecuentemente, al iniciar un diseño, ya se ha seleccionado un transistor determinado, con una cierta capacidad de salida C_s .

Entonces la frecuencia de operación ω_s queda ya establecida. Para solucionar el problema de no poder establecer estos tres parámetros de forma independiente, se expone a continuación una nueva topología, propuesta para su uso en circuitos de microondas clase E.

2.4.2 Circuito clase E con elementos discretos L-serie/C-paralelo

El circuito clase E con elementos discretos L-serie/C-paralelo se muestra a continuación en la figura 2.9:

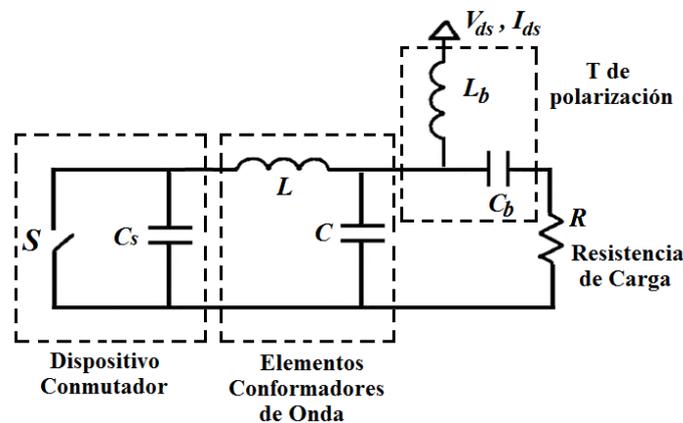


Figura 2.9 Circuito clase E con elementos discretos L-serie/C-paralelo.

L_b y C_b actúan como T de polarización, pero se asume que no afectan al comportamiento del circuito en RF de forma apreciable. A la frecuencia de conmutación, sólo L , C y R contribuyen a la impedancia (Z_{net}) de RF vista por el condensador conmutado, como se observa en la figura 2.10:

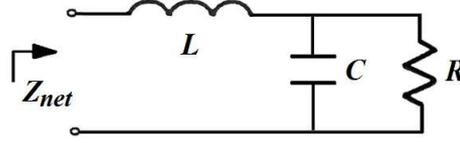


Figura 2.10 Red de carga externa del circuito clase E vista a la salida del dispositivo conmutador a la frecuencia de operación

Esta impedancia es:

$$Z_{net1} = Z_{net} = j\omega_s L + \frac{R}{1 + j\omega_s CR} \quad (2.33)$$

Además, la impedancia de la red de carga deseada a la frecuencia de conmutación viene dada por la expresión:

$$Z_{net1} = \frac{K_0}{\omega_s C_s} e^{j\theta_0} \quad (2.34)$$

donde:

$$K_0 = \omega_s C_s \frac{a_0}{a} \cong 0.28015 \quad (2.35)$$

$$\theta_0 = \phi_0 - \phi \cong 49.0524^\circ \quad (2.36)$$

Si se igualan las expresiones de Z_{net1} se obtiene una ecuación compleja con dos incógnitas, L y C . Igualando partes reales e imaginarias se obtienen sus valores:

$$L = \frac{K_0}{\omega_s^2 C_s} \left(\text{sen } \theta_0 + \cos \theta_0 \sqrt{\frac{\omega_s C_s R}{K_0 \cos \theta_0} - 1} \right) \quad (2.37)$$

$$C = \frac{1}{\omega_s R} \left(\sqrt{\frac{\omega_s C_s R}{K_0 \cos \theta_0} - 1} \right) \quad (2.38)$$

En esta topología, la resistencia de carga, la frecuencia de operación y la capacidad del conmutador pueden ser establecidas de forma independiente, a diferencia del circuito original clase E analizado anteriormente.

Se puede afirmar según [86, 91], que para frecuencias milimétricas y de microondas, las líneas de transmisión son preferidas a menudo frente a los elementos discretos, debido a que estos últimos tienen mayores pérdidas y son más difíciles de fabricar.

Aunque no se profundiza en los aspectos teóricos del diseño del amplificador clase E con líneas de transmisión, las consideraciones para el diseño de este tipo de dispositivos que se presenta en los epígrafes subsiguientes están pensadas y se han implementado tanto para elementos discretos, como para líneas de transmisión.

2.5 Transistores de potencia utilizados

Tanto los sistemas de comunicación y radar de la defensa, como los sistemas de comunicaciones inalámbricas tienen la drástica necesidad de incrementar la potencia de RF, la eficiencia, la linealidad y disminuir el coste de los amplificadores, que operan en el rango de frecuencia de 1-40 GHz [92]. Como se había comentado antes, dentro del diseño de las arquitecturas emergentes de transmisión era fundamental el diseño del amplificador de RF, quien por su parte depende en gran medida del transistor de potencia seleccionado. En este apartado, se abordan de forma general las bondades que ofrece el uso de transistores HEMT de potencia, para lograr diseños robustos y eficientes, así como las limitaciones que surgen a partir de la carencia de modelos no lineales de estos dispositivos, que permitan realizar análisis previos de su comportamiento para el diseño del amplificador.

El modelo equivalente en gran señal de un transistor HEMT, se muestra en la figura 2.11. Aunque se conoce que está fundamentado en el modelo Statz-Fager [93-94], y se pueden encontrar algunos detalles explicativos de sus características siguiendo la tesis de Pedro Miguel Da Silva [95], no se cuenta con un modelo no lineal del dispositivo, el cual 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 [96].

Cuando se carece de este modelo no lineal, es realmente complicado obtener un buen diseño del amplificador a partir de la simulación, ya que los modelos de los transistores que brinda el simulador, aunque buenos en general para predecir el comportamiento de amplificadores modo fuente de corriente controlada (A, AB, B,

C), no está pensado para reproducir el comportamiento del dispositivo en la zona lineal u óhmica, y un amplificador conmutado, como el que se pretende diseñar, debe operar justo entre esa región y pinch-off.

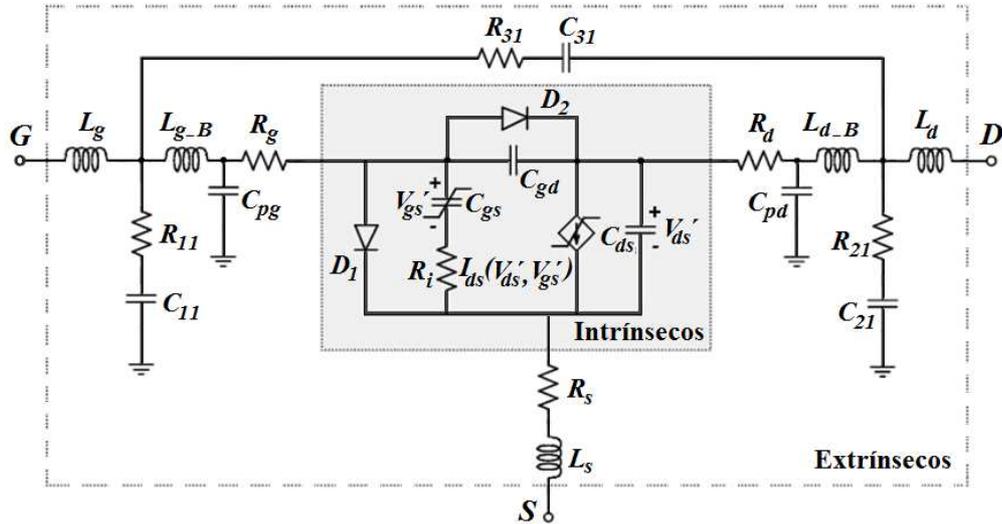


Figura 2.10 Modelo equivalente en gran señal de un transistor HEMT [97].

Por otra parte, es preciso añadir que los modelos de los elementos pasivos, bobinas y condensadores, no siempre son exactos, y para tener una correcta simulación del circuito sería necesario incluir las vías a masa, los pequeños tramos de línea necesarios para interconectar elementos (p.e. un condensador y una bobina), etc., lo que complicaría enormemente el proceso.

En diseños realizados previamente a esta investigación [88-89, 98], se implementaron exactamente las redes que se habían simulado, y aunque la eficiencia que se alcanzó fue alta (algo superior al 70%), quedó por debajo de lo que se podría esperar (por encima de 85%) a partir de los resultados de la simulación.

Una alternativa a lo anterior sería diseñar basado en medidas de *load-pull*, cómo se realiza en muchos laboratorios de altísimo nivel (académicos e industriales) [99], éste es el procedimiento de diseño más común para conseguir amplificadores competitivos. De este modo se evita el uso del modelo del transistor y la realización de un diseño basado a ciegas en simulaciones, dada la inexactitud o no disponibilidad de modelos para los dispositivos en general.

Para esta implementación, lo ideal sería disponer de un *tuner* automático multi-armónico, en el que se pueden barrer las impedancias al fundamental, al segundo y al

tercer armónico, sobre el plano de la carta de Smith, en el drenador del transistor. Lamentablemente, el equipamiento para hacer *load-pull* automático es extremadamente caro [99], así como compleja la calibración y puesta a punto del sistema de medida, y en general no está disponible en todos los laboratorios de investigación (p.e. en el laboratorio del Dpto. de Ingeniería en Comunicaciones de la Universidad de Cantabria donde se llevó a cabo esta investigación o el “Laboratorio para Comunicaciones Inalámbricas” de la CUJAE).

Es por todas las limitaciones mencionadas anteriormente, que se propone como uno de los aportes fundamentales de este trabajo, sustituir el diseño completamente basado en simulaciones de los AP, por un diseño de base experimental, a partir de la caracterización de unos pocos parámetros del transistor y un conjunto de simulaciones muy simples. En resumen, un diseño en el que se evite confiar en los resultados de aquellas simulaciones en las que la inexactitud de los modelos genere problemas. Las consideraciones propuestas se exponen a continuación.

2.6 Amplificadores conmutados (especificaciones y diseño)

Una vez analizados los aspectos teóricos en el diseño de amplificadores y mencionadas las limitaciones que presupone no contar con un modelo no lineal del transistor a utilizar, se presentan algunas consideraciones para el diseño con base experimental de amplificadores conmutados. La validación de los resultados del método propuesto, se realiza a través de la implementación de un amplificador clase E a la frecuencia de 960 MHz, el cual será empleado en el diseño posterior de un transmisor con arquitectura “*outphasing*”. Vale destacar que la propuesta es igualmente efectiva para diferentes frecuencias, tipos de transistores y clases de operación del amplificador como se demuestra en [97, 101-103] y puede ser utilizada en la implementación de otras arquitecturas emergentes de transmisión (p. e. transmisor polar).

2.6.1 Selección del dispositivo activo

El transistor escogido para el diseño fue un HEMT de potencia con capacidad de 30 W. El fabricante en este caso proporciona un modelo simple del transistor, lo que contribuye a realizar un grupo de simulaciones, que ofrecen un diseño preliminar más completo, utilizando el *software* Microwave Office.

2.6.2 Polarización del transistor para su funcionamiento como clase E

Para lograr el modo de funcionamiento conmutado, que permite garantizar una maximización en el uso de la potencia de DC a consumir, se ha de polarizar el transistor ligeramente por debajo del valor de la tensión de pinch-off. Una forma rápida y sencilla de determinar la tensión a la cual se ha de ejecutar el diseño, es analizar el comportamiento del parámetro S_{22} con V_{GS} a la tensión de drenador seleccionada (28 V en principio). Al subir la tensión V_{GS} , en determinado valor este parámetro comienza a evidenciar signos de la entrada en conducción del transistor (abandona su evolución a lo largo del borde de la carta de Smith). La tensión de puerta para operar de una forma efectiva en una clase de amplificación modo conmutado es precisamente aquella justo antes de que el dispositivo evidencie la mencionada variación. El análisis de la característica de transferencia y las curvas IV de la figura 2.12 permite verificar la validez del valor de pinch-off escogido ($V_{GS} = -3.5$ V).

La diferencia fundamental entre las características estática (DC) y dinámica (RF) del transistor, mostradas en la figura 2.12, radica en que para el segundo caso la resistencia térmica no se tiene en cuenta, puesto que cuando el dispositivo opera en RF no le da tiempo a calentarse.

En caso de que no se cuente con el modelo no lineal del transistor, algo frecuente para varios dispositivos de diferentes fabricantes, es necesario establecer un sistema de medidas para la extracción de las curvas IV. El banco de medida y los útiles necesarios se describen en el Anexo I. Vale destacar en dicha propuesta, el cuidadoso diseño de un kit de calibración *Thru-Line-Reflect* (TRL) [104], que permite llevar las calibraciones del analizador de redes hasta justo los terminales del transistor.

A partir de la pendiente de las curvas IV medidas, se puede calcular la R_{on} del transistor en cuestión. Este parámetro no es necesario en el proceso de diseño, sin embargo ofrece la posibilidad de estimar la máxima eficiencia a obtener del amplificador. Se puede plantear además que esta R_{on} podría emplearse en la implementación de un modelo simplificado del transistor como conmutador (incluyendo también la C_{out} y la R_{off}), para estimar máxima eficiencia. Esto se puede

realizar a través de una simulación relativamente sencilla. Con este modelo simplificado, no se podrían hacer variaciones de la P_{inRF} , pero se podría conocer lo que ocurre a potencia saturada. Para el caso particular de los amplificadores conmutados, esto no es un problema, puesto que no tiene sentido operarles a potencias por debajo de la que fuerza el modo conmutado.

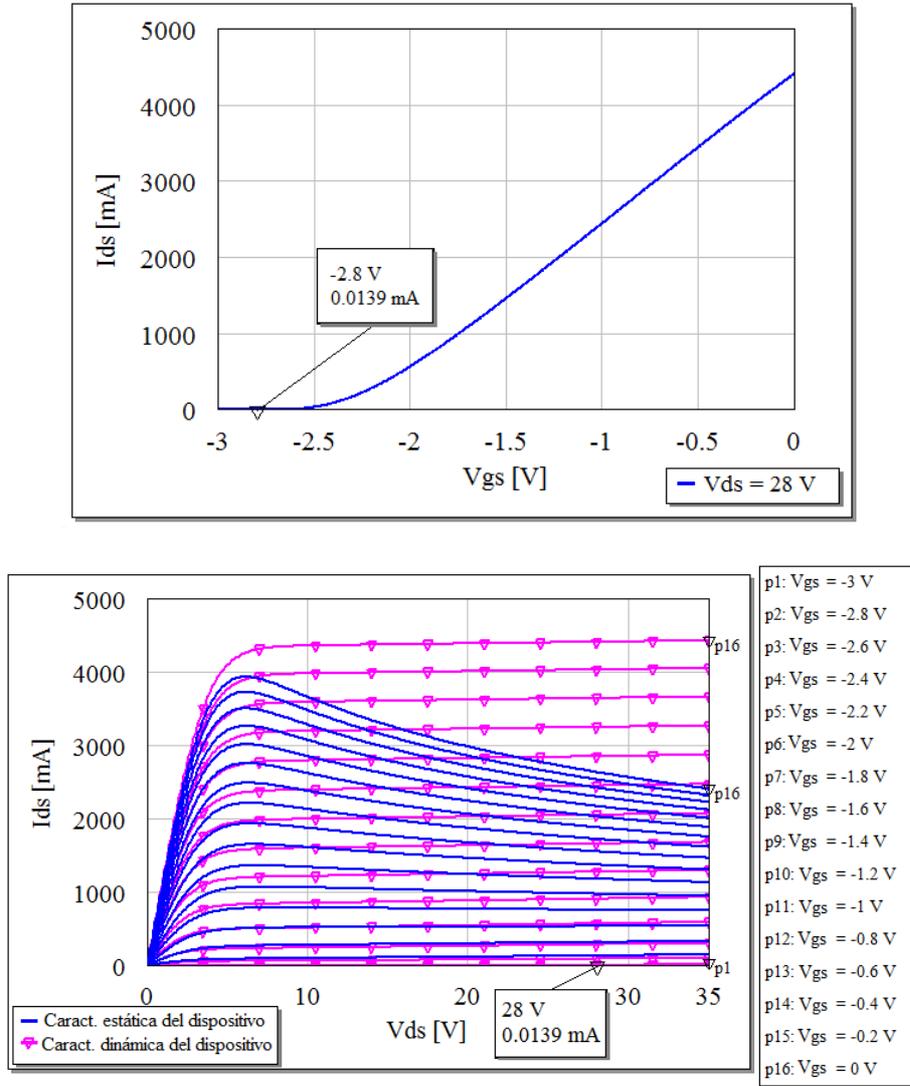


Figura 2.12 Característica de transferencia y curvas IV del transistor HEMT de potencia utilizado en el diseño del amplificador a 960 MHz.

De las medidas del parámetro S_{22} para el V_{DS} de interés, (por ejemplo 28 V), y para diferentes tensiones V_{GS} , se pudo estimar la tensión de polarización de puerta (justo el valor antes de que el S_{22} se empiece a mover hacia el centro de la carta de Smith) así como la C_{out} y la R_{off} .

$$C_{out} = \text{Im}(Y_{out}) / (2\pi f) \quad (2.39)$$

$$R_{off} = 1/\text{Re}(Y_{out}) \quad (2.40)$$

donde:

$$Y_{out} = Y_0 (1 - S_{22}) / (1 + S_{22}) \quad (2.41)$$

si,

$$Y_0 = 1/Z_0 = 20mS \quad (2.41)$$

2.6.3 Impedancia óptima

La condición de impedancia óptima al fundamental, que debe ver el transistor en drenador para que opere como amplificador clase E, está dada por la ecuación (2.34), donde $K_0=0.28015$ y $\phi_0=49.0524^\circ$. Para obtener el valor de C_s (capacidad equivalente de salida del transistor), se puede realizar la simulación o medida de la admitancia de salida del dispositivo, polarizado por debajo de pinch-off, y a la frecuencia de trabajo. La capacidad vendrá dada por el valor de la parte imaginaria de la admitancia de salida:

$$j\omega C_s = \text{Im}(Y_{out}) \quad (2.42)$$

La capacidad equivalente de salida a 960 MHz para transistor HEMT de potencia utilizado, es $C_s = 2.7216$ pF. Sustituyendo este valor en la ecuación (2.34), se obtiene finalmente el valor de la impedancia óptima a implementar:

$$Z_{opt} = 11.184 + j12.89 = 0.6541 \angle 149.7 \quad (2.43)$$

Para simular cómo se comporta el dispositivo con esta impedancia de carga, y estimar entonces sus prestaciones, se utilizó el esquemático de la figura 2.13, donde el elemento HBTUNER permite simular las condiciones ideales para un clase E con la impedancia óptima a la frecuencia fundamental y con un circuito abierto al segundo y tercer armónico. Nótese además, que la entrada permanece sin adaptar.

Partiendo del valor de impedancia obtenido y utilizando la herramienta Load Pull Wizard de Microwave Office, se procedió en el siguiente paso a simular un sintonizador de *Load Pull*, verificando que la impedancia óptima se ajustaba a los círculos centrales de la PAE, la P_{out} y la ganancia, los cuales corresponden a los

valores cercanos al máximo de estos parámetros. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 2.14.

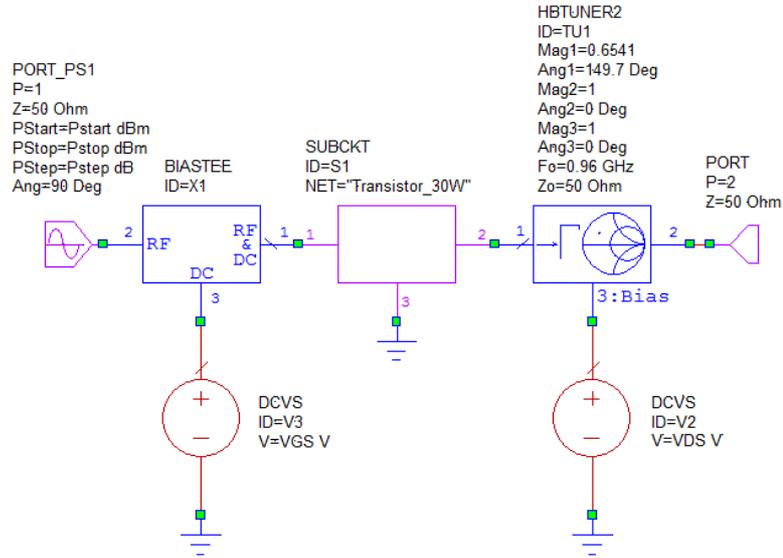


Figura 2.13 Esquemático para medir la respuesta del dispositivo en condición de carga óptima.

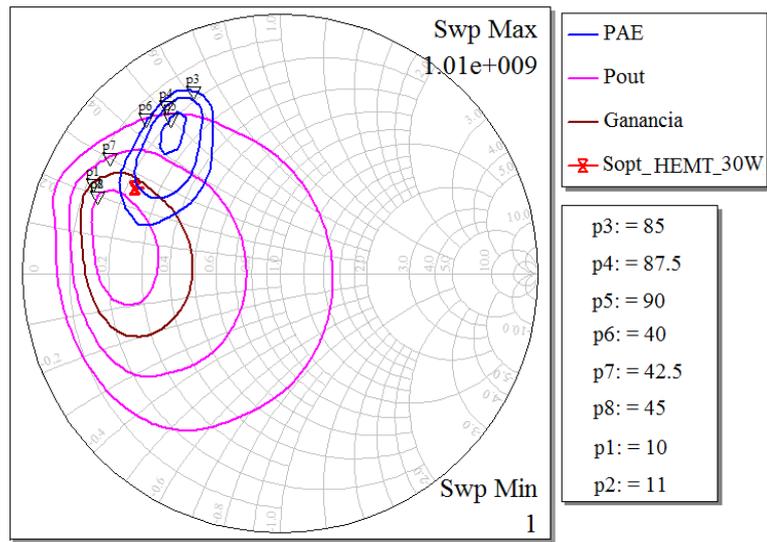


Figura 2.14 Representación de los círculos de PAE , P_{out} y ganancia máximas, junto al valor de impedancia óptima seleccionado.

Los valores de eficiencia, PAE , ganancia y potencia de salida obtenidos para la impedancia óptima, cuando se realiza un barrido de la potencia de entrada se muestran en la figura 2.15. Nótese que, para 35 dBm se obtiene la máxima PAE sin embargo el nivel de ganancia comienza a decrecer debido a que aún no se ha ajustado la entrada.

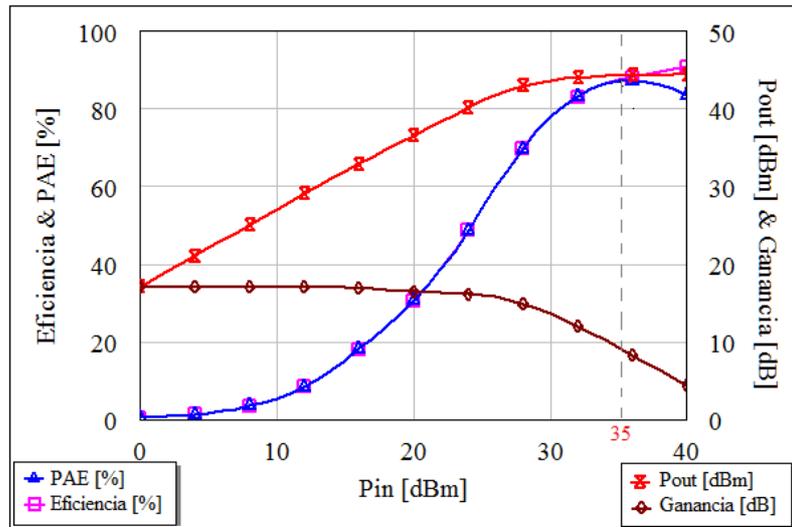


Figura 2.15 Curvas de eficiencia, PAE, ganancia y potencia de salida del dispositivo para Z_{opt} .

A la vista de los resultados obtenidos y teniendo que para otros valores cercanos a la Z_{opt} la mejora en los parámetros analizados no era sustancial, se decidió no realizar ninguna variación en la impedancia elegida, tal y como se puede observar en [103], para el diseño de las redes de adaptación de entrada y salida del amplificador.

2.6.4 Diseño de las redes de entrada y de salida

Para el diseño de la red de salida del amplificador se utilizaron bobinas y condensadores de alto factor de calidad, de los fabricantes ATCeramics [105-106] y Coilcraft [107], respectivamente. Estos elementos presentan un excelente comportamiento para la frecuencia de este diseño. Cuando se trabaja a frecuencias superiores es recomendable el empleo de líneas de transmisión para la implementación de estas redes o también puede usarse una combinación acertada de elementos concentrados y distribuidos [97].

En la red de salida se tiene en cuenta que, para asegurar el funcionamiento clase E, es necesario fijar una impedancia a la frecuencia fundamental igual a Z_{opt} , y condiciones de circuito abierto a los armónicos superiores (en particular al segundo y tercer armónico).

El resultado del proceso de adaptación a la salida puede verse en la siguiente figura 2.16.

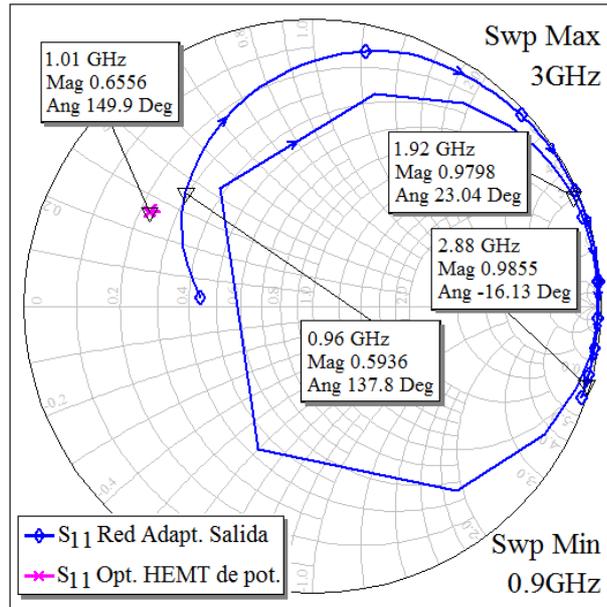


Figura 2.16 Evolución de la impedancia a conseguir con la red de salida.

Utilizando la red de salida seleccionada como carga del transistor, se diseñó la red de adaptación a la entrada, usando el mismo tipo de elementos concentrados. La impedancia conseguida con dicha red se muestra en la figura 2.17, junto al conjugado de la impedancia de entrada (en puerta) del transistor.

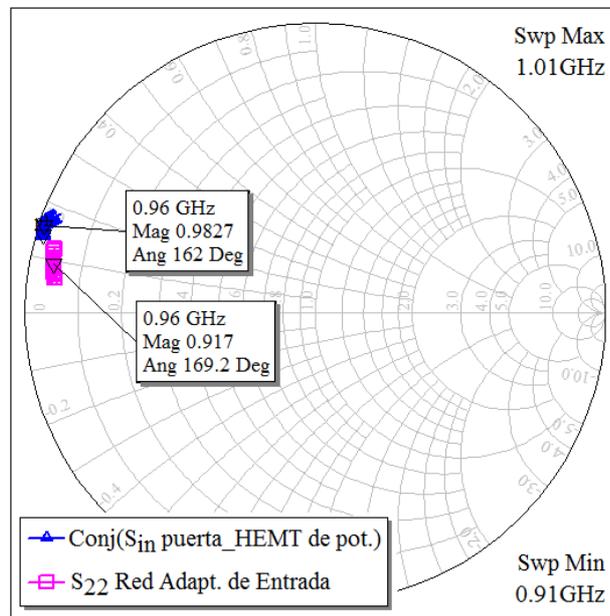


Figura 2.17 Adaptación de impedancia conseguida con ayuda de la red de entrada, para $P_{in}=35\text{dBm}$.

Para la red de entrada implementada, la adaptación que se consigue para es mejor que -5 dB para un rango de potencias de entrada de 25-40 dBm (-14.98 dBm

para $P_{in}=35$ dBm). Con su inclusión también se logra mejorar la estabilidad del circuito.

El esquemático del amplificador completo, una vez incluidas las redes de adaptación descritas anteriormente, junto con la relación de componentes necesarios para su fabricación, se muestra en la figura 2.18.

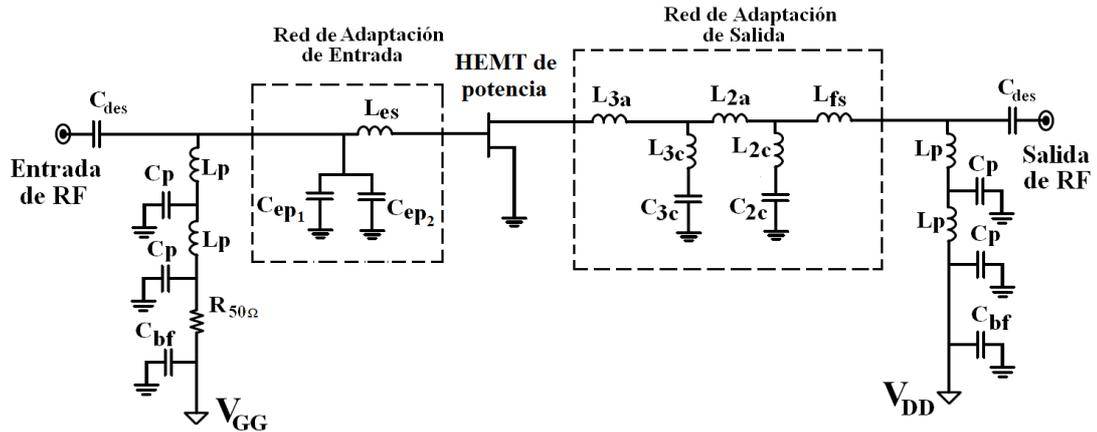


Figura 2.18 Circuito esquemático del amplificador clase E a 960 MHz sobre dispositivo HEMT de potencia.

COMPONENTE	DESCRIPCIÓN	CANTIDAD
L_{3a}	12.5 nH (A04mini, Coilcraft)	1
L_{3c}, C_{3c}	5.0 nH (A02mini, Coilcraft), 0.6 pF (100A0R6, ATCeramic)	1, 1
L_{2a}	1.65 nH (Micro 2T, Coilcraft)	1
L_{2c}, C_{2c}	8.0 nH (A03mini, Coilcraft), 0.9 pF (100A0R9, ATCeramic)	1, 1
L_{fs}	17.5 nH (A05mini, Coilcraft)	1
L_{es}	2.5 nH (A01mini, Coilcraft)	1
C_{ep1}, C_{ep2}	3.9 pF (100A3R9B, ATCeramic), 10 pF (100A100F, ATCeramic)	1, 1
L_p	28 nH (B08_TL Mini, Coilcraft)	4
C_p	47 pF(470JT Serie 100B, ATCeramic)	4
C_{bf}	1 μ F, 10 μ F (TANTALUM), 10nF, 100nF	2, 2, 2, 2
C_{des}	47 pF(470JT Serie 100B, ATCeramic)	2

Tabla 2.1 Componentes necesarios para la fabricación del amplificador.

Una vez completado el diseño del amplificador, se realizó un barrido de la tensión de drenador con el objetivo de reoptimizar los valores de eficiencia, ganancia y PAE. A la vista del barrido mostrado en la figura 2.19, la tensión de drenador que maximiza la eficiencia y la PAE es $V_{DD}=22$ V.

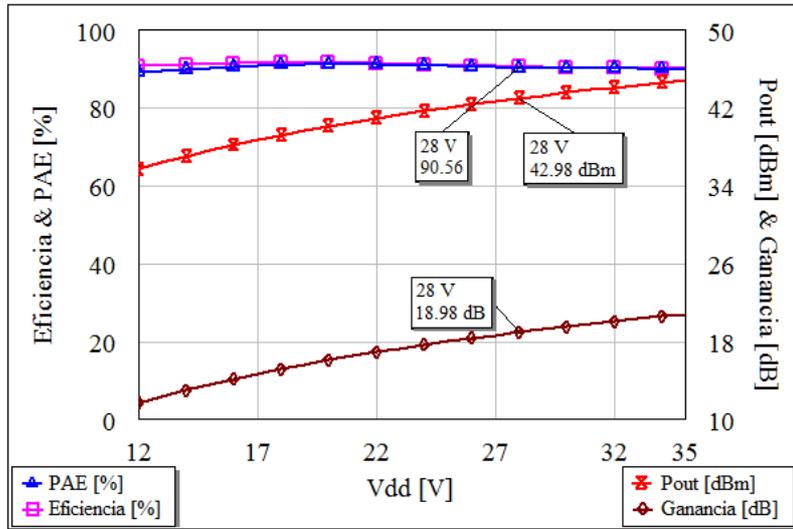


Figura 2.19 Resultados de ganancia, eficiencia y PAE para diferentes valores de V_{DD} .

Para este tipo de amplificadores se ha de tener en cuenta que la tensión de ruptura es bien elevada, con lo cual se podría operar incluso a mucho más tensión. En este sentido se observa que a medida que aumenta V_{DD} , la ganancia también aumenta a costo de una leve disminución de la eficiencia y la PAE.

Los perfiles frente a potencia de entrada, para $V_{DD}=28$ V (tensión de drenador típica utilizada en la literatura para el empleo y la caracterización de amplificadores de potencia), son a su vez los mostrados en la figura 2.20.

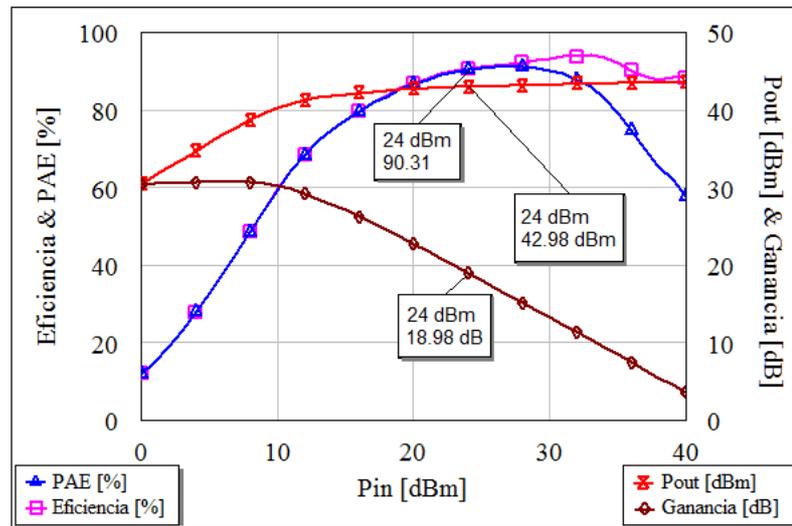


Figura 2.20 Perfiles simulados de ganancia, eficiencia y PAE frente a potencia para $V_{DD}=28$ V.

Finalmente, se realizó un barrido de frecuencia para un ancho de banda de 100 MHz, en torno a la frecuencia de diseño (960 MHz), que muestra la sensibilidad del

amplificador frente a este parámetro, y que permite definir con precisión el comportamiento de la ganancia, la eficiencia y la PAE, en el intervalo antes mencionado. Esta caracterización se presenta en la siguiente figura:

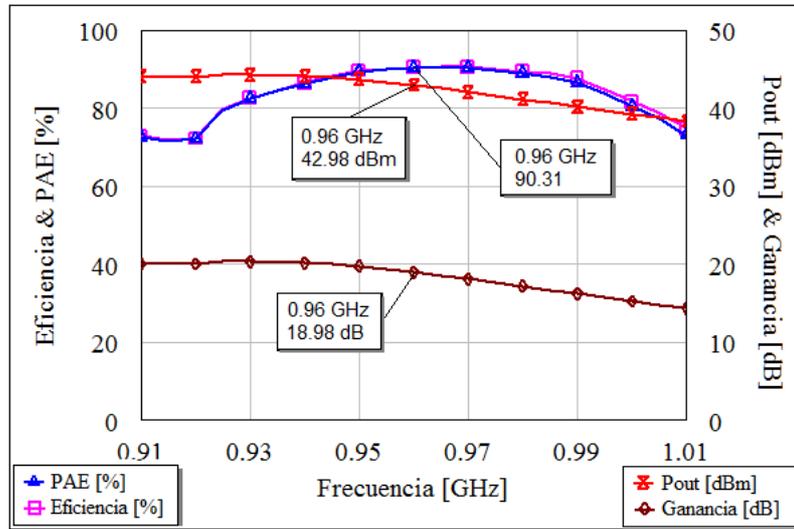


Figura 2.21 Perfiles simulados de ganancia, eficiencia y PAE frente a frecuencia para $V_{DD}=28\text{ V}$ y $P_{in}=24\text{ dBm}$.

A partir de estos resultados es posible determinar que para un ancho de banda de 100 MHz los parámetros fundamentales del amplificador diseñado se comportan de una manera muy estable, superando en todo el intervalo, para el caso de la eficiencia y la PAE el 75% y para la P_{out} y la ganancia los 38 dBm y 15 dB, respectivamente.

2.6.5 Dibujo de las placas e implementación del diseño mecánico.

Para la implementación del amplificador simulado, se decidió emplear un sustrato típico, Arlon 25N, cuyas características son:

- Tipo de dieléctrico: Arlon 25N
- Permitividad relativa: $\epsilon_r=3.38$
- Altura del sustrato: $H=0.762\text{ mm}$
- Angulo de pérdidas: $\tan(\xi)=0.0025$
- Altura de metalización: $t=0.035\text{ mm}$

El dibujo de las placas y el correspondiente diseño mecánico del amplificador, cuyo esquemático se presentó en la figura 2.18, se muestran en la figura 2.22:

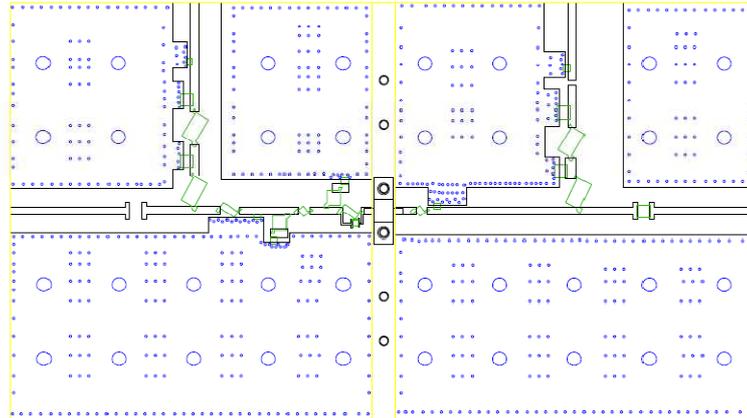


Figura 2.22 Layout de las placas de entrada y salida del amplificador implementado en la banda UHF.

Las dimensiones de las placas son de 90 mm de ancho por 160 mm de largo, y es necesaria además, la fabricación de una base de aluminio que se ajuste a las dimensiones del transistor, garantizando una correcta fijación mecánica, disipación térmica, así como un buen contacto eléctrico (los elevados valores de eficiencia que se presentan posteriormente, permiten incluso prescindir del uso de un disipador si se operase en onda continua o con una señal de baja relación PAPR).

2.6.6 Reajuste de la red de adaptación al segundo y tercer armónico

Partiendo de las simulaciones lineales (parámetros S) realizadas en 2.6.4, se estimaron los valores iniciales para las bobinas y condensadores a usar en los resonadores LC serie para el corto a $3f_0$ y el corto a $2f_0$, así como los de las bobinas para el abierto a $3f_0$ y el abierto a $2f_0$. En este punto se hace necesario el diseño de una placa para la red de salida (cómo se muestra en la figura 2.23), conjuntamente con una base, que permita reajustar en condiciones experimentales los valores de bobina y condensador, hasta conseguir las resonancias a $3f_0$ y $2f_0$. La placa y la base se deben pensar para que, una vez ajustada la red de salida y pueda ser integrada al amplificador, a modo de optimizar recursos.

Para la implementación del sistema de medida solamente es necesario conectar la placa de ajuste a los terminales de cualquier analizador de redes, que por supuesto, trabaje en el rango de frecuencias en que se realizó el diseño.

Cuando se ajusta el valor de la bobina para conseguir el abierto al segundo armónico, por ejemplo, se concluye que su valor es tan bajo que basta con poner un tramo de línea para unir la discontinuidad.

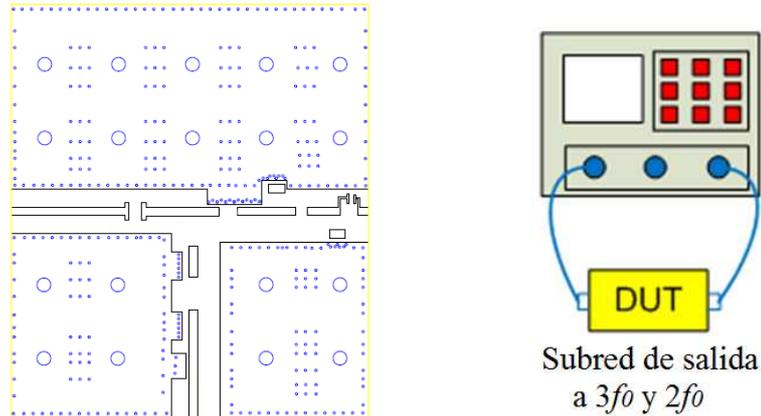


Figura 2.23 Layout de la placa diseñada para optimizar la red de salida del amplificador. Esquema de medida de la evolución de la impedancia en el analizador de redes.

Una vez ajustados los armónicos superiores, se puede medir la impedancia a ver en drenador en función de la frecuencia. Se espera obtener condiciones cercanas al abierto a $3f_0$ y $2f_0$. A partir del valor de impedancia medido a f_0 , se puede simular una red LC simple, que permita llevar ese valor a la Z_{opt} para un clase E. Esos valores obtenidos de simulación se reajustan, una vez montados sobre la placa, midiendo nuevamente la evolución del S_{21} con el analizador de redes (figura 2.24), lo cual resulta más sencillo que hacerlo a través del análisis de la evolución de la impedancia.

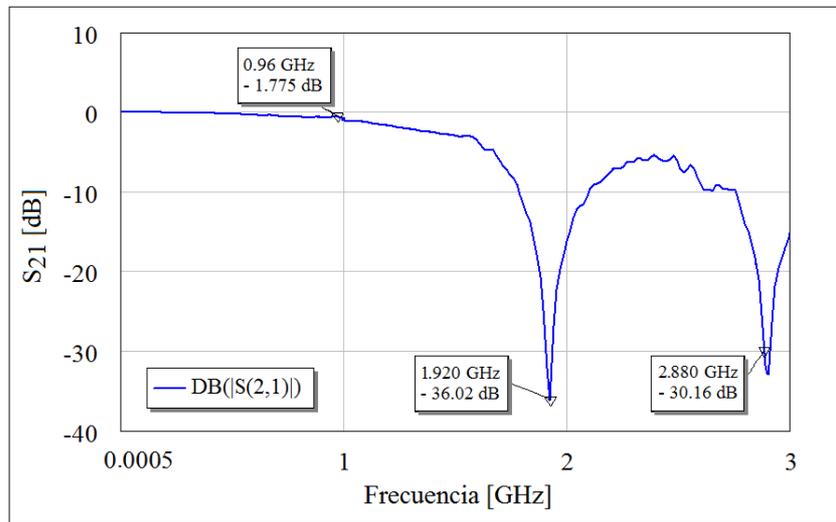


Figura 2.24 Evolución del S_{21} de la red de adaptación multiarmónica.

Cuando se realiza este tipo de implementaciones usando líneas de transmisión, una alternativa para poder reajustar las redes de adaptación es hacer los *stubs*, en el

dibujo y la posterior construcción de las placas, unas micras más grandes que en la simulación.

2.6.7 Montaje del transistor, de las redes de polarización y los condensadores *by-pass*

Existen diferentes variantes para el diseño de las redes de polarización, a lo largo del desarrollo de esta investigación y basado en experiencias previas de [97, 101-103], se aprovechan las resonancias propias de bobinas y condensadores (empleando una bobina que resuene y se comporte muy cercano al abierto a la frecuencia fundamental, así como un condensador que resuene, y en este caso se comporte cercano a un corto, también a f_0). El uso de un banco de condensadores de valores elevados en los terminales de drenador y puerta, permite evitar oscilaciones de baja frecuencia y variaciones indeseadas de la tensión de polarización. En la puerta también resulta acertado añadir una resistencia para forzar la estabilidad y limitar la corriente de polarización en ese terminal, en caso de que aparezca.

2.6.8 Polarización y excitación hasta saturación del amplificador (reajuste de la red de salida)

Para reajustar por segunda ocasión la red de adaptación de salida, esta vez teniendo en cuenta los efectos del transistor, los elementos concentrados y los tramos de líneas que los interconectan, se implementa el esquema de medida de la figura 2.25.

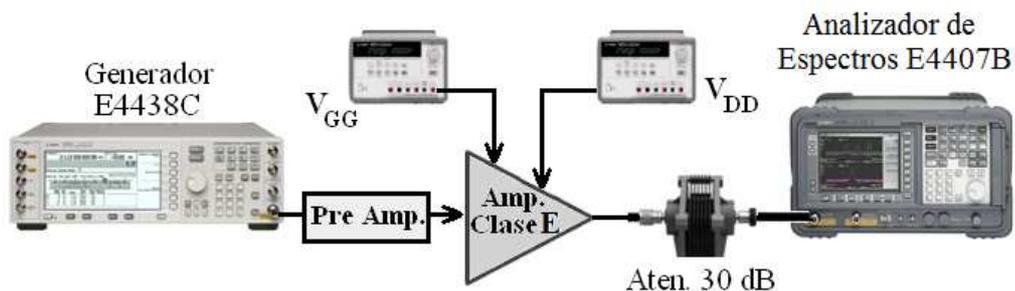


Figura 2.25 Esquema implementado para el segundo ajuste de la red de salida.

El nivel de la señal en puerta se eleva hasta justo antes de la aparición de la corriente de DC en ese terminal. La aparición de corriente indica que la unión Schottky puerta-fuente del transistor entra en conducción, y que la amplitud de la

tensión de RF ha alcanzado su valor más alto, forzando una operación del transistor lo más parecida posible a un conmutador.

Posteriormente es factible retocar ligeramente los valores de bobina y condensador, sobre todo al fundamental, hasta conseguir maximizar la eficiencia de drenador. Esto podría asemejarse a la realización de un *load-pull* manual, pero sólo alrededor de la zona que se espera sea la óptima.

2.6.9 Adaptación de entrada

Finalmente se puede estimar la impedancia a la entrada del transistor, mediante las simulaciones lineales (parámetros S) realizadas en 2.6.4, se obtuvo un conjunto de valores iniciales de la red de adaptación en puerta, a partir de ellos y una vez conseguido el máximo de eficiencia, se lleva a cabo su reajuste en condiciones reales de operación. Con esto se busca conseguir la operación como conmutador para la menor potencia de entrada posible, lo que eleva la ganancia y consecuentemente acerca la PAE a la eficiencia.

El circuito esquemático del amplificador luego de los ajustes quedaría:

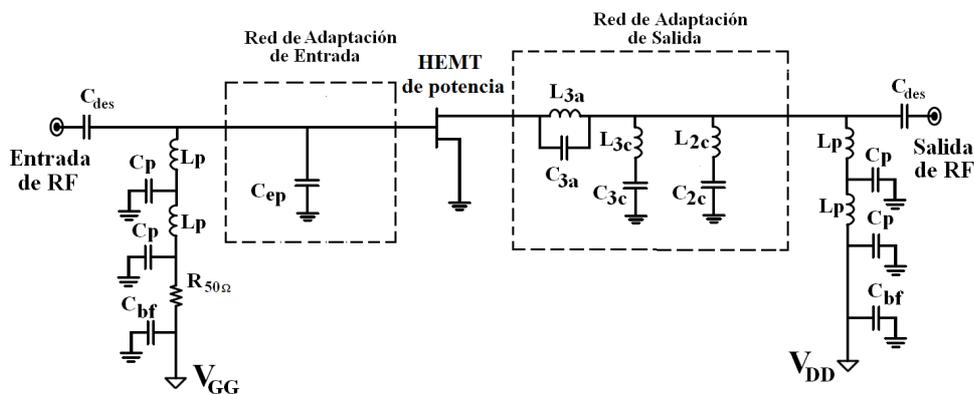


Figura 2.26 Circuito esquemático final del amplificador clase E implementado.

COMPONENTE	DESCRIPCIÓN	CANTIDAD
L _{3a}	2.55 nH (Micro 2T, Coilcraft)	1
C _{3a}	0.4 pF (100A0R4, ATCeramic)	
L _{3c} , C _{3c}	1.65 nH (Micro 2T, Coilcraft), 2.2 pF (100A2R2, ATCeramic)	1, 1
L _{2c} , C _{2c}	5.0 nH (A02mini, Coilcraft), 0.9 pF (100A0R9, ATCeramic)	1, 1
C _{ep}	10 pF (100A100F, ATCeramic)	1, 1
L _p	43 nH (B10_TL Mini, Coilcraft)	4
C _p	47 pF(470JT Serie 100B, ATCeramic)	4
C _{bf}	1μF, 10 μF (TANTALUM), 10nF, 100nF	2, 2, 2, 2
C _{des}	47 pF(470JT Serie 100B, ATCeramic)	2

Tabla 2.2 Componentes necesarios para la fabricación del amplificador.

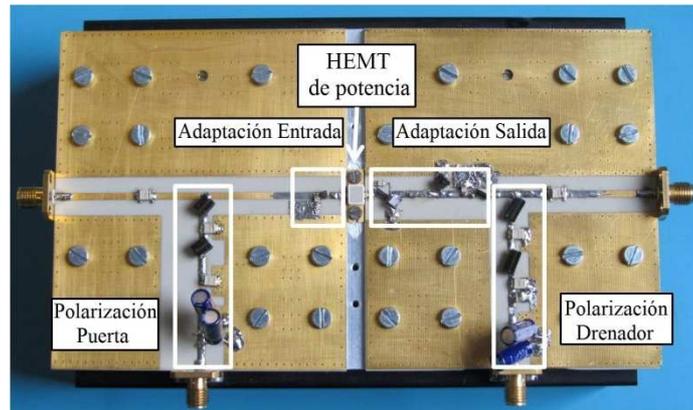


Figura 2.27 Fotografía del amplificador clase E implementado.

En resumen podría comentarse que teniendo en cuenta las consideraciones propuestas, es posible a partir de las simulaciones realizadas y ajustando por dos ocasiones las redes de adaptación del amplificador, compensar las limitaciones que trae consigo el hecho de no contar con un modelo no lineal o un modelo no lineal apropiado del dispositivo activo y además carecer del equipamiento necesario para realizar medidas de *load-pull* al transistor. En el próximo epígrafe se realiza la validación de los resultados de la propuesta.

2.7 Prestaciones del amplificador clase E

En esta sección se muestran los resultados de simulación y caracterización obtenidos para el amplificador de potencia clase E diseñado, ante una excitación de onda continua.

2.7.1 Sistema experimental de caracterización

Las señales de excitación fueron enviadas al amplificador de potencia clase E a través del generador ESG E4438C de Agilent Technologies, una vez pre-amplificadas gracias al empleo de un amplificador de propósito general y banda ancha de MiniCircuits. Para la polarización de puerta y drenador se utilizaron fuentes de DC, también de Agilent. El sistema de caracterización implementado se muestra en la figura 2.28.

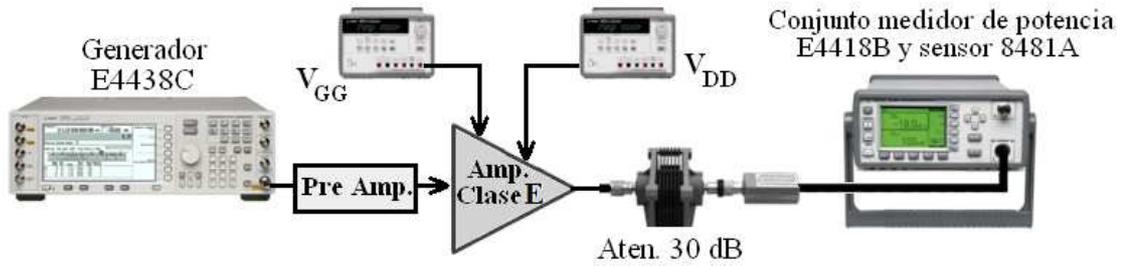


Figura 2.28 Diagrama del sistema de caracterización empleado.

Para la medida de la potencia a la salida, y una vez garantizada la existencia de un nivel despreciable de contenido espectral en los armónicos superiores (gracias a una medida previa con un analizador de espectro), se utilizó el conjunto medidor de potencia E4418B y sensor 8481A de Agilent.

2.7.2 Resultados de la medida del amplificador ante una excitación de onda continua

El funcionamiento del amplificador, frente a la potencia de la señal de RF de onda continua aplicada a su entrada se presenta en la figura 2.29.

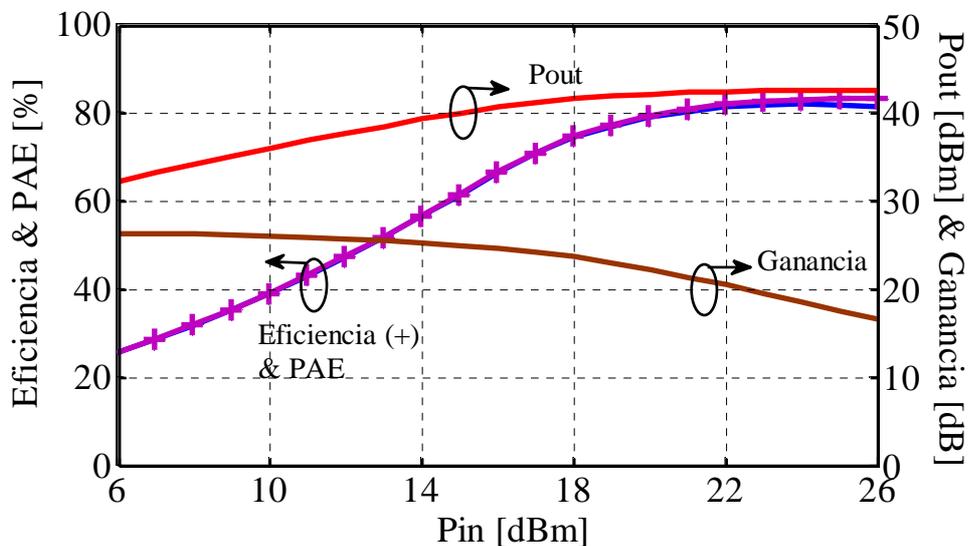


Figura 2.29 Ganancia, potencia de salida, eficiencia y PAE medidos frente a la potencia de entrada, a $V_{DD}=28$ V, $V_{GG}=-3.5$ V y $f_0=960$ MHz.

Las medidas se realizaron en el centro de la banda de interés, a 960 MHz. La tensión de drenador se fijó inicialmente en 28 V y la de puerta en -3.5 V, muy ligeramente por debajo de la tensión de pinch-off del transistor. Para niveles de entrada muy altos, la potencia de salida se satura y la ganancia comienza a decrecer,

mientras que la eficiencia continua creciendo. Para un nivel de excitación de 24 dBm, se alcanzan valores máximos de eficiencia y PAE de 82.7% y 81.56%, respectivamente, una potencia de salida de 42.61 dBm (18.24 W) y una ganancia de 18.6 dB.

En la figura 2.30 se muestra el comportamiento del amplificador, en este caso frente a la variación de la tensión de drenador. Estas características serían de interés si se desea modular dicha tensión con la envolvente, como ocurre en técnicas tipo *envelope tracking* o transmisores polares. La potencia de entrada se fijó en 24 dBm, valor para el cual la PAE alcanzó su valor máximo. Resulta interesante resaltar que, para todo el rango de tensión, el valor de la eficiencia se mantiene por encima de 80%.

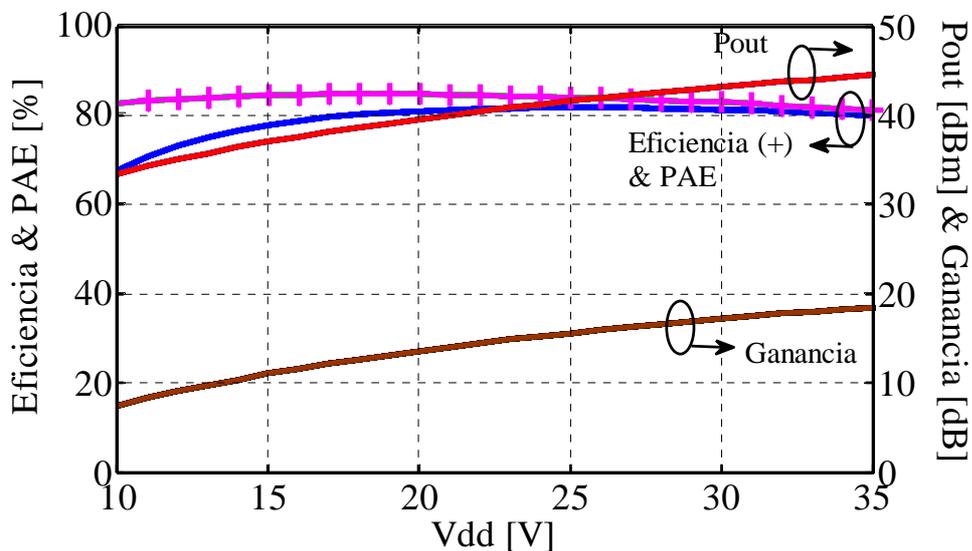


Figura 2.30 Ganancia, potencia de salida, eficiencia y PAE medidos frente a tensión de drenador, a $P_{in}=24$ dBm, $V_{GG} = -3.5$ V y $f_0 = 960$ MHz.

También vale resaltar que para el valor máximo de tensión de drenador, la potencia de salida alcanza los 45.1dBm (32.36W), superando así los 30W que según la hoja de características es capaz de dar el transistor. En este punto la ganancia es de 18.96 dBm y la eficiencia de 80.14%. El máximo de eficiencia (84.27%), se alcanza para $V_{DD}=18$ V.

Los resultados de simulación y medida frente a la frecuencia se muestran finalmente en la figura 2.31. Se consigue una eficiencia de drenador y una PAE de

más del 65% sobre un ancho de banda de 200 MHz (más de un 25% en términos de ancho de banda relativo o fraccional).

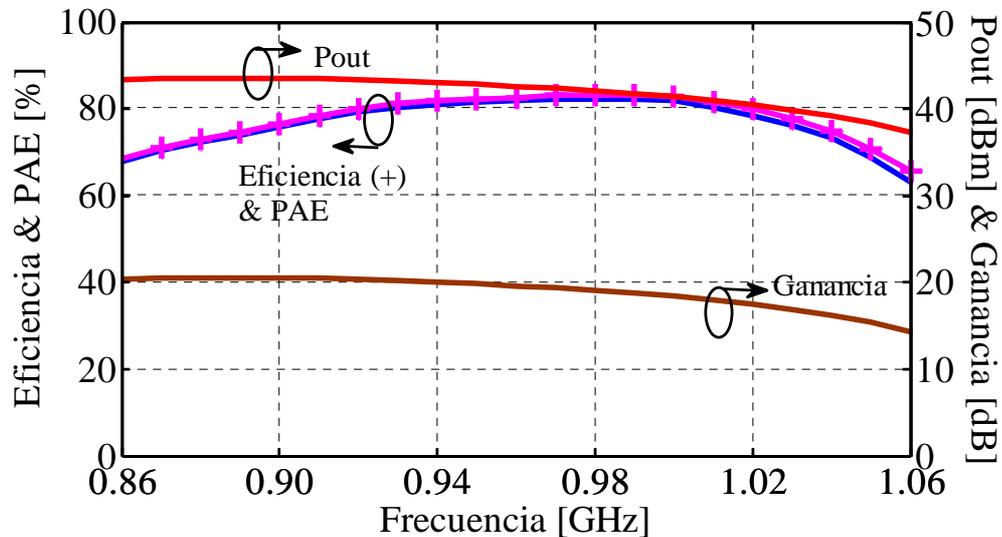


Figura 2.31 Ganancia, potencia de salida, eficiencia y *PAE* medidos frente a tensión de drenador, a $P_{in}=24$ dBm, $V_{GG} = -3.5$ V y $V_{DD} = 28$ V.

La potencia de salida y la ganancia del amplificador resultan ligeramente variables a lo largo de la banda de frecuencia analizada, manteniendo una diferencia entre el valor máximo y mínimo de aproximadamente 6 dB. Para la banda de 860 MHz a 960 MHz esta diferencia no supera los 0.75 dB.

2.7.3 Resultados de la medida del amplificador ante otras excitaciones

Para realizar un análisis más completo del funcionamiento del amplificador implementado y por ende dar validez a las consideraciones de diseño establecidas, es necesario examinar su comportamiento, en términos de linealidad y eficiencia, ante señales de excitación más cercana a la realidad. En el primero de los casos (figura 2.32), se envía al amplificador una señal de dos tonos separados 100 kHz, desde un generador vectorial de señal (se observa en rojo). En color azul se muestra la señal obtenida posterior a la amplificación, sin realizar predistorsión, donde los niveles de distorsión son notables y la eficiencia se reduce al 47.02%.

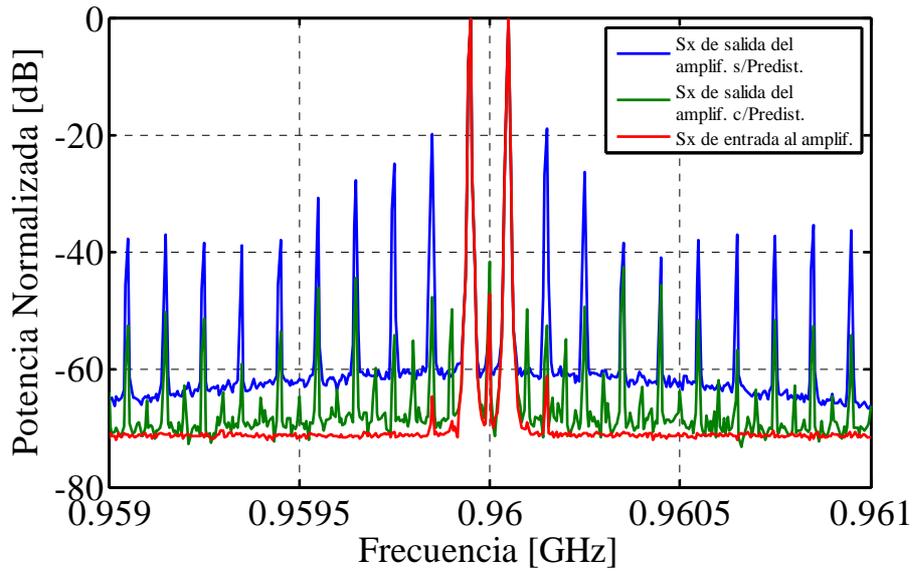


Figura 2.32 Señal de dos tonos a la entrada del amplificador (rojo) y señal de dos tonos a la salida: sin predistorsionar (azul) y predistorsionada (verde), a $V_{GG} = -3.5$ V y $V_{DD} = 28$ V.

Finalmente, en color verde, se destaca la señal de dos tonos obtenida al enviar la señal de entrada predistorsionada, consiguiendo una diferencia entre los niveles de potencia de los dos tonos y el armónico de tercer orden, de unos 50 dB. En este caso la eficiencia que se consiguiese encuentra en torno a los 65 %.

Si se aumenta el número de tonos de la señal de excitación (figura 2.33):

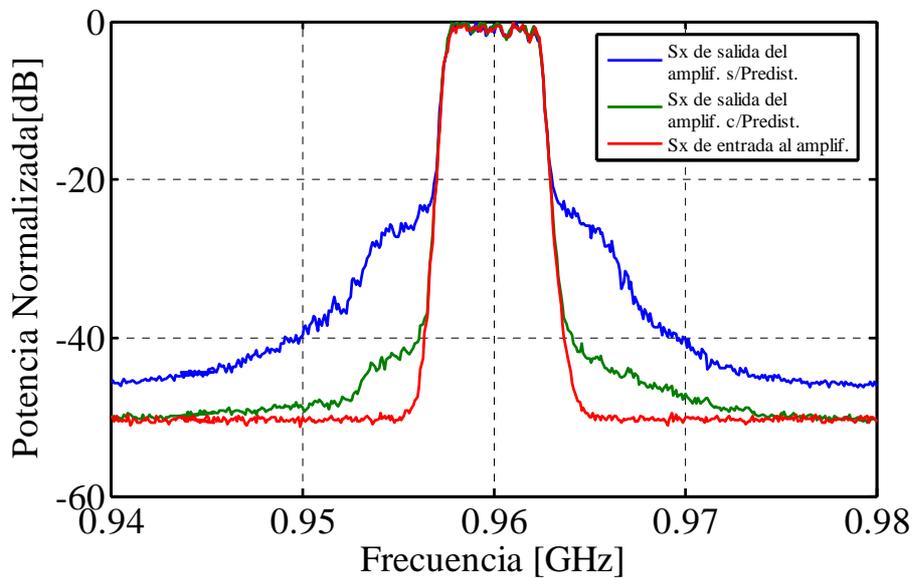


Figura 2.33 Señal multitonos a la entrada del amplificador (rojo) y señal multitonos a la salida: sin predistorsionar (azul) y predistorsionada (verde), a $V_{GG} = -3.5$ V y $V_{DD} = 28$ V.

El uso de una señal compuesta por 250 tonos, con 20 kHz de separación entre ellos, lo que representa un ancho de banda total de 5 MHz, cuyas fases se han controlado para conseguir una relación potencia pico potencia promedio de 6 dB, a modo de aproximarse a la estadística de una señal real de comunicaciones, permite verificar que la eficiencia se mantiene con un nivel aceptable de 47% para el caso de la señal multitono o *multisine* predistorsionada.

Se puede concluir que el amplificador diseñado, a partir de las consideraciones propuestas, es capaz de alcanzar niveles satisfactorios en términos de linealidad y eficiencia aún cuando se emplean señales con un elevado PAPR.

2.8 Conclusiones

Teniendo en cuenta los resultados obtenidos a lo largo del capítulo, así como los que muestran en [102] para el diseño de un clase J a 770 MHz, [97] para un clase E a 795 MHz, [101] para un clase F⁻¹ entre 760 y 830 MHz, [103] para un amplificador pulsado en banda S (2.9 GHz), se puede concluir que las consideraciones de diseño de base experimental propuestas, permiten la implementación de amplificadores con un comportamiento robusto en términos de linealidad y eficiencia. En la tabla 2.3 se comparan los parámetros fundamentales, en términos de eficiencia, de los amplificadores diseñados a partir de esta alternativa (sombreados en gris), con otras propuestas realizadas en la última década:

Año/Ref.	Clase	Frecuencia [GHz]	P_{out} [dBm]	Eficiencia [%]	PAE [%]
2005 [109]	E	1.945	22.8	-	82.1
2006 [110]	E	5.700	20.3	65.0	51.8
2007 [111]	E	0.155	39.0	74.0	-
2009 [112]	E	0.800	46.9	87.8	80.6
2010 [97]	E	0.795	44.8	85.5	81.4
2010 [101]	F ⁻¹	0.795	47.68	71	64.63
2010 [102]	J	0.770	44.5	86.02	83.61
2011 (Esta memoria)	E	0.96	45.1	84.27	81.56

Tabla 2.3 Estado del arte del diseño de amplificadores de alta eficiencia

Todos los amplificadores reflejados en la tabla están basados en transistores HEMT de potencia, aunque de diferentes fabricantes y capacidades de salida. Se podría decir entonces que con las consideraciones de diseño propuestas, es posible diseñar amplificadores de buenas prestaciones comparados con el estado del arte, aunque se carezca de modelos no lineales o herramientas potentes de medición.

También se podría destacar que el uso de este tipo de implementación no sólo constituye un aporte desde el punto de vista investigativo, también representa un aporte didáctico, puesto que resulta muy ilustrativo e interesante, en especial para los estudiantes.

Finalmente de acuerdo a las características logradas en los amplificadores diseñados, estos se utilizarán en las implementaciones de transmisores con arquitecturas emergentes y de esta forma se ha dado solución a uno de los principales retos en el diseño de estas estructuras, que es el diseño adecuado del amplificador de RF.

Capítulo 3: Implementación de arquitecturas emergentes de transmisión basadas en amplificadores de alta eficiencia

3.1. Introducción

Una vez conseguido el diseño de amplificadores de RF de alta eficiencia y que puedan alcanzar niveles aceptables de linealidad, usando técnicas de predistorsión digital, pues cómo se ha mencionado estos dispositivos son en esencia no lineales, se puede avanzar a la implementación de los transmisores propiamente dichos.

En este capítulo se muestran un grupo de alternativas propuestas a lo largo de la investigación, relacionadas con las arquitecturas emergentes de transmisión inalámbrica y sus principios de funcionamiento, con vista a elevar el límite actual del compromiso linealidad-eficiencia.

3.2 Implementación de un transmisor polar clase E³

De cara a proponer una posible solución a los problemas de implementación de las arquitecturas emergentes de transmisión inalámbrica, a continuación se presenta un transmisor polar clase E³ para la banda de UHF, que combina un amplificador conmutado clase E en RF con un convertidor DC/DC resonante E² (inversor + rectificador, ambos clase E), implementado también en la misma banda de frecuencia. El uso de las consideraciones de diseño propuestas y de funciones de predistorsión digital permiten conseguir prestaciones interesantes en términos de linealidad y eficiencia.

3.2.1 Amplificador de envolvente: problemática

En formatos de modulación digital espectralmente eficientes, tipo multinivel o multiportadora, se consigue maximizar la cantidad de datos a transmitir sobre un determinado ancho de banda gracias a la variación simultánea de las componentes de amplitud y fase de la señal pasobanda modulada. La componente de amplitud, a manipular con la etapa de amplificación o modulación de envolvente, presenta entonces un contenido espectral que puede abarcar desde DC hasta un valor de

frecuencia varias veces superior al ancho de banda de dicha señal, o de sus componentes en fase y cuadratura, valor en el orden de las decenas de MHz para señales como las ya mencionadas.

En un convertidor DC/DC conmutado, como el convertidor *buck* con modulación de ancho de pulso [113], PWM, la frecuencia de la señal moduladora debe ser 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 en anchos de banda en el mejor de los casos de pocas centenas de kHz.

Aprovechando las particularidades de la distribución de la potencia de la componente AM con la frecuencia en este tipo de señales, con cerca de un 80% del valor total concentrado por debajo de 200-300 kHz, estos convertidores conmutados se pueden combinar apropiadamente con amplificadores de tipo lineal [114, 115], de modo a conseguir una eficiencia promedio aceptable (determinada por la etapa conmutada) y satisfaciendo a la vez los requisitos tan restrictivos de linealidad. De cara a mejorar cada vez más las prestaciones en ancho de banda de la parte conmutada, determinante en la eficiencia del conjunto, se han propuesto recientemente distintas topologías multinivel [116, 117].

El ahorro de costes que implicaría poder manipular con un sola cadena transmisora señales de esta naturaleza, pero con varias portadoras (los casos de 4-carrier y 8-carrier WCDMA, por ejemplo), la evolución hacia formatos de modulación cada más complejos, como los que se consideran ya en el Long Term Evolution (LTE), o el interés de extender estas técnicas a otras aplicaciones, no sólo comerciales, sino también militares, con mayores anchos de banda (centenas de MHz), hacen necesarias soluciones alternativas a este tipo de topología híbrida (conmutado + lineal).

3.2.2 Convertidor resonante DC/DC clase E2

Estableciendo como objetivo una solución completamente conmutada, el ancho de banda en el que sería necesaria una operación eficiente del convertidor DC/DC, vendrá determinado por el ancho de banda de la señal PWM o de la señal sigma-delta

($\Sigma\Delta$) en la cual se codifiquen las variaciones de amplitud de la envolvente. Los problemas anteriormente referidos para conseguir una operación eficiente sobre decenas o centenas de MHz podrían considerarse como problemas relacionados con el ancho de banda fraccional de tales señales, con espectros centrados en DC.

De hecho, los amplificadores RF/microondas conmutados en el estado-del-arte permiten cubrir anchos de banda de ese orden, al operar sobre una frecuencia elevada y con ello reducir las exigencias en cuanto a ancho de banda fraccional o relativo se refiere. En dichos diseños, al ser de naturaleza pasobanda en lugar de pasobajo, se saca partido de la resonancia de los elementos reactivos parásitos del transistor que contribuyen a las pérdidas de conmutación (el caso por ejemplo de un amplificador clase E, en el que se incluye la capacidad de salida del dispositivo en el procedimiento de síntesis de la red de salida a la frecuencia de la señal portadora y sus armónicos).

Sobre la base de estas consideraciones, la traslación hacia arriba en frecuencia del espectro de la señal PWM ó $\Sigma\Delta$, gracias a un proceso de modulación doble banda lateral sobre una portadora de RF/microondas, combinada con la selección de una topología convertidora apropiada para su operación pasobanda y según los mismos principios de resonancia, podría abrir un camino de cara a solucionar las limitaciones de implementación de estos transmisores en un ancho de banda muy superior al actual.

Los convertidores DC/DC de tipo resonante, y en particular el convertidor clase E^2 propuesto por Kazimierczuk [7], se constituyen como alternativas prometedoras desde este punto de vista. De hecho, soluciones de esta naturaleza vienen siendo investigadas por grupos como en el caso de [8] para conseguir elevar la densidad de manejo de potencia (W/cm^2) así como anchos de banda de control superiores a los permitidos por otras topologías.

Sobre la base de estos trabajos, en la figura 3.1 se presenta un esquema simplificado del convertidor resonante clase E^2 en RF propuesto como etapa de amplificación de envolvente del transmisor polar.

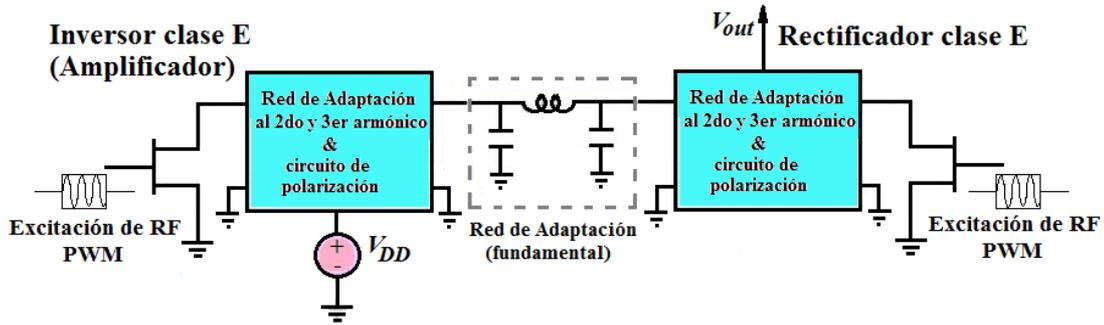


Figura 3.1 Diagrama simplificado del convertidor resonante Clase E² en RF.

El convertidor combina una etapa inversora o amplificadora en clase E con una etapa rectificadora síncrona, también clase E. Para conseguir condiciones de conmutación a tensión cero de ambos transistores alrededor de la frecuencia de RF seleccionada, se utilizan redes multi-armónicas para el conformado de las variaciones temporales de la corriente y la tensión en los terminales de drenador. El control de la tensión de salida, o su variación temporal según la componente de amplitud o envolvente de la señal de comunicación, se consigue sincronizando apropiadamente ambas etapas mediante el ajuste de la fase relativa en RF de las excitaciones aplicadas en puerta, y modulando dicha señal con una codificación PWM de la mencionada envolvente.

En la figura 3.2 se presenta un esquema circuital, válido no sólo para las dos etapas que integran el convertidor DC/DC clase E², sino también para el amplificador de RF en el que se implementará la modulación de amplitud de alto nivel.

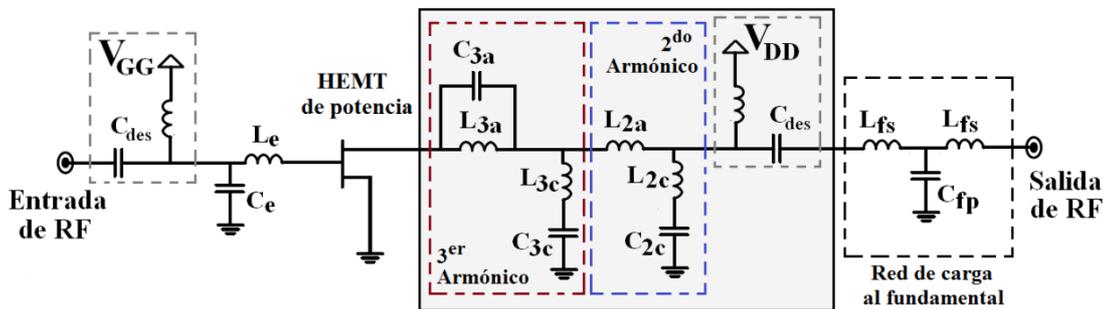


Figura 3.2 Esquema circuital equivalente válido para cada una de las etapas clase E del trasmisor.

Siguiendo un principio de síntesis como el propuesto en [9], se pueden implementar en orden consecutivo las condiciones de terminación en drenador al tercer armónico, al segundo y al fundamental, usando en este caso elementos

concentrados. La utilización de los circuitos resonante serie permite asegurar cortos al tercer y segundo armónico en los puntos en los que se colocan, de modo a que los valores de impedancia que se sintetizan con los elementos a su izquierda en esas frecuencias no se vean luego afectados por los elementos usados a su derecha.

Siguiendo estas topologías, en la figura 3.3 se muestran detalles de la primera versión del convertidor DC/DC clase E² implementado, en la banda de UHF (770 MHz), usando transistores HEMT potencia. Para las redes de adaptación se emplearon condensadores cerámicos de ATC y bobinas de núcleo de aire de Coilcraft de alto factor de calidad (como en la implementación del amplificador a 960 MHz).

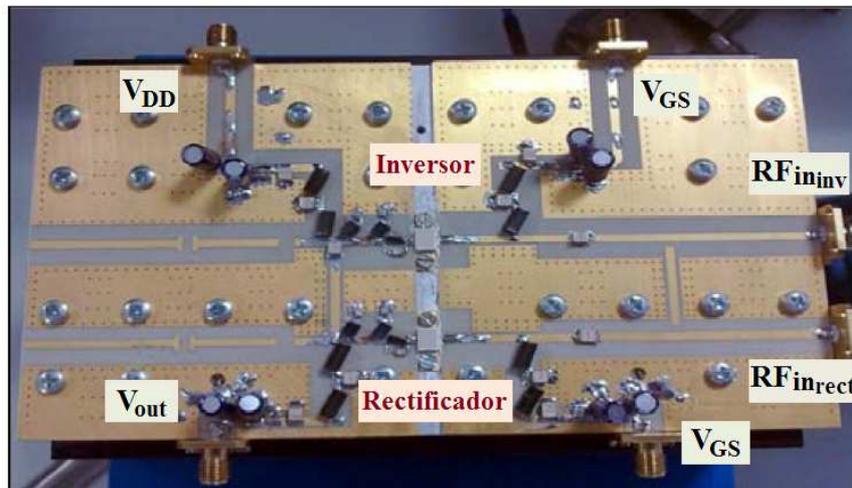


Figura 3.3 Detalles de implementación del convertidor DC/DC clase E².

Una vez sincronizadas apropiadamente las excitaciones de RF en ambas puertas, usando un divisor de potencia y una línea extensora como desfasador, en la figura 3.4 se presentan resultados de la caracterización del convertidor, tanto en la dependencia de la tensión de salida y la eficiencia con la tensión V_{DD} , como en función de la frecuencia de la señal de RF utilizada. El perfil de variación de la tensión con la alimentación en la figura 3.4 a, es aproximadamente lineal, mientras que la eficiencia sigue un comportamiento que responde aproximadamente a $\eta_{conv} \approx \eta_{inv} \cdot \eta_{rect}$.

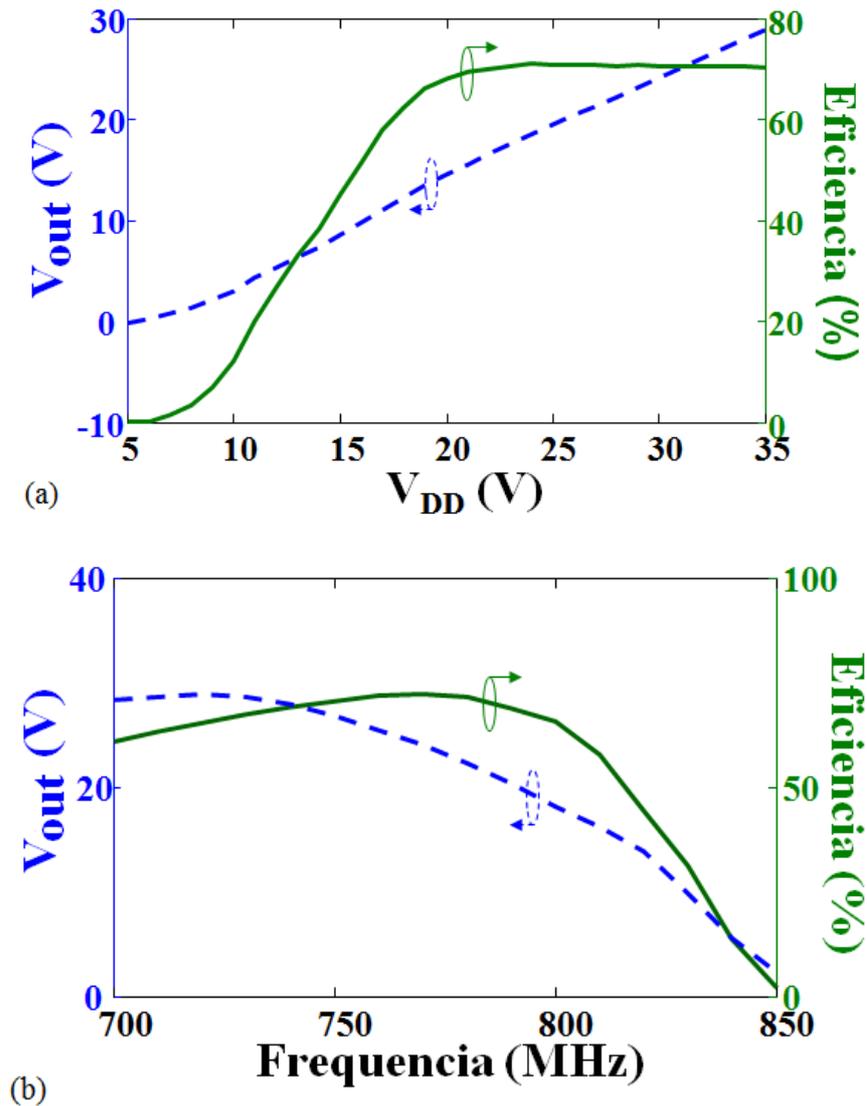


Figura 3.4 Resultados de caracterización del convertidor DC/DC a) frente a la tensión de alimentación del inversor ($f_0=770$ MHz), y b) frente a la frecuencia de RF ($V_{DD}=28$ V).

En la figura 3.4 b, es posible apreciar que, aunque la eficiencia pico alcanza un valor de 72%, no competitivo con la de los convertidores conmutados de tipo pasobajo (con valores de eficiencia superiores al 90%), dicha magnitud se mantiene alta sobre un ancho de banda relativamente importante (el ancho de banda definido para una reducción en un 5% y en un 10% de la eficiencia respecto a su valor pico es de 70 MHz y 110 MHz respectivamente).

Los resultados de variación de la tensión de salida y la eficiencia frente al ciclo útil, considerando la utilización de un filtro reconstructor muy sencillo basado en una terminación corto circuito (a partir de capacitores), se presentan en la figura 3.5.

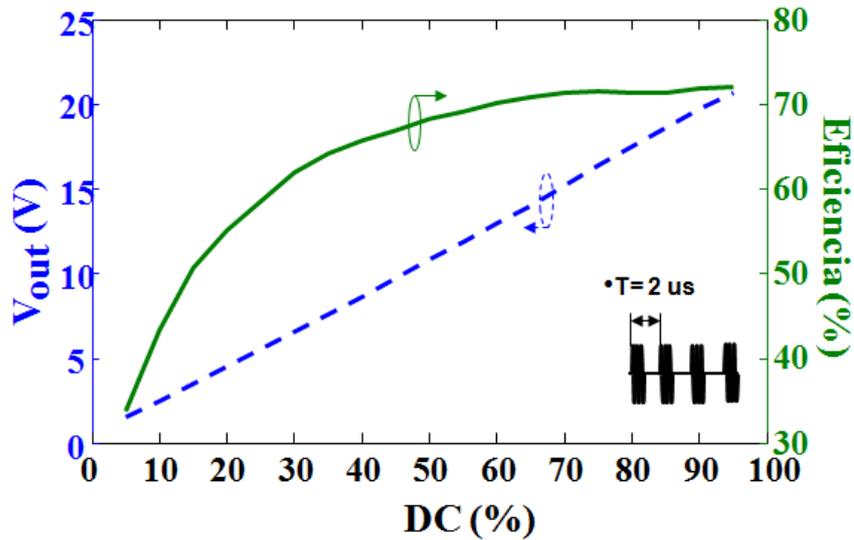


Figura 3.5 Resultados de caracterización del convertidor DC/DC, con filtro reconstructor a su salida frente al ciclo útil de los pulsos (500 kHz) usados para modular la excitación de RF ($f_0=770$ MHz y $V_{DD}=28$ V).

La tensión a la salida, tal y como era de esperar, sigue más o menos linealmente al ciclo útil de la excitación de RF aplicada en las puertas. El filtro reconstructor ejerce una influencia muy importante no sólo en el perfil de variación de la eficiencia, sino también en la propia linealidad del proceso.

3.2.3 Transmisor Polar Clase E³

En la figura 3.6 se presenta un diagrama simplificado de la arquitectura propuesta para el transmisor polar, y que incorpora el convertidor DC/DC resonante en RF arriba descrito.

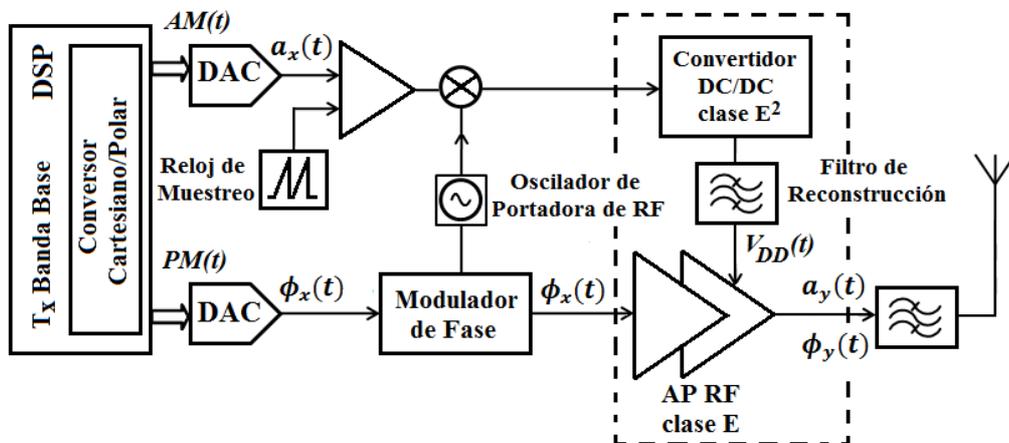


Figura 3.6 Arquitectura del transmisor polar propuesto.

La componente AM de la señal $a_x(t)$, es modulada primero en PWM, y la señal resultante 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 $\phi_x(t)$.

La utilización de *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.

Detalles de la implementación de las etapas de potencia del transmisor se pueden apreciar en la fotografía de la figura 3.7. Para el amplificador de RF clase E se siguió un diseño similar al de las etapas del convertidor ya estudiadas, usando otro dispositivo HEMT de potencia.



Figura 3.7 Detalles de implementación e integración de las etapas de potencia del transmisor (convertidor, filtro reconstructor y amplificador de RF).

Para la caracterización de la arquitectura de transmisión, se utilizaron dos generadores vectoriales de señal ESG4438C de Agilent Tech., capaces de ofrecer la señal de RF modulada en fase para excitar al amplificador, y la señal de RF modulada en ancho de pulso para excitar las dos etapas del convertidor. Debido a las limitaciones en ancho de banda (40 MHz) y en especial de frecuencia de muestreo (100 Ms/seg) de los generadores arbitrarios que contienen, 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 muestro. De este modo, la señal PWM a la salida del generador que excitará el convertidor tendrá un ruido de cuantificación acorde a la máscara espectral.

Una vez medidas en modo dinámico las características AM-AM y AM-PM de las etapas de potencia del transmisor, comparando las componentes de amplitud y fase a su salida con una señal triangular usada como moduladora, gracias al uso de la herramienta Distortion Suite del analizador vectorial de señal VSA89600A, y a la conveniente sincronización de la captura con el disparo de los generadores, fue posible implementar funciones de predistorsión digital (DPD) sin memoria en forma de LUTs, que ofrecieron muy buenas prestaciones.

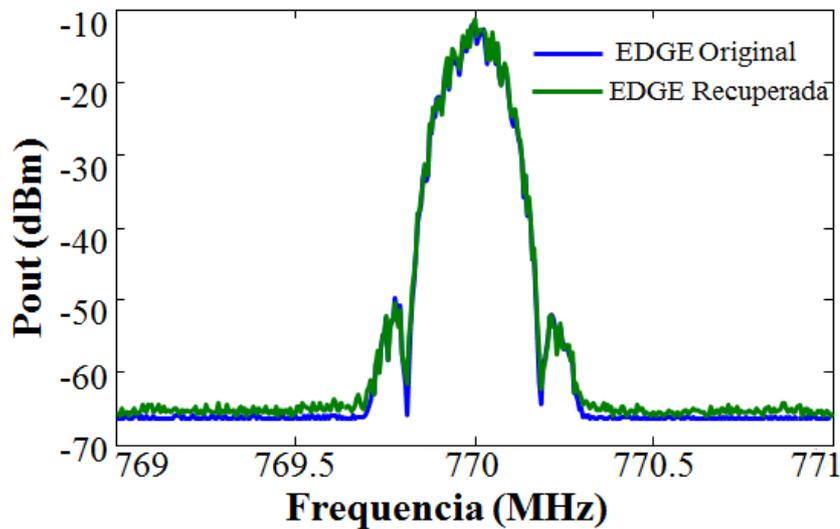


Figura 3.8 Espectro de la señal EDGE original (con predistorsión) y la recuperada a la salida del transmisor polar.

En la figura 3.8, se muestra el espectro de 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, luego de aplicar la predistorsión. La tensión de salida máxima que se alcanza (en el rectificador) es de 28 V, la eficiencia y la PAE promedios alcanzan los valores 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 es 1.39%.

El valor de eficiencia promedio una vez que se predistorsiona la señal, se mantiene en torno al 45%. Aunque podría ser un valor aceptable, en el proceso de

ajuste se detectó el papel crítico de la respuesta en frecuencia de la impedancia de entrada del filtro rector, sobre el que será necesario trabajar en un futuro. Para poder evaluar la verdadera capacidad de esta topología en ancho de banda, sería necesario además implementar analógicamente una etapa de modulación PWM de alta velocidad.

3.2.4 Conclusiones

En este epígrafe se ha presentado el diseño de las etapas de potencia (RF y envolvente) de un transmisor polar clase E³, orientado a la manipulación con alta eficiencia de señales de comunicación con envolvente variable [18]. Implementado en la banda de UHF, combina un amplificador de RF clase E, con un convertidor resonante DC/DC clase E² [121-123]. Usando tecnología de transistores HEMT de potencia, y una vez implementadas funciones de predistorsión digital, se consiguió una potencia promedio de salida de alrededor de 3 W, satisfaciendo los requisitos de linealidad de una señal EDGE con una eficiencia global de un 40%.

3.3 Agrupación retrodirectiva en modo “*outphasing*” para enlaces inalámbricos *full-duplex*

La utilización de agrupaciones retrodirectivas [124], [125], en sistemas de comunicación ha estado limitada fundamentalmente por el hecho de que la señal de respuesta, conjugada en fase, deba ser portadora (con mínima distorsión) de un formato de modulación distinto al que pueda arribar con la interrogación, cuando el proceso a través del cual se conseguiría la conjugación de fase es, por si mismo, de naturaleza altamente no lineal.

Para solventar este gran inconveniente han aparecido diversas soluciones en la literatura [126-129], las mismas, sin embargo, no son aplicables a los sistemas modernos de alta eficiencia espectral, con modulaciones multinivel y multiportadora (CDMA, WCDMA, OFDM, etc.), en los que se pueden conseguir muy altas tasas de transmisión de datos gracias al uso de una señal pasobanda con variaciones simultáneas de la amplitud y la fase. En la búsqueda de alternativas para superar las limitaciones de las agrupaciones retrodirectivas tradicionales, se ha evitado conseguir la conjugación de fase mediante la solución heterodina propuesta por Pon [125]. De este modo, en [130] se propuso la combinación de agrupaciones independientes para

recepción y transmisión con un detector del ángulo de llegada, solución que ha evolucionado muy recientemente hacia un arreglo full-dúplex con control de fase [131]. Bajo otro principio, la introducción de un esquema de modulación IQ en [132] ha conseguido dar respuesta a una buena parte de los problemas de las agrupaciones basadas en la mezcla, con una señal de OL al doble de la frecuencia.

En estas propuestas, sin embargo, la sustitución de los mezcladores, ya sea por detectores de fase o de potencia, más desfasadores, ó por lazos de enganche de fase (PLLs) en IF, puede determinar un incremento muy notable en la complejidad del *hardware* necesario, demandar estrategias de diseño y ajuste muy precisas, o incluso no garantizar la retransmisión de los mencionados formatos complejos de modulación digital satisfaciendo sus restrictivos requisitos de linealidad.

En un mezclador, las figuras de mérito de conversión pueden maximizarse sólo si el dispositivo empleado para la mezcla es operado en un modo fuertemente no lineal respecto a la señal de OL. Esto se consigue, en el caso de un FET, polarizándole en pinch-off y saturándole con una excursión de OL suficientemente grande. Cuando se utiliza como conjugador de fase, y teniendo en cuenta que la señal a ser retransmitida debe conservar la componente geométrica que llega en la interrogación, sólo se podrían manipular señales de OL moduladas en fase, trasladándose dichas variaciones radian a radian a la respuesta.

Teniendo en cuenta las analogías entre este tipo de operación en un conjugador y la de un amplificador conmutado, descritas en [133], parece factible conseguir formatos de modulación en la señal de respuesta con variaciones simultáneas de las componentes de amplitud y fase, si se lograsen modular de forma apropiada las pérdidas/ganancia de conversión del mezclador. Un control eficiente sobre la figura de conversión, preferiblemente lineal, sería posible mediante el envío de dos señales de OL de amplitud constante, que contengan la información en las variaciones de fase. De manera análoga a como se establece la técnica “*outphasing*” para controlar la ganancia de los amplificadores.

Mediante el empleo del sistema de ecuaciones planteado en [134] y de técnicas de predistorsión digital sin memoria, se consiguió garantizar que la señal de respuesta, siguiendo un formato de modulación espectralmente eficiente, CDMA

2000, pudiese ser recuperada con mínima distorsión de vuelta en la posición del interrogador.

Esta técnica permite superar muchos de los problemas de las agrupaciones conjugadoras de fase para conseguir manipular formatos complejos de modulación en enlaces *full-dúplex*. De hecho, es la segunda técnica (la primera fue la agrupación conjugadora de fase de tipo polar planteada por [133, 135]) que lo consigue manteniendo el principio básico propuesto por Pon [125].

3.3.1 Diagrama a nivel de sistema de la agrupación retrodirectiva “outphasing”

En la figura 3.8 se presenta el diagrama a nivel de sistema de la agrupación conjugadora de fase que se propone, fundamentada en técnicas de amplificación lineal con componentes no lineales.

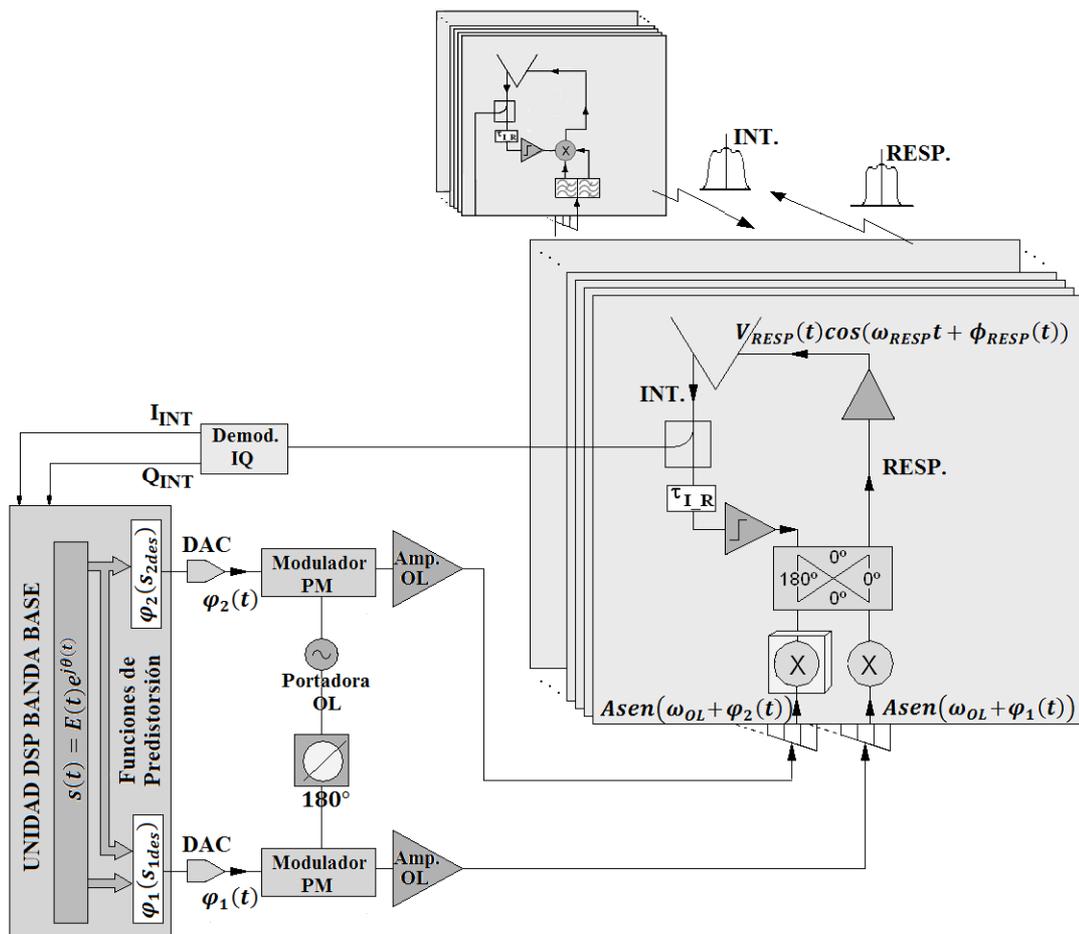


Figura 3.9 Diagrama de la agrupación conjugadora de fase de tipo “outphasing”.

Una muestra de la señal de interrogación que llega a la antena es demodulada según un esquema IQ en recepción. Además de permitir la extracción del mensaje, sirve para acceder a la componente de fase que trae dicha señal, componente que debe ser cancelada en el proceso de conjugación de tipo LINC.

Como se explicó de forma exhaustiva en el epígrafe 1.6, a dos señales provenientes del DSP, cuyas variaciones se encuentran en la componente de fase, puesto que la amplitud es constante, se les inserta la información de OL a través de un modulador de fase y posteriormente son enviadas a cada uno de los amplificadores. Las no idealidades de ambas ramas han de permitir diseñar estrategias de predistorsión (“*look-up tables*” (LUTs), para la envolvente que se desea retransmitir.

Las señales amplificadas provenientes de las dos ramas del LINC y que portan además la información de OL, son enviadas a cada elemento constitutivo de la agrupación, usando una única red de distribución (la señales $S_1(V_{des})$ y $S_2(V_{des})$ se dividen en cuatro, para alimentar a los cuatro conjugadores de fase). Cada conjugador presenta dos entradas, una para la S_1 y la otra para S_2 . La demora diferencial entre la interrogación y las componentes recombinadas de amplitud y fase, τ_{I-R} , sería también crítica con vistas a asegurar una retransmisión con la fidelidad deseada. La señal de interrogación, además de experimentar la demora necesaria previa al conjugador, es recortada en amplitud mediante el uso de un amplificador en saturación. De este modo, se aseguraría que la señal de entrada al mezclador contenga sólo las imprescindibles variaciones de fase.

3.3.2 Mezclador resistivo como conjugador de fase basado en HEMTs de enriquecimiento

Los mezcladores resistivos a FET, se han presentado como soluciones apropiadas para la implementación de conjugadores de fase compactos, ya que los puertos de IF y RF comparten el mismo terminal en el dispositivo (drenador) [136].

Los mezcladores resistivos se basan en el control que ejerce la tensión de drenador sobre la transconductancia de salida del dispositivo, cuando el FET es operado a $V_{GS}=0$ V. Estos mezcladores proveen pérdidas de conversión pequeñas, buen aislamiento entre OL y RF y entre OL e IF, niveles reducidos de conversión de

ruido OL AM y elevada linealidad [136]. También necesitan niveles pequeños de potencia de OL, particularmente cuando se utilizan dispositivos de la familia de los HEMT. Por otra parte estos mezcladores no consumen potencia de DC, ellos requieren la aplicación de una tensión negativa en el terminal de puerta para asegurar su operación apropiada. La necesidad del suministro de esta tensión de negativa está dada por el hecho de que un funcionamiento óptimo en términos de eficiencia de conversión, puede estar relacionado con un máximo de la amplitud del coeficiente de primer orden, resultante de la expansión de Fourier de la forma de onda variable en el tiempo de la conductancia de salida, $Gds(t)_{OL}$. Un análisis simplificado de las series de Volterra, variables en el tiempo de este tipo de amplificadores, donde se han descuidado los elementos reactivos, conduce a la siguiente expresión para la ganancia de conversión:

$$CG \approx \frac{4|Gds_1|^2 \operatorname{Re}\{Z_{RF}\} \operatorname{Re}\{Z_{IF}\}}{|1 + Gds_0 (Rd + Rs + Z_{RF})|^2 \cdot |1 + Gds_0 (Rd + Rs + Z_{IF})|^2} \quad (2.29)$$

donde Rs y Rd , son dispositivos parásitos, Z_{RF} y Z_{IF} son las impedancias de RF e IF, mientras que Gds_1 y Gds_0 son los coeficientes del fundamental y de DC de la expansión de Fourier.

La evolución de $|Gds_1|$ con la tensión puerta-fuente y el nivel de potencia de OL es compleja. En los transistores de depleción, la conversión óptima aparece a valores negativos de *pinch-off*, para pequeños niveles de potencia de OL. Cuando la excursión de OL se hace mayor, el valor máximo crece y aparece la conversión para un rango de tensión más amplio, desplazado un poco por debajo de *pinch-off*.

Es posible entonces realizar la caracterización no lineal detallada de un dispositivo E-PHEMT. La evolución de Gds con V_{GS} y $V_{DS}=0$ V, se usó para calcular el comportamiento de $|Gds_1|$ con la tensión de polarización puerta-fuente y el nivel de potencia de OL, obsérvese la figura 3.10. También se incluye el coeficiente Gmd de segundo orden.

Para niveles de excitación pequeños, el valor máximo aparece en el umbral de tensión de dispositivo. Este punto coincide con el pico en $Gmd = \partial Gds / \partial Vds$, como se podría espera de acuerdo a [137].

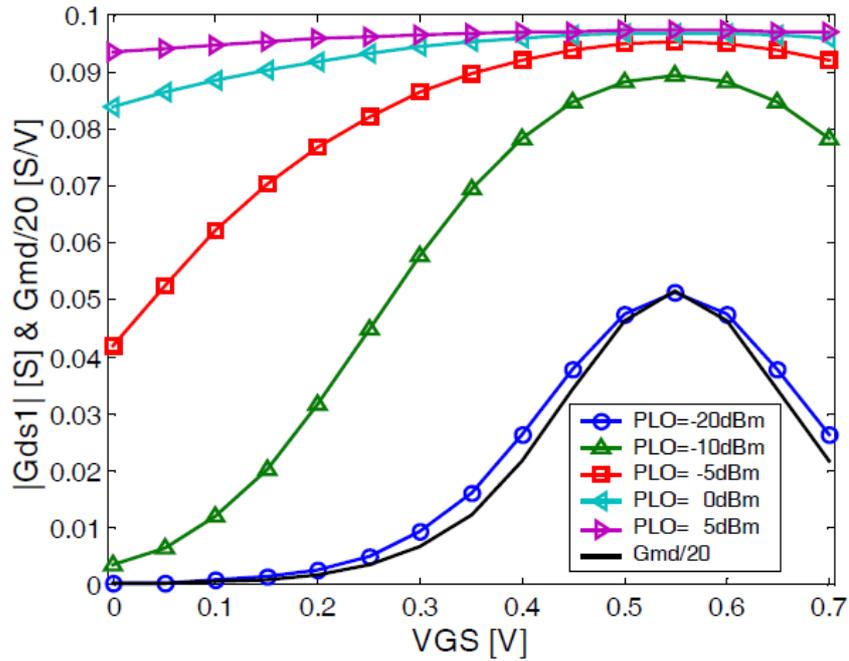


Figura 3.10 Evolución de $|G_{ds1}|$ y G_{md} con V_{GS} y P_{OL} para un E-PHEMT a $V_{DS}=0$ V.

Teniendo esta tecnología una tensión de umbral positiva, es perfectamente comprensible que incrementando el nivel de OL, se pueda obtener una figura óptima de conversión a $V_{GS}=0$ V. Es por ello que los mezcladores resistivos pueden emplearse sin necesidad de polarizar el dispositivo y se obtiene una característica óptima de conversión [131].

Sobre la base de esta caracterización, se diseñó un mezclador resistivo para utilizar como conjugador de fase, con una señal de OL centrada en 1920 MHz. Se capturó entonces, con ayuda de un sistema de medida como el representado en la figura 3.11, la evolución de las componentes de amplitud y fase de la señal de respuesta a 980 MHz en el conjugador.

Para ello se aprovecharon las capacidades de análisis vectorial del VSA 89600 de Agilent Technologies, que se sincronizó apropiadamente con el generador encargado de suministrar la señal diente de sierra a aplicar en drenador.

A cada uno de los generadores de la figura 3.11 se le envía como ángulo de “*outphasing*”, una señal diente de sierra (la mitad por una vía de OL y la otra mitad por la otra vía de OL), sobre esta base se capturan los perfiles del conjugador mencionados anteriormente y se generan las señales de predistorsión.

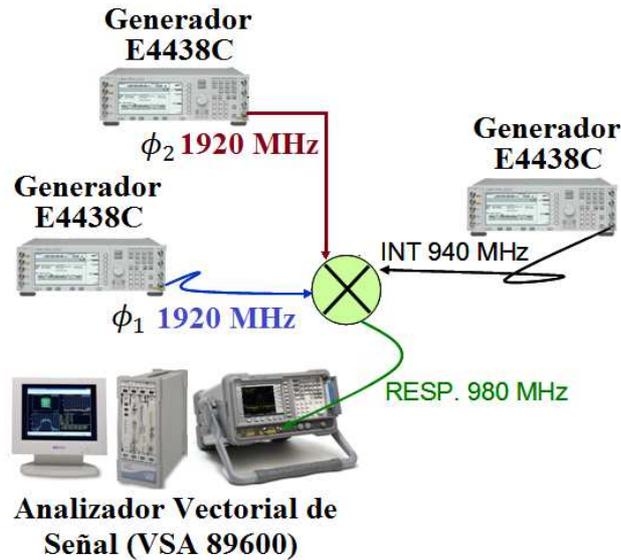


Figura 3.11 Sistema de caracterización vectorial dinámico de los perfiles de modulación.

3.3.3 Implementación y caracterización de la agrupación retrodirectiva

A partir de las consideraciones teóricas establecidas para el conjugador, se implementó una agrupación retrodirectiva de 4x1 elementos a 960 MHz. Se seleccionó una antena parche cuadrada acoplada por ranura, en este caso con polarización dual ortogonal. El uso de dos polarizaciones permitiría por el esquema de la figura 3.9 la inclusión del proceso de amplificaciones de las señales de las doo ramas del “*outphasing*”.

En la figura 3.12 se presentan detalles geométricos de la antena, junto a una fotografía de la agrupación implementada. Como se puede apreciar (figura 3.12 b) en esta implementación se ha utilizado una sola polarización de la antena (la otra se encuentra conectada a una carga de 50 Ω), esto se debe a que se aprovechan las características de estos mezcladores de poder compartir un mismo puerto para las señales de interrogación y respuesta. Otra diferencia que presenta este esquema respecto al de la figura 3.9 es la sustitución del híbrido de 180° por uno de 90°.

En la implementación realizada se utilizaron cables coaxiales, como red de distribución de las señales provenientes de los generadores de potencia, las cuales llevaban implícito el OL. La polarización de los terminales de puerta se pudo evitar precisamente por el uso de E-PHEMT, contribuyendo a la simplificación del circuito.

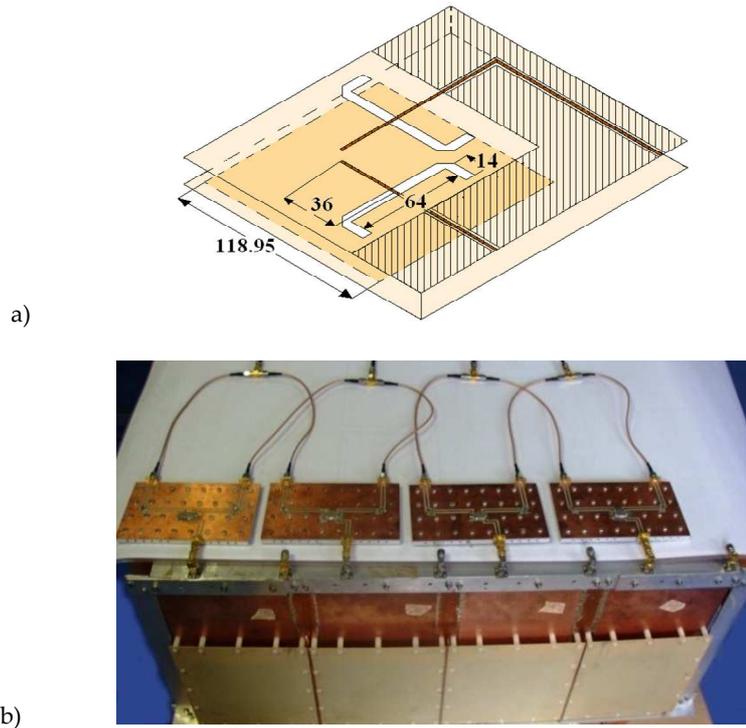


Figura 3.12 a) Detalles geométricos de la antena diseñada. b) Fotografía de la agrupación de 4x1 elementos implementada.

Para la medida de la agrupación, se implementó un sistema de caracterización vectorial de tipo puntual en campo lejano. Un diagrama de dicho sistema se presenta en la figura 3.13.

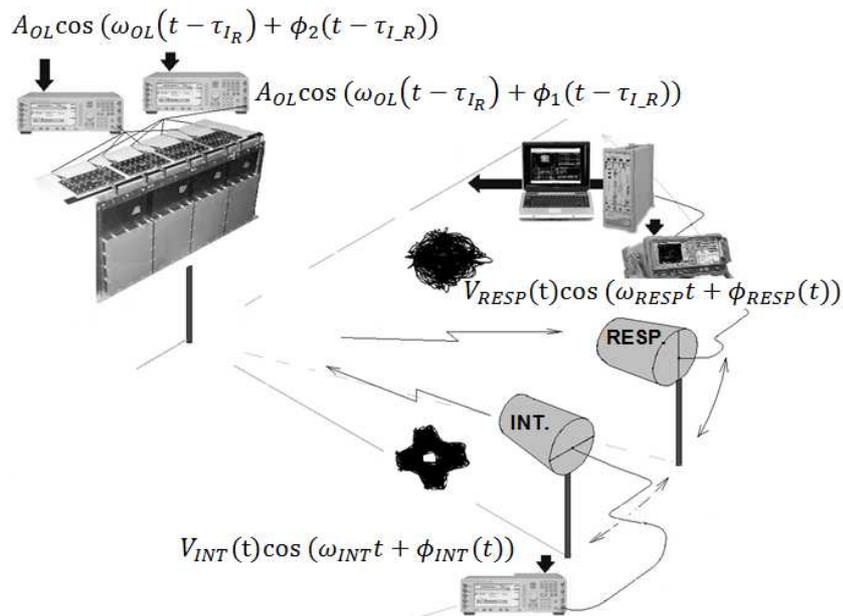


Figura 3.13 Diagrama de la plataforma de caracterización de tipo vectorial empleada para la medida de la agrupación retrodirectiva full-dúplex.

De cara a poder demostrar con claridad la capacidad de la solución propuesta para manipular señales con modulaciones espectralmente eficientes, incluso distintas en la interrogación y la respuesta, se seleccionaron los formatos correspondientes al estándar CDMA 2000. Con un ancho de banda de 1.25 MHz, los formatos CDMA 2000 *reverse* y CDMA 2000 *forward* que le integran, tienen rasgos que permiten diferenciarles en la trayectoria IQ, el comportamiento estadístico y la PAPR de la envolvente.

En la figura 3.14 se presenta una comparación de la constelación y la función densidad de probabilidad para las envolventes de ambos formatos. Los valores de PAPR estimados son de 4.8 dB para la señal en sentido inverso y de 6.4 dB para el directo.

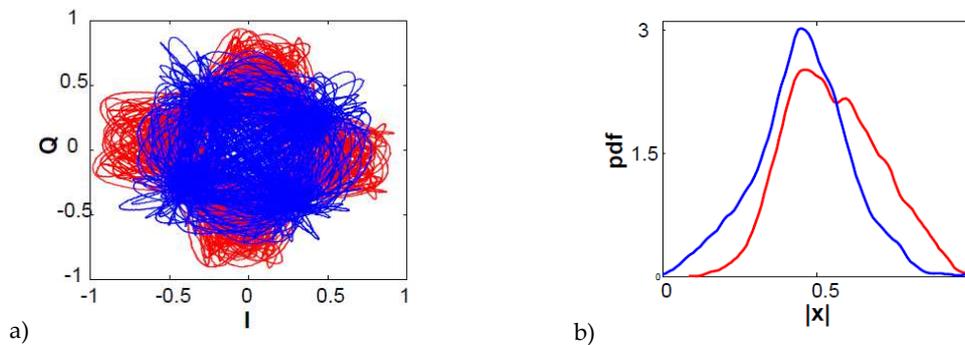


Figura 3.14 Comparativa de las envolventes de los formatos CDMA 2000 *forward* (azul) y *reverse* (rojo) usados en la caracterización de la agrupación: a) trayectorias IQ y b) pdfs.

Se envió entonces, desde Matlab, la información de amplitud y fase de una señal de enlace inverso (CDMA 2000 *reverse*), vía GPIB, a un generador ESG4438C de Agilent Technologies a usar como interrogador. Empleando la envolvente compleja de esta señal, junto con la de la señal de respuesta a ser devuelta (en este caso una señal de enlace directo, CDMA 2000 *forward*), así como el comportamiento de las dos ramas de OL, previamente caracterizadas, se obtuvieron las LUTs descritas en la sección anterior. Las demoras diferenciales entre las ramas (las dos OLs y la señal de interrogación) fueron corregidas digitalmente, usando señales específicas de calibración y sincronizando apropiadamente el disparo de los generadores involucrados.

Moviendo juntas en posición angular las antenas de prueba, usadas para enviar la interrogación y para capturar de vuelta la señal de respuesta, se capturó el espectro de

la señal retransmitida desde la agrupación. En la figura 3.15 se muestra el espectro de la señal CDMA 2000 *forward* capturada de vuelta en la posición del interrogador para un valor de elevación de -10° .

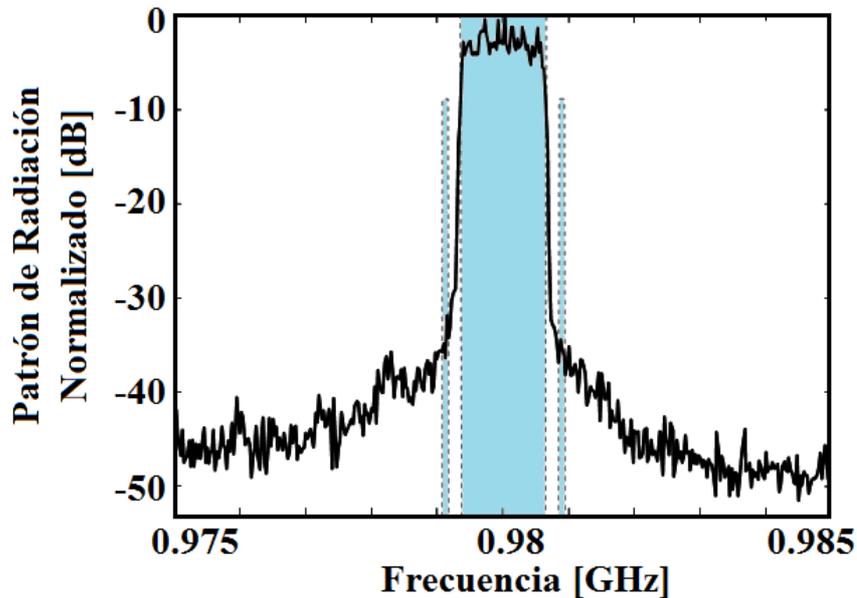


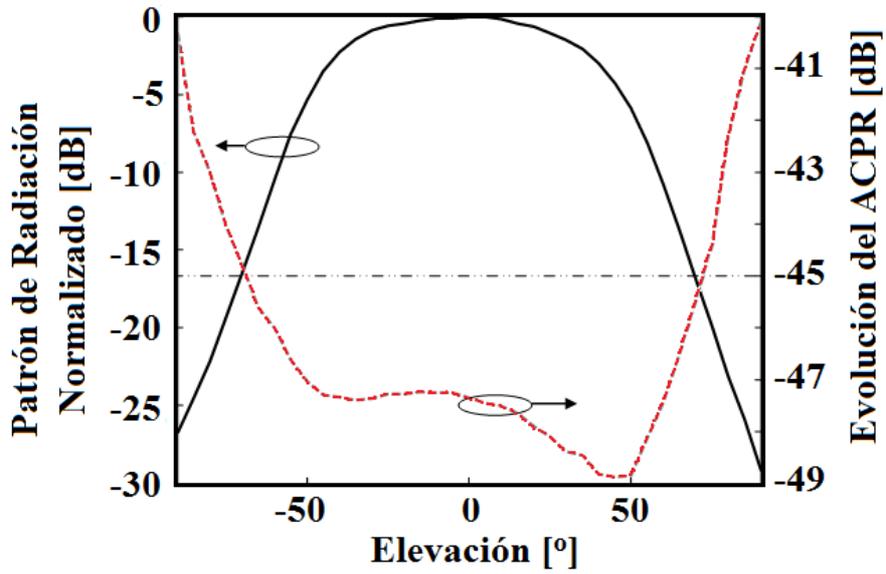
Figura 3.15 Espectro de la señal CDMA 2000 *forward* capturada de vuelta en la posición del interrogador para un valor de elevación de -10° .

La señal CDMA 2000 *forward* fue perfectamente recuperada a lo largo del ancho de haz del diagrama monoestático de la agrupación, con una distorsión de canal adyacente perfectamente tolerable y por debajo de la máscara espectral para el estándar. La magnitud del vector error, EVM, resultante de comparar las envolventes, fue siempre menor a 3.5%.

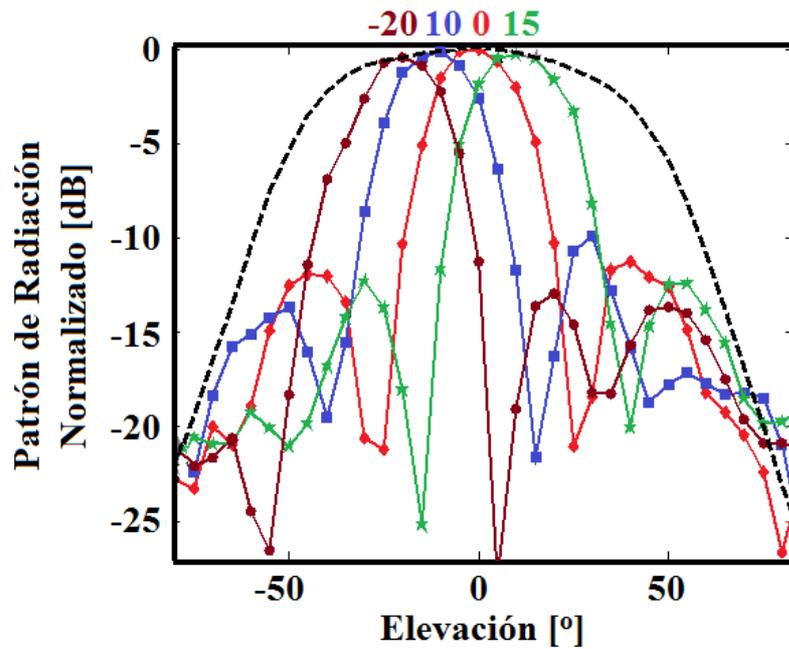
Finalmente, en la figura 3.16 se presentan los diagramas de radiación medidos, tanto el diagrama de radiación monoestático (las antenas para la interrogación y la respuesta se mueven juntas) como varios biestáticos (las antenas se mueven separadas). Para computar el valor de los diagramas, que se muestran normalizados, se utilizó la evolución de la potencia promedio capturada de vuelta por la antena receptora.

Tal y como es posible apreciar, el ancho de haz del diagrama monoestático es de unos 80° ($50^\circ/-30^\circ$), con una evolución del diagrama más o menos análoga a la del elemento de antena que se ha empleado. La asimetría observada podría estar

relacionada con las diferencias entre los conjugadores y los parches empleados en el array, así como con imperfecciones del propio sistema de caracterización empleado.



(b)



(a)

Figura 3.16 Diagramas de radiación medidos, a) patrón de radiación monoestático normalizado y evolución del ACPR y biestáticos, para cuatro posiciones del interrogador.

En cuanto a los diagramas biestáticos, es posible verificar la capacidad de seguimiento automático de la interrogación (retrodirectividad) de la agrupación implementada.

3.3.4 Conclusiones

Estos resultados permiten validar la aplicación de conceptos típicos de transmisores con modulación de la envolvente a agrupaciones retrodirectivas, en este caso específico basada en un par de conjugadores de fase resistivos. La posibilidad de enviar las señales de OL a través de las ramas del LINC junto al perfil de predistorsión y luego combinarlas en el conjugador de fase, tipo “*outphasing*”, permitió generar el formato de respuesta deseado, mediante una solución compacta y eficiente en términos de potencia.

Mediante el empleo de predistorsión digital sin memoria, se consiguió garantizar que la señal de respuesta, siguiendo un formato de modulación espectralmente eficiente, CDMA 2000, pudiese ser recuperada con mínima distorsión de vuelta en la posición del interrogador.

Esta técnica permite superar muchos de los problemas de las agrupaciones conjugadoras de fase para conseguir manipular formatos complejos de modulación en enlaces *full-dúplex*. De hecho, es de las pocas técnicas que lo consiguen manteniendo el principio básico propuesto por Pon [125], [133], [135].

Como en cualquier otra solución de ingeniería que se precie, esta arquitectura presenta ciertas limitaciones, que podrían solventarse introduciendo mejoras al sistema. Por ejemplo, si se quisiese garantizar un nivel de la señal de respuesta constante para un rango dinámico de variación del nivel de la interrogación por encima al que permite la etapa de amplificación saturada, se podría incluir un esquema de control automático de ganancia. De cara a poder conseguir una mayor ganancia en el transpondedor y elevar su rango de alcance, sería necesario utilizar agrupaciones independientes para la recepción y la transmisión en lugar de dos polarizaciones ortogonales en un mismo arreglo, introduciendo entonces etapas de amplificación de bajo ruido y de potencia.

3.4 Trasmisor LINC con combinación espacial de potencias

La primera incursión en este tema por parte del grupo de investigación del Dpto. de Ingeniería en Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, tuvo lugar en 2008 con [21], a partir de entonces se ha desarrollado un trabajo fructífero en la implementación de transmisores “*outphasing*”, empleando diferentes tipos de

amplificadores y topologías. Estas propuestas serán abordadas en detalles a continuación.

3.4.1 Arquitectura LINC con reutilización remota de la potencia a la frecuencia de 2GHz

Sobre la base de la arquitectura propuesta en [21], se decidió implementar un sistema LINC con ciertas variaciones. En lugar de realizar la combinación de potencias a la salida de los amplificadores, las señales de envolvente constante, desfasadas 90° y amplificadas, van a ser transmitidas a través de las excitaciones de polarización horizontal y vertical de una antena parche cuadrada acoplada por ranuras. De este modo, la señal deseada de comunicación y la señal resultante de la cancelación son radiadas con polarización circular ortogonal (a izquierdas y a derechas), siendo convenientemente recuperadas mediante un híbrido de cuadratura conectado a la salida de la antena receptora, tal y como se muestra en la figura 3.17.

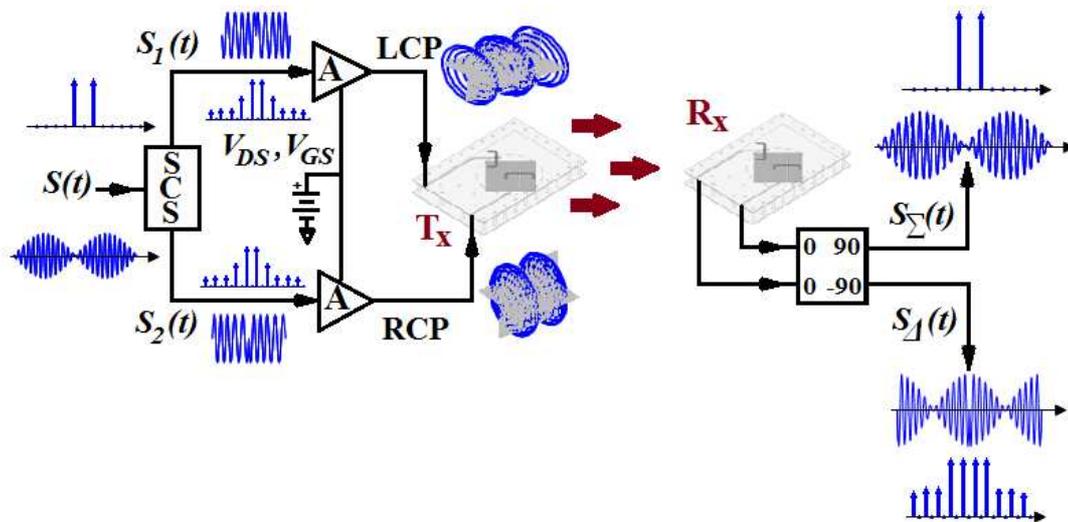


Figura 3.17 Esquema LINC con combinación de potencias en el extremo receptor.

3.4.2 Antena parche con polarización ortogonal

Las antenas seleccionadas para realizar la combinación de potencias fueron de tipo parche acoplado por ranura, cuyas atractivas características las convertían en el tipo de radiador más adecuado cuando para el trabajo con dispositivos activos. Se colocaron dos puertos en los lados perpendiculares de la antena con el objetivo de excitar los modos TM_{10} y TM_{01} a 2 GHz, tal como se muestra en figura 3.18.

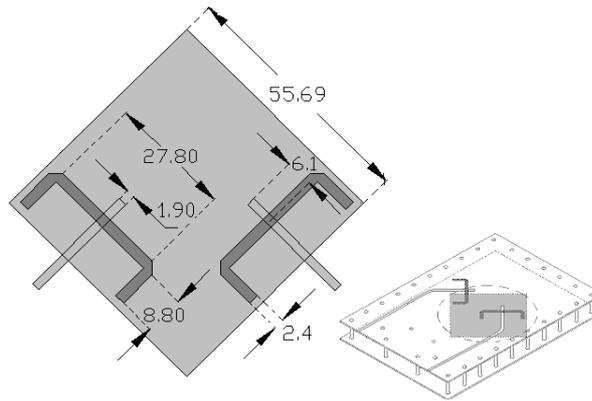


Figura 3.18 Esquema de la antena parche, usada en los extremos transmisor y receptor, con sus dimensiones.

Con el fin de aumentar la ganancia y el ancho de banda de la antena se seleccionó el aire como “sustrato de radiación”, esto conllevó a la necesidad de utilizar un sustrato auxiliar para imprimir el parche, que debía ser lo suficientemente ancho para ofrecer la rigidez adecuada. Ambas capas (inferior, donde están líneas de alimentación y circuitos activos, y superior, donde se imprime el parche) emplean el mismo sustrato, con ϵ_r de 3.38 y h de 0.762 mm (30 mils), quedando separadas por postes de nylon no conductores. En la figura 3.19 se ha representado la adaptación y el aislamiento entre los puertos de una de las antenas implementadas, resultante de la medida de sus parámetros [S].

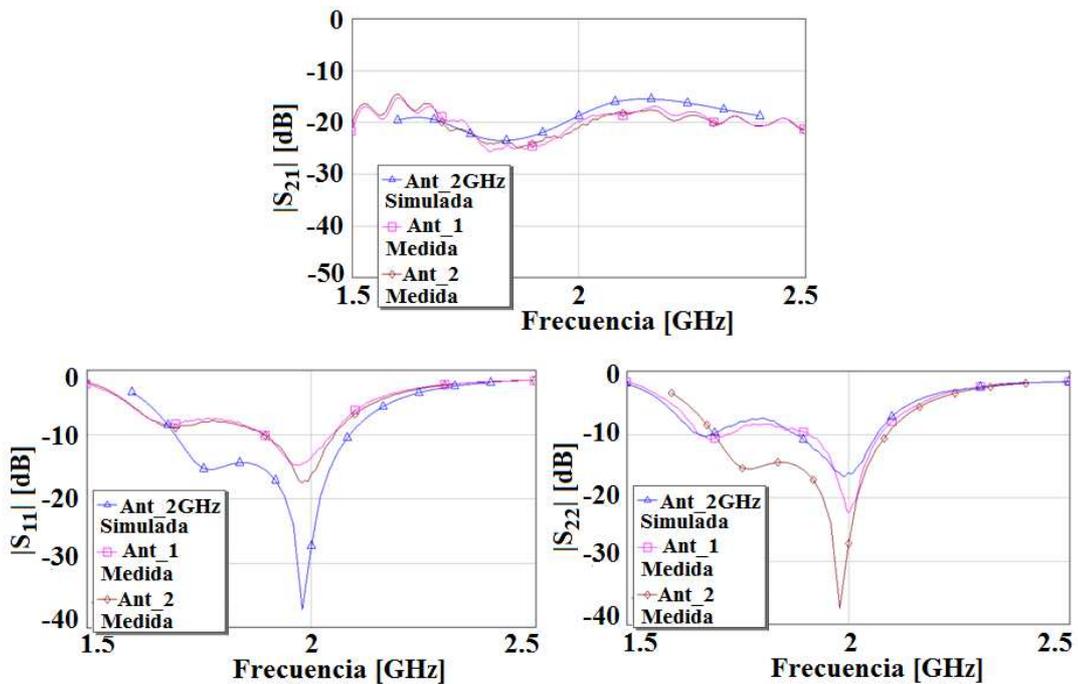


Figura 3.19 Valores medidos de adaptación y aislamiento entre las puertas de la antena.

En este montaje se ha utilizado, para realizar la combinación de potencias a la salida de la antena receptora, un acoplador híbrido de 3 dB/90°, 1W1305-3 de Anaren, el cual trabaja a frecuencias entre los 1.6 y los 2.4GHz.

3.4.3 Amplificador clase E

Los amplificadores utilizados en la implementación de este transmisor LINC fueron amplificadores clase E a líneas de transmisión, basados en el HJFET NE3210s01 de NEC Semiconductors, y diseñados, al igual que el transmisor en general, como prueba-de-concepto, sin prestar especial atención a la maximización de su eficiencia. En la figura 3.20 se presenta una fotografía con detalles de su implementación. El sustrato empleado fue GML1000 ($\epsilon_r=3.2$ y $h=0.762$ mm).

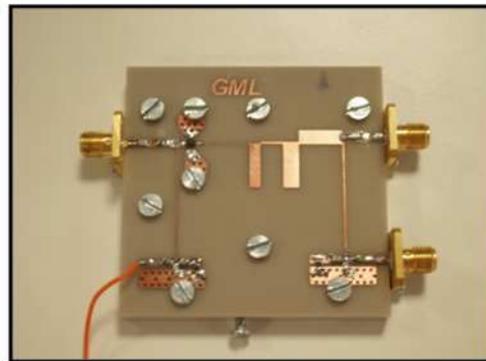


Figura 3.20 Fotografía del amplificador clase E implementado.

3.4.4 Sistema de medidas

Para la apropiada caracterización de este transmisor se implementó el sistema de medidas de la figura 3.21.

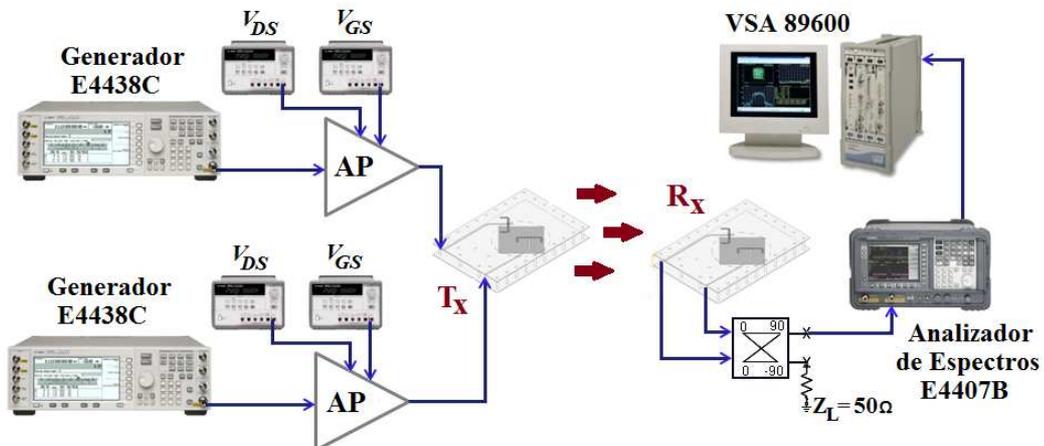


Figura 3.21 Esquema simplificado del sistema de caracterización en campo lejano utilizado.

Mediante los generadores de señales se envían las componentes $S_1(t)$ y $S_2(t)$ como excitación a los amplificadores clase E (polarizados con los valores de $V_{DS}=3$ V y $V_{GS}=-0.65$ V para la maximización de la P_{out} y la PAE). Una vez amplificadas, las señales fueron enviadas con polarización ortogonal a través del parche transmisor, y una vez recibidas, se combinaron sus potencias. La salida del híbrido fue conectada al Analizador Vectorial de Señales (VSA89600 de Agilent), para la captura de la señal en los dominios frecuencial y temporal. La salida aislada se conecta a una carga de 50Ω .

Las potencias iniciales de RF se eligieron de forma tal que proporcionaran a la salida de cada uno de los amplificadores niveles similares (10.5 dBm), de modo a contrarrestar desbalances de ganancia.

3.4.5 Resultados

Las primeras pruebas de operación de la solución propuesta se realizaron con una señal de dos tonos separados 100 kHz, excitación clásica en los experimentos de linealidad. En las gráficas de la figura 3.22 se presenta el espectro capturado en ambas puertas de salida del híbrido empleado en el extremo receptor. Se observa como en una de las salidas del combinador de potencia se recupera el espectro de la señal de dos tonos, con poca distorsión, mientras que en la otra salida se obtiene un espectro totalmente distorsionado y correspondiente a la resta de las señales $S_1(t)$ y $S_2(t)$.

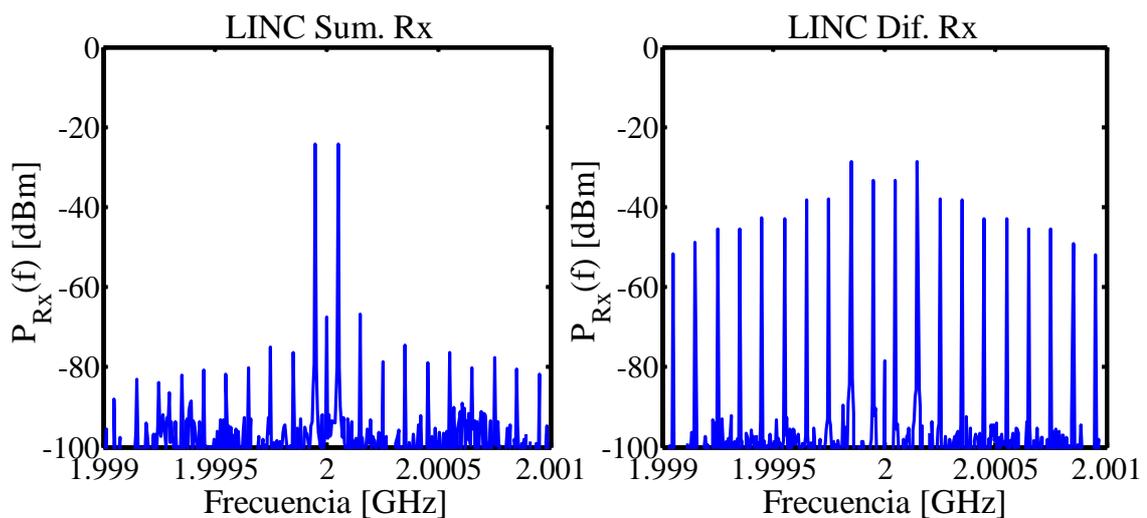


Figura 3.22 Representación de los espectros de señal medidos en el extremo receptor para una excitación de dos tonos. Señal suma (izquierda) y señal diferencia (derecha).

Los niveles de distorsión, apreciables en la puerta que quedaría conectada a la entrada de señal del receptor, están asociados a desbalances remanentes de amplitud y fase en el sistema LINC implementado. Aunque los niveles mencionados se encuentran por debajo de lo permitido, podrían disminuirse con ayuda de técnicas de calibración o predistorsión digital. Los valores de potencia, relativamente bajos, que se observan en ambos gráficos están asociados, como es lógico, al hecho de que la medición se lleva a cabo en el extremo receptor, con la correspondiente influencia de las pérdidas en espacio libre.

Finalmente, se realizó una caracterización empleando una señal real de comunicaciones, una señal WCDMA. En la figura 3.23, se presentan los espectros capturados en las salidas del híbrido del extremo receptor. Se puede verificar que los niveles de distorsión en la señal a recibir están 40 dB por debajo del nivel del canal deseado, niveles que podrían reducirse con la aplicación de técnicas de corrección digital.

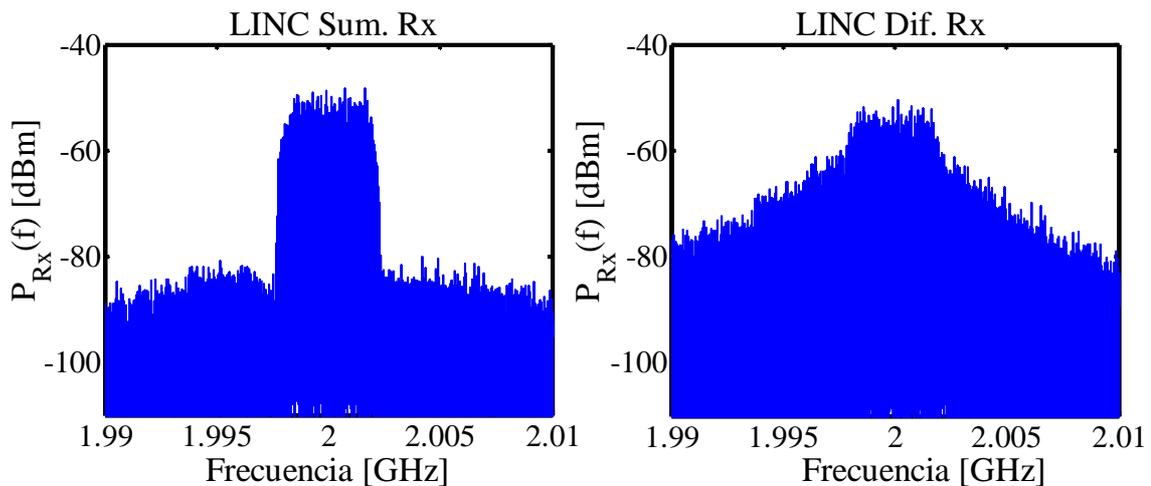


Figura 3.23 Representación de los espectros de señal medidos en el extremo receptor para una excitación WCDMA. Señal suma (superior) y señal diferencia (inferior).

El nivel de potencia de DC a recuperar en el extremo receptor, gracias a la rectificación de la señal de cancelación, dependerá de los niveles de potencia transmitidos, de la ganancia de las antenas, y de la distancia entre el transmisor y el receptor. El rango de operación de esta arquitectura quedaría no limitado a la consecución de valores de potencia suficientes como para alimentar o contribuir a la alimentación de los bloques de recepción, siendo de utilidad en este caso específico para la operación de sistemas sensores/actuadores a distancia, sistemas RFID, etc.

3.4.6 Conclusiones

En este epígrafe se ha propuesto la implementación de un transmisor con arquitectura LINC, con capacidad para realizar la combinación de potencias en el extremo receptor del sistema. A manera de validación del mismo se observó, a través de las mediciones realizadas, que en una de sus salidas se recuperaba la señal aplicada a la entrada, con poca distorsión, mientras que en la otra salida se obtenía un espectro totalmente distorsionado, correspondiente a la cancelación de las señales recibidas por la antena. Estos resultados fueron publicados en [21] y [138].

Como objetivos futuros, sería interesante aumentar los niveles de potencia de trabajo del sistema, en aras de aumentar la eficiencia total del transmisor y su contribución a la alimentación de los bloques de recepción.

3.5 Conclusiones

A lo largo del presente capítulo se han presentado varias implementaciones basadas en los principios de las arquitecturas emergentes de transmisión inalámbrica y que emplean conceptos de amplificación de alta eficiencia. Los resultados obtenidos se pueden considerar satisfactorios puesto que se consigue para el caso del transmisor polar E³, niveles elevados de eficiencia (45%) cuando se transmite una señal EDGE, cumplimiento además con los estándares de linealidad establecidos (EVM=1.39%).

Para el caso de la implementación de la agrupación retrodirectiva en modo “*outphasing*”, se podría decir que resulta una de las pocas alternativas que permite superar muchos de los problemas de las agrupaciones conjugadoras de fase, para conseguir manipular formatos complejos de modulación en enlaces *full-dúplex*, conservando el principio básico propuesto por Pon [].

Finalmente se implementa un transmisor LINC con combinación espacial de potencias, utilizando antenas de tipo parche cuadrado con polarización ortogonal dual. Esta idea es realmente novedosa puesto que es la primera vez que se propone y permite añadir una capa de seguridad extra a las comunicaciones.

Conclusiones y Líneas Futuras

Esta investigación ha estado dirigida a la búsqueda de alternativas para la solución de uno de los temas más críticos en los sistemas inalámbricos modernos, tanto desde el punto de vista científico como tecnológico, que es: permitir las comunicaciones del mañana con la “energía del presente”. A través de la memoria presentada se intentó resumir una parte importante de las modestas contribuciones que se han podido realizar en este sentido, por parte de la autora y el grupo de investigación al que pertenece, en el Dpto. de Ingeniería en Comunicaciones de la universidad de Cantabria.

A modo de conclusiones se podría plantear:

- El desarrollo de las arquitecturas emergentes resulta vital para el desarrollo sostenible de las comunicaciones inalámbricas, en el presente y el futuro.
- Haciendo una comparación entre los transmisores polares y el LINC se puede plantear que aunque el primero presenta una eficiencia teórica del 100%, esta se encuentra fuertemente limitada por el diseño del amplificador de envolvente. En esta investigación se ha planteado una propuesta que permite la sustitución del amplificador de envolvente por un convertidor DC/DC a la misma frecuencia que el amplificador de RF. El nivel de eficiencia que se obtiene para una señal EDGE supera el 45%, cumpliendo además con los estándares de linealidad establecidos.
- El diseño del amplificador de potencia de RF constituye un factor esencial en la implementación de los transmisores emergentes, pues resulta el elemento que más potencia consume dentro de estas arquitecturas y en el caso de los amplificadores conmutados, también pueden considerarse como una de las fuentes potenciales de distorsión.
- El establecimiento de un grupo de consideraciones para el diseño de base experimental de amplificadores de potencia que operen en modo conmutado, constituye una alternativa cuando no se dispone de modelos no lineales o

modelos no lineales apropiados de los dispositivos activos, así como cuando existen ciertas limitaciones tecnológicas (no se cuenta con un sintonizador de *load-pull*).

- Los resultados de los diseños implementados a partir del método propuesto, permiten validar su efectividad; es decir, se demostró que podían obtenerse amplificadores cuyos parámetros fundamentales en términos de eficiencia, se encontraban cercanos a los encontrados en la literatura. Por su parte también presentaban un comportamiento adecuado, para el caso de la linealidad, si se empleaban señales de entrada predistorsionadas.
- Las consideraciones de diseño propuestas resultan muy interesantes desde el punto de vista didáctico.
- Para el caso de la implementación de la agrupación retrodirectiva en modo “*outphasing*”, se podría decir que resulta una de las pocas alternativas que permite superar muchos de los problemas de las agrupaciones conjugadoras de fase, para conseguir manipular formatos complejos de modulación en enlaces *full-dúplex*, conservando el principio básico propuesto por Pon [].
- Se puede implementar un transmisor con arquitectura donde la combinación de potencias se realice espacialmente, a través de una antena parche cuadrado con polarización ortogonal dual, de esta manera se consigue la añadir una capa extra de seguridad a las comunicaciones.

Como líneas futuras de investigación (o mejor dicho: inmediatas) se encuentra en primera instancia, el desarrollo de modelos no lineales de los transistores de potencia, en aras de continuar elevando los niveles de eficiencia en los amplificadores de RF. También la implementación de nuevos amplificadores basados en el método propuesto, a frecuencias superiores a los 3 GHz, usando transistores sin encapsulado.

Continuar con la implementación de soluciones a las limitaciones que presentan en la actualidad las arquitecturas emergentes de transmisión inalámbrica, basadas igualmente en la aplicación de conceptos de amplificación de alta eficiencia.

Referencias

- [1] J. A. García, J. de Mingo, G. Montoro, L. Cabria, R. Marante, P. García, C. Sánchez, E. Bertran, P. L. Gilabert, “Técnicas Emergentes de Mejora del Compromiso Eficiencia-Linealidad en Transmisores de Radiofrecuencia”, *XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional De Radio (URSI 2009)*. Santander, España. Sept., 2009.
- [2] J. C. Pedro, P. M. Cabral, C. Fager, J. A. García, “Modulated Switching Mode Power Amplifiers: A New Paradigm for the Power-Efficiency vs. Spectrum-Efficiency Trade-off,” *Workshop on Wireless Transmitter Design for Future Wireless Systems, European Microwave Conf.*, Munich, Oct. 2007.
- [3] P.L. Gilabert, A. Cesari, G. Montoro, E. Bertran et al., “Multi-Lookup Table FPGA Implementation of an Adaptive Digital Predistorter for Linearizing RF Power Amplifiers With Memory Effects”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol. 56, No. 2, February 2008, Pages 372-384.
- [4] C. Sánchez, J. de Mingo, P. García, P. L. Carro, A. Valdovinos, "Memory Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers", *IEEE Vehicular Technology Conference 2008 Spring. CD Proceedings*, Singapur, Mayo 2008.
- [5] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Pothecary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 3, pp. 814–826, March 2002.
- [6] Y. Nagata, “Linear amplification techniques for digital mobile communications”, *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC '89)*, pp. 159-164, San Fco., USA. May 1-3, 1989.
- [7] J. K. Cavers, “Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements”, *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 39, no. 4, pp.374-382, Nov. 1990.
- [8] J. de Mingo, A. Valdovinos, “Performance of a New Digital Base-Band Predistorter Using Calibration Memory”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 50, No: 4, pp 1169- 1176, July 2001.

- [9] S. C. Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications", 2nded. Boston, MA: Artech, 2006.
- [10] J. Staudinger, R. Sherman, T. Quach, "Gate and Drain Power Tracking Methods Enhance Efficiency in Reverse Link CDMA Amplifiers", *Applied Microwave & Wireless*, 2006, Pages 28-38.
- [11] E. Cijvat, K. Tom, M. Faulknet et al. "A GaN HEMT Power Amplifier with Variable Gate Bias for Envelope and Phase Signals", *IEEE Norchip Conference*, 2007.
- [12] T. Fergus. "Improving Amplifier's Efficiency Using a Linearizer in Conjunction with Adaptive Bias Modulation", *RF Design*, October 2005, Pages 40-48.
- [13] L. R. Kahn, "Single-Sideband transmission by envelope elimination and restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Jul. 1952.
- [14] J. C. Pedro, J. A. García and P. M. Cabral, "Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol. 55, No. 12, pp. 2757-2765, Dec. 2007.
- [15] P. M. Cabral, J. C. Pedro, J. A. García and L. Cabria, "A Linearized Polar Transmitter for Wireless Applications", *2008 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Atlanta June 2008, pp. 935-938.
- [16] L. Rizo, "Linearity vs Efficiency Trade-Off on Polar Transmitters", *International Travelling Summer School (ITSS)*, Roma, Italia, Julio 2009.
- [17] L. Rizo, "Transmisor polar. Estudio de las no idealidades para su uso en transmisores inalámbricos de alta eficiencia y linealidad", *XIV Semana Tecnológica de FORDES*, La Habana, Cuba, 2009.
- [18] J. A. García, L. Cabria, M. de las N. Ruiz, L. Rizo, R. Marante, "Transmisor Polar Clase E3 en UHF sobre Tecnología GaN HEMT", *XXVI Simposium Nacional, Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2010*, Leganés, Madrid, España.
- [19] D. F. Kimball, J. Jeong, et al., "High-Efficiency Envelope-Tracking WCDMA Base-Station Amplifier Using GaN HFETs," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 11, pp. 3848-3856, Nov. 2006.

- [20] W. H. Doherty, "A new high efficiency power amplifier for modulated waves", *Proc. IRE*, vol. 24, no. 9, pp. 1163-1182, Sept. 1936.
- [21] M. Carral, "Simulación de un transmisor LINC basado en amplificadores clase E", Tesis en opción al título de Ingeniero en Telecomunicación, Dpto. de Ingeniería en Comunicaciones, Universidad de Cantabria. Santander. Sept. 2008.
- [22] L. Rizo, "Simulación e implementación de un transmisor LINC basado en amplificadores clase E", Tesis en opción al grado de Máster en Sistemas de Telecomunicaciones, Dpto. de Telecomunicaciones y Telemática, CUJAE. La Habana. Febrero, 2010.
- [23] L. Rizo, "Implementation of a LINC Transmitter based on Class E Power Amplifiers", *International Travelling Summer School (ITSS)*, Metz, Francia, Julio 2010.
- [24] H. Chireix, "High power outphasing modulation," *Proc. IRE*, vol. 23, pp. 1370–1392, Nov. 1935.
- [25] D. C. Cox, "Linear amplification with nonlinear components," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-23, pp. 1942–1945, Dec. 1974.
- [26] D. C. Cox, R. P. Leck, "A VHF Implementation of a LINC Amplifier", *IEEE Trans. on Communications*, Sep. 1976.
- [27] L. Couch and J. L. Walker, "A VHF LINC amplifier", *Proc. IEEE Southeastcon*, Destin, FL, April 4–7, 1982, pp. 122–125.
- [28] S. A. Hetzel, A. Bateman, and J. P. McGeehan, "LINC transmitter", *Electron Lett.*, vol. 27, no. 10, pp. 844–846, May 9, 1991.
- [29] F. H. Raab, "Efficiency of outphasing RF power-amplifier systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-33, pp. 1094–1099, Oct. 1985.
- [30] C. P. Conradi, R. H. Johnston, and J. G. McRory, "Evaluation of a lossless combiner in a LINC transmitter", *Proc. IEEE Canadian Conf. Electrical and Computer Engineering*, Edmonton, AB, Canada, May 1999, pp. 105–110.
- [31] B. Stengel and W. R. Eisenstadt, "LINC power amplifier combiner method efficiency optimization", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, pp. 229–234, Jan. 2000.

- [32] L. Sundstrom and M. Johansson, "Effect of modulation scheme on LINC transmitter power efficiency", *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 20, pp.1643–1645, Sept. 29, 1994.
- [33] L. Sundstrom, "The effect of quantization in a digital signal component separator for LINC transmitters", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 45, pp.346–352, May 1996.
- [34] R. Langridge, T. Thornton, P. M. Asbeck, and L. E. Larson, "A powerre-use technique for improved efficiency of outphasing microwave power amplifiers", *IEEE Trans. Microwave Theory Technol.*, vol. 47, pp. 1467–1470, Aug. 1999.
- [35] X. Zhang, L. E. Larson, P. M. Asbeck, R. A. Langridge, "Analysis of Power Recycling Techniques for RF and Microwave Outphasing Power Amplifiers", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 49, No. 5, May 2002.
- [36] Zhang X., Larson L. E. y Asbeck P. M., "Calibration scheme for LINC transmitter", *IEEE Electronics Letters*, Vol. 37, No. 5, pp. 317-318, March 2001.
- [37] S. Tomisato, K. Chiba, and K. Murota, "Phase error free LINC modulator", *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 9, pp. 576–577, Apr. 1989.
- [38] L. Sundstrom, "Automatic adjustment of gain and phase imbalances in LINC transmitters", *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 3, pp. 155–156, Feb.1995.
- [39] S. Ampem-Darko and H. S. Al-Raweshidy, "Gain/phase imbalance cancellation technique in LINC transmitters", *Electron. Lett.*, vol. 34, no.22, pp. 2093–2094, Oct. 1998.
- [40] S. A. Olson and R. E. Stengel, "LINC imbalance correction using baseband preconditioning", *IEEE Radio Wireless Conf.*, Denver, CO, Aug.1999, pp. 179–182.
- [41] X. Zhang, L. E. Larson, P. M. Asbeck, y P. Nanawa, "Gain/Phase Imbalance-Minimization Techniques for LINC Transmitters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 49, No.12, Dec. 2005.
- [42] I. Hakala, D. K. Choi, L. Gharavi, N. Kajakine, J. Koskela, and R.Kaunisto, "A 2.14-GHz Chireix outphasing transmitter", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, No. 6, pp. 2129–2138, Jun. 2005.

- [43] H. Li, S. He, F. You, "A New SCS method to improve Power Combiner Efficiency in LINC system", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 52, No. 6, pp. 1418-1421, Jun. 2010.
- [44] P. A. Godoy, D. J. Perreault, J. L. Dawson, "Outphasing Energy Recovery Amplifier with Resistance Compression for Improved Efficiency", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, Vol. 57, No.12, Dec. 2009.
- [45] S. Moloudi, K. Takinami, M. Youssef, M. Mikhemar, and A. Abidi, "An outphasing power amplifier for a software-defined radio transmitter", *Proc. Int. Solid-State Circuits Conf. Tech. Dig.*, Feb. 2008, pp. 568–636.
- [46] R. Beltran, F. H. Raab, A. Velazquez, "HF Outphasing Transmitter using Class-E Power Amplifiers", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 757-760, June 2009.
- [47] M. P. Van Der Heijden, M. Acar, J. S. Vromans and D. A. Calvillo-Cortes, "A 19W High-Efficiency Wide-Band CMOS-GaN Class-E Chireix RF Outphasing Power Amplifier", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 1-4, June 2011.
- [48] R. Langridge, T. Thornton, P. M. Asbeck, and L. E. Larson, "A power re-use technique for improved efficiency of outphasing microwave power amplifiers", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 47, No. 8, pp. 1467–1470, Aug. 1999.
- [49] X. Zhang, L. E. Larson, P. M. Asbeck, and R. A. Langridge, "Analysis of power recycling techniques for RF and microwave outphasing power amplifiers", *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, Vol. 49, no. 5, pp. 312–320, May 2002.
- [50] J. Kai-Yuan, C. Yuan-Jyue, y W. An-Yeu, "Multilevel LINC System Designs for Power Efficiency Enhancement of Transmitters", *IEEE Journal of selected topics in signal processing*, Vol. 3, No. 3, Jun. 2009.
- [51] M. K. Kazimierczuk, J. Józwick, "Resonant DC/DC converter with class-E inverter and class-E rectifier", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 36, no. 4, pp. 468–478, Nov. 1989.
- [52] W. Nitz, W. Bowman, F. Dickens, F. Magalhaes, W. Strauss, W. Suiter, N. Zeisse, "A new family of resonant rectifier circuits for high frequency DC–DC converter applications", *Proc. 3rd Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, 1988, pp. 12–22.

- [53] M. K. Kazimierczuk, J. Józwik, “Class E zero-voltage-switching and zero-current-switching rectifiers”, *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 37, pp. 436-444, Mar. 1990.
- [54] M. Mikolajewski, M. K. Kazimierczuk, “Zero-Voltage-Ripple Rectifiers and DC/DC Resonant Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8, No. 1, Jan. 1993.
- [55] Y. Han, O. Leitermann, D. A. Jackson, J. M. Rivas, D. J. Perreault, “Resistance Compression Networks for Radio-Frequency Power Conversion”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 1, Jan. 2007.
- [56] Y. S. Jeon, J. Cha, S. Nam, “High-Efficiency Power Amplifier Using Novel Dynamic Bias Switching”, *IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques*, Vol. 55, No. 4, Apr. 2007.
- [57] J. M. Rivas, O. Leitermann, Y. Han, D. J. Perreault, “A Very High Frequency dc-dc Converter Based on a Class $\Phi 2$ Resonant Inverter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 10, pp. 2980-2992, USA, Oct. 2011.
- [58] R. C. Pilawa-Podgurski, A. D. Sagneri, J. M. Rivas, D. I. Anderson, D. J. Perreault, “Very-High-Frequency Resonant Boost Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, No. 6, Jun. 2009.
- [59] P. A. Godoy, D. J. Perreault, J. L. Dawson, “Outphasing Energy Recovery Amplifier with Resistance Compression for Improved Efficiency”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, Vol. 57, No.12, Dec. 2009.
- [60] K. Y. Jheng, Y. J. Chen, A. Y. Wu, “Multilevel LINC System Design for Power Efficiency Enhancement”, *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, Vol. 3, No. 3, pp. 523-532, 2009.
- [61] S. W. Chung, P. A. Godoy, T. W. Barton, E. W. Huangy, D. J. Perreault, J. L. Dawson, “Asymmetric Multilevel Outphasing Architecture for Multi-standard Transmitters”, *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC 2009)*, pp. 237–240., Boston, MA, USA. June 7-9, 2009.
- [62] Y.-J. Chen et al., “Multilevel LINC system design for wireless transmitters”, *Int'l Symp. on VLSI-DAT*, 2007.

- [63] P. Eloranta et al., "A multimode transmitter in 0.13 μ m CMOS using direct-digital RF modulator", *IEEE J. Solid-State Circuits*, pp. 2774-2784, Dec. 2007.
- [64] S. W. Chung, P. A. Godoy, T. W. Barton, D. J. Perreault, J. L. Dawson, "Asymmetric Multilevel Outphasing Transmitter using Class-E PAs with Discrete Pulse Width Modulation", *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, pp. 264 – 267, Anaheim, CA, USA. 23-28 May, 2010.
- [65] J. H. Chen, "An Efficiency-Improved Outphasing Power Amplifier Using RF Pulse Modulation", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 20, No. 12, Dec. 2010.
- [66] J. Keyser, R. Uang, Y. Sugiyama, M. Iwamoto, I. Galton, P. Asbeck, "Digital generation of RF pulsewidth modulated microwave signals using delta-sigma modulation", *Proc. IEEE Int'l microwave Symposium*, USA, 2002.
- [67] Y. Wang, "An improved Kahn transmitter architecture based on delta-sigma modulation", *IEEE MTT-S Int. Dig.* June 2003.
- [68] J. H. Chen, H. S. Yang, Y. J. Chen, "A multilevel pulse modulated polar transmitter using pulsewidth modulation", *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, Vol. 20, No. 5. May 2010.
- [69] B. Rembold B., O. Koch, "CLIER, combination of LINC and EER method", *Electronics Letters*, Vol. 42 No. 16, Ag. 2006.
- [70] B. Rembold, "Effiziente Leistungsverstärkungsbreitbandiger HF Signale", Patent application 10 2006 006 875.0 DPMA 15.02.2006.
- [71] F. H. Raab, "Split-band modulator for Kahn-technique transmitters", *IEEE MTT-S Int. Dig.*, Vo. 2, pp. 887–890. 6-11 Jun., 2004.
- [72] S. Gao, A. Sambell, T. Korolkiewicz, "The Development of Integrated Antennas for LINC Transmitters", *5th European Personal Mobile Communications Conference (Conf. Publ. No. 492)*, pp. 11-15. 22-25 Ap., 2003.
- [73] S. Gao, A. Sambell, T. Korolkiewicz, D. Smith, "Slot-Coupled Integrated Antenna for LINC Transmitters", *Twelfth International Conference on Antennas and Propagation (ICAP 2003)*, (Conf. Publ. No. 491), Vol. 1, pp. 241-244. Mar.-Ap., 2003.

- [74] S. Gao, P. Gardner and S.T. Chiw, "Integrated antenna for LINC systems", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, 33 (2). 2002, pp. 93-95.
- [75] S. Gao, P. Gardner, "Novel integrated antenna for LINC power amplifiers", *Proc. 2002 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, USA, 2002, pp. 508-511.
- [76] S. Gao, P. Gardner, "Compact harmonics-suppressed integrated antenna for LINC transmitters", *Proc. 2002 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, USA, 2002, pp. 280-283.
- [77] S. Gao, P. Gardner, S.T. Chiw, "Broadband integrated antenna for LINC systems", *Proc. 2002 International Union of Radio Science (URSI) General Assembly*, Maastricht, Netherlands, Aug. 17-24, 2002.
- [78] S.T. Chiw, P. Gardner, "Stacked Common Mode Power Combining Patch Antenna for LINC Transmitter", 33rd European Microwave Conference, pp. 691-694, Munich, Ger. Oct, 2006.
- [79] S.T. Chiw, P. Gardner, S. Gao, "Compact power-combining patch antenna", *Electronics Letters*. Vol. 38, No. 23, Nov. 2002.
- [80] A. Mohamed, F. Ghannouchi, "A Modified LINC Amplification System for Wireless Transceivers", *IEEE 64th Vehicular Technology Conference, (VTC-2006 Fall.)*, pp. 1-3, Montreal, Que., Canada. 25-28 Sept., 2006.
- [81] A. Mohamed, F. Ghannouchi, "ACPR Performance Study for Modified LINC Amplifier", *13th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS '06)*, pp. 435 – 438, Nice. 10-13 Dec., 2006.
- [82] M. Helaoui and F. M. Ghannouchi, "Linearization of Power Amplifiers Using the Reverse MM-LINC Technique", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, January 2010, Vol. 57, No. 1.
- [83] M. Helaoui, S. Boumaiza, A. Ghazel, and F. M. Ghannouchi, "Digital compensation of branches imbalance effects in LINC transmitters", *Proc. 16th IEEE Int. Conf. Microelectron.*, Dec. 2004.

- [84] M. Helaoui, S. Boumaiza, and F. M. Ghannouchi, "On the dynamic range improvement and robustness against branch imbalance of mode-multiplexing LINC amplifiers", *Proc. IEEE Eur. Microw. Conf.*, Oct. 2007.
- [85] S. Roy, "Energy Logic for Telecommunications," White Paper, Emerson Network Power, Sept. 2008.
- [86] Cripps, S. C., *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*, Norwood, MA: Artech House, 2002.
- [87] 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.
- [88] R. Peña, "Diseño de un Amplificador Conmutado Clase-E a la Frecuencia de 2 GHz", Proyecto fin de Carrera, Universidad de Cantabria, Jul. 2003.
- [89] B. Bedia, "Optimización del Compromiso Linealidad-Eficiencia en Transmisores Polares", Proyecto fin de Carrera, Universidad de Cantabria, Jul. 2008.
- [90] Sokal, N. O., "RF Power Amplifiers, Classes A through S, et seq.", *Proc. Wireless and Microwave Technology '97*, Chantilly, VA, 1997.
- [91] M. Kazimierczuk, "RF Power Amplifiers", Wiley, 1 ed., Nov. 2008.
- [92] S. Wood, P. Smith, W. Pribble, R. Pengelly, Cree, Inc., and J. Crescenzi, "High Efficiency, High Linearity GaN HEMT Amplifiers for WiMAX Applications", *Central Coast Microwave Design High Frequency Copyright © 2006 Summit Technical*, pp 1-9, May 2006.
- [93] H. Statz, P. Newman, W. Smith, R. A. Pucel, H. A. Haus, "GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-34, no. 2, Feb. 1987.
- [94] C. Fager, J. C. Pedro, N. Borges de Carvalho, H. Zirath, "Prediction of IMD in LDMOS Transistor Amplifiers Using a New Large-Signal Model", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 12, Dec. 2002.
- [95] P. M. Da Silva Cabral, "Modelación no-lineal de transistores de potencia para RF y microondas", Universidad de Aveiro Departamento de Electrónica, Telecomunicaciones e Informática, Capítulo 2, pp. 42-51, 2006.

- [96] R. Torres, “Modelado No Lineal de Transistores HEMT de Nitruro de Galio (GaN) para amplificadores en modo conmutado”, Proyecto fin de Master, Universidad de Cantabria, Julio 2009.
- [97] J. V. Terán, “Diseño de un Amplificador de potencia clase F⁻¹ en la banda de 760-830 MHz”, Proyecto fin de Carrera, Universidad de Cantabria, Oct. 2009.
- [98] R. Merlín, “Diseño de un Amplificador Clase-E Usando GaN HEMT”, Proyecto fin de Carrera, Universidad de Cantabria, Mayo 2007.
- [99] J. Hoversten, “Efficient and Linear Microwave Transmitters for High Peak-to-Average Ratio Signals”, PhD Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Colorado, May 2010.
- [100] www.agilent.com
- [101] S. Crespo, “Diseño de un amplificador clase E mediante topología de parámetros concentrados de alta Q”, Proyecto fin de Carrera, Universidad de Cantabria, Oct. 2009.
- [102] L. Rizo, S. Crespo, M. de las N. Ruiz, J. A. García, “Amplificador Clase J en UHF a GaN HEMT con PAE superior a 80%”, XXVI Simposium Nacional, Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2010, Leganés, Madrid, España.
- [103] J. A. García, L. Cabria, R. Marante, M. N. Ruiz, “Informe Proyecto Manga”, Universidad de Cantabria, Feb. 2011.
- [104] R. Marante, J. A. García, L. Cabria, L. Rizo, M. N. Ruiz, “Frequency Down-Converter With Vector Control Capability for Receiving Phase Array Applications”, Microwave and Optical Technology Letters. Vol. 54, No. 6, Jun. 2012.
- [105] www.atceramics.com/pdf/100a.pdf
- [106] [www.atceramics.com/pdf/100b\(1\).pdf](http://www.atceramics.com/pdf/100b(1).pdf)
- [107] www.coilcraft.com/smspring.cfm
- [108] A. Maimir, Y. Moner, “Diseño de un amplificador clase E para la implementación de un transmisor LINC a 960 MHz”, Tesis en opción al grado de Ingeniero en Telecomunicaciones y Electrónica, Dpto. de Telecomunicaciones y Telemática, CUJAE. La Habana. Febrero, 2010.

- [109] Y. Qin, S. Gan, P. Butterworth, E. Korolkiewicz, A. Samball, "Improved design technique of a broadband class-E power amplifier at 2 GHz", *IEEE European Microwave Conf.*, Oct. 2005.
- [110] R. Negra, W. Bachtold; "Lumped-Element Load-Network Design for Class-E Power Amplifiers", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.54, no. 6, Jun. 2006.
- [111] N. Kumar, C. Prakash, A. Grebennikov, A. Mediano, "High-Efficiency Broadband Parallel-Circuit Class E RF Power Amplifier with Reactance-Compensation Technique", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.56, no. 3, Mar. 2008.
- [112] Ahmed Al Tanany, Ahmed Sayed, Georg Boeck, "Broadband GaN Switch Mode Class E Power Amplifier for UHF Applications", *2009 IEEE MTT-S Int-Microwave Symp.*, pp. 761-764, Jun. 2009.
- [113] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed., Springer: NY, 2001.
- [114] W. Narisi, P. Xinli, V. Yousefzadeh, D. Maksimivoc, S. Pajic, Z. Popovic, "Linearity of X-band Class-E Power Amplifiers in EER Operation", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 53, no. 3, pp. 1096-1102, March 2005.
- [115] D. F. Kimball, J. Jinho, H. Shin, P. Draxler, S. Lanfranco, W. Nagy, K. Linthicum, L. E. Larson, P. M. Asbeck, "High-Efficiency Envelope-Tracking W-CDMA Base-Station Amplifier Using GaN HEMTs", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 54, no. 11, pp. 3848-3856, Nov. 2006.
- [116] M. Rodríguez, P. Fernández-Miaja, A. Rodríguez, J. Sebastian, "A Multiple-Input Digitally Controlled Buck Converter for Envelope Tracking Applications in Radiofrequency Power Amplifiers", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 25, no. 2, pp. 369-381, Feb. 2010.
- [117] M. Vasic, O. García, J. A. Oliver, P. Alou, D. Díaz, J. A. Cobos, "Multilevel Power Supply for High Efficiency RF Amplifiers", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 25, no. 4, pp. 1078-1089, April 2010.
- [118] M. K. Kazimierzuc, J. Jozwic, "Class E2 Narrow-Band Resonant DC/DC Converters", *IEEE Trans. Inst. and Meas.*, vol. 38, no. 6, pp. 1064-1068, Dec. 1989.

- [119] D. J. Perreault, H. Jingying, J. M. Rivas, H. Yehui, O. Leitermann, R. C. N. Pilawa-Podgurski, A. Sagneri, 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.
- [120] T. B. Mader, Z. B. Popovic, "The Transmission-Line High-Efficiency Class-E Amplifier", *IEEE Microwave and Guided Wave Let.*, vol. 5, no. 9, pp. 290-292, Sept. 1995.
- [121] L. Rizo, F. Gandarillas, J. A. García, L. Cabria, F. R. Marante, "Detección de Alto Nivel Mediante Topologías Amplificadoras de Alta Eficiencia", *15 Convención Científica de Ingeniería y Arquitectura (CCIA)*, La Habana, Cuba, Nov.-Dic. 2010.
- [122] R. Marante, M. N. Ruiz, L. Rizo, L. Cabria, J. A. García, "A UHF Class E² DC/DC Converter using power HEMTs", *International Microwave Symposium (IMS)*, Montreal, Canadá, Jul. 2012.
- [123] R. Marante, M. N. Ruiz, L. Cabria, J. A. García, L. Rizo, "Convertidor DC/DC Resonante Clase E² en UHF sobre tecnología HEMT de potencia", *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, Guimarães, Portugal, Jul. 2012.
- [124] L. G. Van Atta, "Electromagnetic Reflector," *U. S. Patent No. 2, 908,002*, October 6, 1959.
- [125] C. Y. Pon, "Retrodirective Array using the Heterodyne Technique," *IEEE Trans. Antennas and Prop.*, vol. AP-12, no. 2, pp. 176-180, March 1964.
- [126] L. D. Didomenico, G. M. Rebeiz, "Digital communications using self-phased array", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 49, no. 4, part I, pp. 677-684, April 2001.
- [127] K. M. K. H. Leong, Y. Wang, T. Itoh, "A Full Duplex Capable Retrodirective Array System for High-speed Beam Tracking and Pointing Applications", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 52, no. 5, pp. 1479-1489, May 2004.
- [128] K. M. K. H. Leong and T. Itoh, "Mutually Exclusive Data Encoding for Realization of a Full Duplexing Self-Steering Wireless Link Using a Retrodirective

Array Transceiver,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3687-3696, Dec. 2004.

[129] L. Cabria and J. A. García, “A PHEMT-based Phase Conjugator for Full-Duplex Retrodirective Arrays,” *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, vol. 5, no. 18, pp. 368-370, May 2008.

[130] 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 and Tech.*, Vol. 54, No. 1, pp. 128-134, Jan. 2006.

[131] R. T. Iwami, A. Zamora, T. F. Chun, M. K. Watanabe, and W. Shiroma, “A Retrodirective Null-Scanning Array”, *2010 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Anaheim, CA, May 2010, pp. 81-84.

[132] 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.

[133] 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. Dig.*, Anaheim, CA, May 2010, pp. 77-80.

[134] J. A. García, L. Cabria, R. Marante, L. Rizo and A. Mediavilla, “An Unbiased Dual-mode Mixing Antenna for Wireless Transponders,” *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. PIER 102, pp. 1-14, 2010.

[135] Aballo, O. T, “Control del Comportamiento No Lineal de los Dispositivos Orientado al Diseño de Aplicaciones Inalámbricas”, Tesis Doctoral, Universidad de Cantabria, Mayo 2011.

[136] S. A. Maas, “The RF and microwave circuit design cookbook”, pp. 236-238, Artech House, 1998.

[137] J. A. García, J. C. Pedro, M. L. de la Fuente, N. Borges, A. Mediavilla, and A. Tazón, “Resistive FET mixer conversión loss and IMD optimization by selective drain bias”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no.12, Dec. 1999.

[138] L. Rizo, L. Cabria, J. A. García, F. R. Marante, “Implementación de un Transmisor LINC con Reciclado Remoto de la Potencia”, *VIII Congreso*

Internacional sobre Innovación y Desarrollo Tecnológico (CIINDET), Cuernavaca Morelos, México, Nov. 2010.

Artículos relacionados directamente con este trabajo

- L. Rizo, “Transmisor polar. Estudio de las no idealidades para su uso en transmisores inalámbricos de alta eficiencia y linealidad”, *XIV Semana Tecnológica de FORDES*, La Habana, Cuba, 2009.
- J. A. García, L. Cabria, M. de las N. Ruiz, L. Rizo, R. Marante, “Transmisor Polar Clase E³ en UHF sobre Tecnología HEMT de potencia”, *XXVI Simposium Nacional, Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2010*, Leganés, Madrid, España.
- L. Rizo, S. Crespo, M. de las N. Ruiz, J. A. García, “Amplificador Clase J en UHF a HEMT de potencia con PAE superior a 80%”, *XXVI Simposium Nacional, Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2010*, Leganés, Madrid, España.
- R. Marante, J. A. García, L. Cabria, L. Rizo, M. N. Ruiz, “Frequency Down-Converter With Vector Control Capability for Receiving Phase Array Applications”, *Microwave and Optical Technology Letters*. Vol. 54, No. 6, Jun. 2012.
- J. A. García, L. Cabria, R. Marante, L. Rizo and A. Mediavilla, “An Unbiased Dual-mode Mixing Antenna for Wireless Transponders,” *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. PIER 102, pp. 1-14, 2010.
- R. Marante, L. Rizo, L. Cabria, J. A. García, A. Mediavilla, “A Phase Conjugating Array for Spectrally Efficient Wireless Signal Retransmission”, *4ta Conferencia Europea de Antenas y Propagación, EuCAP'2010*, Barcelona, España, Abril 2010.
- L. Rizo, L. Cabria, J. A. García, F. R. Marante, “Implementación de un Transmisor LINC con Reciclado Remoto de la Potencia”, *VIII Congreso Internacional sobre Innovación y Desarrollo Tecnológico (CIINDET)*, Cuernavaca Morelos, México, Nov. 2010.
- L. Rizo, F. Gandarillas, J. A. García, L. Cabria, F. R. Marante, “Detección de Alto Nivel Mediante Topologías Amplificadoras de Alta Eficiencia”, *15*

Convención Científica de Ingeniería y Arquitectura (CCIA), La Habana, Cuba, Nov.-Dic. 2010.

- R. Marante, M. N. Ruiz, L. Rizo, L. Cabria, J. A. García, “A UHF Class E² DC/DC Converter using power HEMTs”, *International Microwave Symposium (IMS)*, Montreal, Canadá, Jul. 2012.
- R. Marante, M. N. Ruiz, L. Cabria, J. A. García, L. Rizo, “Convertidor DC/DC Resonante Clase E² en UHF sobre tecnología HEMT de potencia”, *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, Guimarães, Portugal, Jul. 2012.
- E. Gómez, I. Rodríguez, L. Rizo, R. García, F. R. Marante, “Estudio de la variación de diferentes parámetros en antenas de microcinta AAPC”, *15 Convención Científica de Ingeniería y Arquitectura (CCIA)*, La Habana, Cuba, Nov.-Dic. 2010.

Otras presentaciones

- L. Rizo, “Linearity vs Efficiency Trade-Off on Polar Transmitters”, *International Travelling Summer School (ITSS)*, Roma, Italia, Jul. 2009.
- L. Rizo, “Implementation of a LINC Transmitter based on Class E Power Amplifiers”, *International Travelling Summer School (ITSS)*, Metz, Francia, Jul. 2010.

Artículos afines

- R. Marante, L. Rizo, L. Cabria, J. A. García and A. Mediavilla, “Conversor de Frecuencia con Control Vectorial para Aplicaciones de Conformado de Haz en Agrupaciones de Antenas en Recepción,” *XXIII Simposium de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2009*, Cantabria, España. Sept. 2009.
- L. M. Fuentes, F. R. Marante, L. Rizo, “Un nuevo enfoque para el cálculo de la probabilidad de cobertura radioeléctrica en sistemas móviles”, *XIV Convención y Feria Internacional Informática 2011*, La Habana, Cuba, Feb. 2011.