

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**TRANSMISOR OUTPHASING CON
AMPLIFICADORES CLASE E MODO
PARALELO**

**(Outphasing Transmitter with Parallel Class E
Amplifiers)**

Para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Adán Luis Benito Temprano

Junio - 2015



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Adán Luis Benito Temprano
Director del PFC: José Angel García García
Título: “Transmisor Outphasing con Amplificadores Clase E Modo Paralelo”
Title: “Outphasing Transmitter with Parallel Class E Amplifiers”

Presentado a examen el día: 22/06/2015

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre):	Tazón Puente, Antonio
Secretario (Apellidos, Nombre):	García García, José Angel
Vocal (Apellidos, Nombre):	Fernández Ibáñez, Tomás

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFC
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera N°
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos

Antes de nada me gustaría dar las gracias a José Angel García, mi director de Proyecto, por darme la oportunidad de trabajar en estrecho contacto con el estado del arte de la electrónica de potencia, por su constante atención y por los inestimables conocimientos transmitidos durante este tiempo.

Gracias también a Nieves, por todas las horas dedicadas en el laboratorio, por su paciencia y ánimo y por compartir su saber y destreza conmigo.

Además, quiero dar las gracias a Jacobo, por todos sus consejos en lo relativo a la redacción de este Proyecto, incluyendo las lecciones de L^AT_EX. Por su amistad, compañerismo y los cafés de media mañana, que han hecho de estos años de carrera un camino mucho más llevadero.

Por otra parte, quiero agradecer a Gala toda su comprensión y soporte, las incontables horas de trabajo y estudio que ha pasado a mi lado, que jamás seré capaz de compensar, y su temple infinito frente a mis quejas o llamadas de desahogo a las tantas de la noche.

Por último, siempre estaré agradecido a mi familia, por depositar su confianza en mí todos estos años pese a que no siempre ha sido merecida, por brindarme la ocasión de avanzar en mis estudios, guiándome en este trayecto que aún está por terminar. Porque sé que en muchos momentos se han desesperado más de lo que yo lo he hecho pero aún así me han ayudado a continuar.

“My favorite programming language is solder”

– *Bob Pease*

Resumen

En los últimos tiempos, el esquema *outphasing* se ha constituido como una alternativa atractiva para la transmisión inalámbrica de formatos de modulación complejos, el caso de WCDMA y LTE, de cara a satisfacer los estrictos requisitos de linealidad impuestos por dichos estándares sin deteriorar necesariamente su eficiencia en el uso de la potencia. Resultados recientes en la introducción de amplificadores clase E, en particular en modo paralelo, así como en su implementación con transistores HEMTs de Nitruro de Galio (GaN), han permitido alcanzar prestaciones por encima de las ofrecidas por otras arquitecturas alternativas.

En este proyecto se propone como objetivo la implementación del cabezal de RF de un transmisor *outphasing* en UHF, integrando dos amplificadores clase E modo paralelo de gran ancho de banda con un combinador reactivo muy simple. Partiendo de acciones de caracterización sobre los dispositivos GaN HEMTs seleccionados, del fabricante líder del sector, se procederá a la estimación de las condiciones óptimas de terminación en drenador y a la síntesis de las redes de terminación y polarización apropiadas. Se implementarán entonces dos amplificadores en dicho modo, capaces de ofrecer una eficiencia cercana al 80 % en una banda desde 630 a 890 MHz.

Se caracterizarán dichos amplificadores bajo distintas condiciones de carga y se ajustará un combinador Chireix óptimo, que permita su integración en el esquema *outphasing* deseado. Se procederá a su medida bajo excitaciones de onda continua en distintos valores de frecuencia, y se seleccionará una estrategia pura o de tipo híbrido para conseguir transmitir una señal de envolvente variable con una relación potencia pico a potencia promedio elevada. Se verificará la satisfacción de los requisitos de linealidad, ayudados por técnicas de predistorsión digital, con unos objetivos para la eficiencia promedio superiores al 50 %.

Índice general

Agradecimientos	I
Resumen	III
Índice general	IV
Índice de figuras	VII
Índice de tablas	X
1 Introducción	1
1.1 Estado del Arte	1
1.2 Objetivos del Proyecto	2
1.3 Estructura de la Memoria	2
2 Arquitecturas y Técnicas Emergentes en Transmisores de Radiofrecuencia	4
2.1 Motivaciones para el desarrollo de nuevas técnicas de mejora de la eficiencia	4
2.2 Limitaciones de las Arquitecturas Convencionales	4
2.3 Técnicas de Linealización	6
2.4 El Transmisor Polar	7
2.4.1 No-idealidades del Transmisor Polar	8
2.5 Técnicas de Seguimiento de la Envolvente (<i>Envelope Tracking</i>)	8
2.5.1 Predistorsión Digital en ET y Linealización IsoGain	9
2.5.2 Seguimiento de la Envolvente Mediante Polarización Variable en Puerta	9
2.5.3 Seguimiento de la Envolvente Mediante Polarización Variable en Drenador	9
2.6 Técnicas de Modulación de la Impedancia de Carga	10
2.6.1 El Amplificador Doherty	10
2.6.2 El Amplificador Outphasing	11
3 Fundamentos de los Amplificadores Conmutados Clase E Paralelo	13
3.1 Eficiencia	13

3.2	Linealidad	14
3.3	Comportamiento No Lineal del Amplificador	16
3.4	Modos y clases de amplificación	17
3.4.1	Modo Fuente de Corriente Dependiente	17
3.4.2	Modo Conmutado	19
3.5	Análisis de Funcionamiento del Amplificador Clase E Original	21
3.5.1	Pérdidas de conmutación	23
3.5.2	Conmutación a tensión cero (ZVS) y a derivada de la tensión cero (ZDS)	24
3.5.3	Análisis de estados y formas de onda del amplificador clase E	26
3.5.4	Análisis de DC del amplificador clase E	27
3.5.5	Análisis en frecuencia (de 1 ^{er} orden) del amplificador clase E	28
3.5.6	Diseño de la red de carga	29
3.5.7	Limitaciones de diseño	31
3.6	Modelo Generalizado del Amplificador Clase E	31
3.6.1	Análisis de Funcionamiento del Amplificador Clase E Generalizado	33
3.7	El Amplificador Clase E Paralelo	35
3.7.1	Parámetros de la red de carga	36
3.7.2	Parámetros de operación	37
4	Fundamentos del Transmisor Outphasing	38
4.1	Modulación Outphasing	39
4.2	Eficiencia del Transmisor Outphasing	40
4.3	El Elemento Combinador	41
4.4	El Combinador Chireix	43
4.5	Diferencias entre el Transmisor Chireix y la Arquitectura Doherty	44
5	Diseño e Implementación del Amplificador Clase E Para- lelo de Banda Ancha	46
5.1	Modelo del Transistor: elección y verificación	46
5.2	Simulación del Amplificador	48
5.2.1	Simulación Load-Pull	51
5.3	Implementación y caracterización del Amplificador	53
5.3.1	Diseño de la red de salida	53
5.3.2	Diseño de la red de entrada	55
5.4	Estudio de los Efectos de la Variación de la Impedancia de Carga en el Amplificador	58
6	Diseño e Implementación del Transmisor Outphasing . . .	62
6.1	Selección e Implementación de la Arquitectura del Combinador	62
6.2	Caracterización Estática del Transmisor Outphasing	66
6.3	Modo Híbrido: ET con Ganancia Constante	70

6.4 Caracterización Dinámica del Transmisor con Señales Reales	71
7 Conclusiones y líneas futuras	74
Referencias	76
A Contribución URSI 2015	79

Índice de figuras

2.1	Esquema simplificado de un transmisor Cartesiano.	5
2.2	Esquema simplificado de una de las posibles alternativas para la implementación de un transmisor Polar.	7
2.3	Esquema simplificado de un amplificador Doherty.	10
2.4	Esquema de funcionamiento de un amplificador Doherty (la potencia está representada en escala lineal).	11
3.1	Ganancia de compresión (a) y variación de fase (b) frente a potencia de entrada en un amplificador saturado.	15
3.2	Función de transferencia característica de un transistor FET. La línea discontinua representa los efectos “débilmente” no-lineales mientras que la sólida representa los “fuertemente” no-lineales.	16
3.3	Curvas características de un transistor FET.	18
3.4	Circuito Clase E original.	22
3.5	Circuito Clase E de alta eficiencia modelado como conmutador.	23
3.6	Formas de onda normalizadas para la corriente en la carga (a), y tensión (b) y corriente (c) de colector de un amplificador clase E original.	25
3.7	Red de carga del amplificador clase E original.	30
3.8	Circuitos equivalentes para la generalización de amplificadores clase E.	32
3.9	Circuitos equivalentes del amplificador clase E paralelo.	35
3.10	Formas de onda normalizadas para la corriente en la carga (a), tensión (b) y corriente (c) de un amplificador clase E paralelo.	36
4.1	Esquema de un amplificador <i>outphasing</i> genérico.	38
4.2	Representación en fasores del esquema de modulación <i>outphasing</i>	39
4.3	Representación de un combinador Chireix entendiendo los amplificadores como fuentes de tensión (a) o de corriente (b).	43
4.4	Representación de un combinador Chireix con elementos de compensación.	43
4.5	Eficiencia en función de la salida para distintas arquitecturas de transmisión [3].	45

5.1	Modelo del transistor empleado en la simulación.	47
5.2	Ecuaciones para el cálculo de parámetros del transistor CGH35030.	48
5.3	Ecuaciones de diseño del amplificador clase E paralelo.	49
5.4	Parámetro S_{11} de la bobina de polarización en drenador ideal.	50
5.5	Esquemático de AWR empleado en simulación con bobina de polarización L_b	50
5.6	Esquemático de AWR empleado en simulación con bobina de polarización ideal y terminación a 2^o y $3er$ armónico de la bobina de polarización.	51
5.7	Representación de las formas de tensión y corriente de colector del amplificador para dos periodos de funcionamiento.	51
5.8	Eficiencia de drenador y potencia de salida idealizados para ambos esquemas del amplificador empleados en simulación.	52
5.9	Representación de los círculos de eficiencia y potencia de salida barriendo la impedancia en la vía de RF (resistencia de carga), junto a la R_{opt} del amplificador.	53
5.10	Esquema del amplificador clase E paralelo implementado.	54
5.11	Parámetros S_{11} medidos para bobina de polarización de $5nH$ (a) y $8nH$ (b) en serie con un condensador a masa de $24 pF$	54
5.12	Perfiles de eficiencia y potencia de salida frente a frecuencia del amplificador clase E para $L_b = 5 nF$ y $L_b = 8 nF$ medidos a $V_{GS} = -3,8 V$ y $V_{DS} = 28 V$	55
5.13	Perfiles de PAE y potencia de salida frente a frecuencia del amplificador clase E para $L_b = 5 nF$ y $L_b = 8 nF$ medidos a $V_{GS} = -3,8 V$ y $V_{DS} = 28 V$	56
5.14	Fotografía del prototipo soldado en placa para el amplificador paralelo clase E.	57
5.15	Perfiles de eficiencia y PAE frente a frecuencia del amplificador clase E medidos a $V_{GS} = -3,3 V$ y $V_{DS} = 28 V$	58
5.16	Perfil de potencia de salida frente a frecuencia del amplificador clase E medidos a $V_{GS} = -3,3 V$ y $V_{DS} = 28 V$	58
5.17	Esquemático del transformación de impedancia empleado para la variación de la impedancia de carga. Z_L representa la impedancia de carga vista por el amplificador.	59
5.18	Potencia de salida frente a potencia de entrada para tensiones de polarización en puerta de $-3,3 V$ (a) y $-2,3 V$ (b).	60
5.19	Ganancia frente a potencia de entrada para tensiones de polarización en puerta de $-3,3 V$ (a) y $-2,3 V$ (b).	60
5.20	Eficiencia frente a potencia de entrada para tensiones de polarización en puerta de $-3,3 V$ (a) y $-2,3 V$ (b).	61
5.21	Eficiencia de potencia añadida frente a potencia de entrada para tensiones de polarización en puerta de $-3,3 V$ (a) y $-2,3 V$ (b).	61
6.1	Esquema del transmisor <i>outphasing</i> implementado.	63

6.2	Círculos de P_{out} y eficiencia simulados barriendo la impedancia completa de drenador. Se ha superpuesto la trayectoria ideal de modulación de carga así como las debidas al combinador Chireix	64
6.3	Parámetros [S] de la red de combinación Chireix medida junto a la red de salida de RF, frente a lo obtenido en simulación	64
6.4	Prototipo realizado para el transmisor outphasing, incluyendo dos amplificadores clase E y el combinador Chireix diseñado (enmarcado en rojo en la fotografía).	65
6.5	Diagrama de preamplificación empleado para la generación de señales de RF para la caracterización del <i>outphasing</i>	66
6.6	Perfiles de eficiencia, PAE y P_{out} frente a <i>outphasing</i> para $V_{GS} = -3,3 \text{ V}$ (a) y $V_{GS} = -2,3 \text{ V}$ (b).	68
6.7	Perfiles de eficiencia y PAE frente a <i>back-off</i> de potencia para $V_{GS} = -3,3 \text{ V}$ (a) y $V_{GS} = -2,3 \text{ V}$ (b).	69
6.8	Contornos de eficiencia y ganancia del <i>outphasing</i> frente a potencia de entrada y desfase entre ramas.	70
6.9	Captura del analizador de espectros de la señal WCDMA recuperada a la salida del transmisor.	72
6.10	Señal original enviada frente a la recuperada.	73

Índice de tablas

5.1	Valores óptimos de diseño del amplificador clase E paralelo.	49
5.2	Valores empleados en la implementación del amplificador clase E paralelo.	57
5.3	Valores empleados en las redes de transformación de impedancia.	59
6.1	Valores empleados en la implementación del combinador Chireix.	63
6.2	Valores de ACPR para los canales adyacente y alterno obtenidos para una señal WCDMA de $\text{PAPR} = 5,1 \text{ dB}$	71
6.3	Valores de ACPR para los canales adyacente y alterno obtenidos para una señal WCDMA de $\text{PAPR} = 8,4 \text{ dB}$	72
6.4	Valores de ACPR en los canales adyacente y alterno, eficiencia y potencia media de salida, obtenidos para distintas frecuencias entorno a f_0 con la codificación de envolvente de una señal WCDMA con $\text{PAPR} = 8,4 \text{ dB}$	73

Capítulo 1

Introducción

1.1. Estado del Arte

En los últimos años, las tecnologías de la información y la comunicación (TIC) han pasado a tomar un papel indispensable en el devenir de la sociedad. Tanto es así que se estima que en el periodo que abarca los años 2014 a 2019, el tráfico global de datos móviles se multiplique por 10, llegando a alcanzar los 24 Exabytes mensuales y existan 11500 millones de terminales móviles conectados a la red [1] Esta expansión se encuentra fuertemente vinculada al crecimiento exponencial en el número de conexiones móviles a Internet.

En base a dicha evolución, la industria tecnológica se está viendo obligada a satisfacer las cada vez más exigentes demandas del usuario, ofreciendo mejoras en la calidad del grado de servicio a costa de un aumento significativo del consumo energético. Los nuevos estándares de transmisión inalámbrica, sin embargo, se han desarrollado para satisfacer las recientes prestaciones y requisitos de transmisión, pero sin tener en cuenta el rendimiento energético. Por este motivo se ha levantado una alarma en el sector de las TIC, no solo por los costos asociados a dicho consumo, sino por el impacto medioambiental que supone.

El papel que juega el amplificador de potencia dentro de un sistema de transmisión inalámbrica es fundamental en lo que respecta al rendimiento energético. Además de tratarse del componente con mayor consumo intrínseco de potencia, su comportamiento definirá en gran medida el cumplimiento de los requerimientos de linealidad del estándar empleado en la transmisión. Esta situación define por tanto un compromiso entre *eficiencia* y *linealidad* cuyo estudio siempre ha sido clave para el desarrollo de las comunicaciones, ya sea de cara a reducir el coste, mitigar el riesgo ambiental o incrementar la autonomía de un dispositivo.

La aparición de nuevas arquitecturas de transmisión y la elaboración de dispositivos activos cada vez más compactos y con mejores características, parecen plantear soluciones determinantes a este desafío. Resulta por lo tanto indispensable el dedicar un esfuerzo conjunto a la investigación y perfeccionamiento de estas técnicas.

1.2. Objetivos del Proyecto

El objetivo principal de este proyecto recae en el estudio e implementación de un cabezal *Outphasing* de comunicaciones UHF basado en amplificadores de alta eficiencia clase E modo paralelo.

Asociadas a este propósito se desarrollarán múltiples tareas con el fin de obtener una comprensión íntegra del proceso de diseño e implementación y de alcanzar unas prestaciones competitivas. Estas son:

- Análisis del estado vigente de las tecnologías de transmisión inalámbrica así como una exposición y estudio de arquitecturas y técnicas emergentes
- Planteamiento de unos modelos y ecuaciones de diseño para la implementación de amplificadores clase E en modo paralelo, así como para la aplicación de los mismos en el contexto del transmisor *outphasing*.
- Planteamiento de técnicas de combinación para el aprovechamiento de este tipo de amplificadores en el esquema *outphasing* con el objetivo de maximizar linealidad, eficiencia y ancho de banda.
- Verificación del diseño mediante simulaciones en el entorno AWR Microwave Office y a través de la realización de prototipos y su posterior evaluación en el laboratorio haciendo uso de los sistemas de medida disponibles.
- Aplicación de métodos de mejora del rendimiento del transmisor mediante estrategias que permitan superar las limitaciones intrínsecas a la topología empleada.
- Implementación final del cabezal de comunicaciones y verificación del funcionamiento en un contexto real.

1.3. Estructura de la Memoria

La presente memoria está organizada en siete capítulos los cuales se estructuran de la siguiente forma:

- **Capítulo 1:** Introducción, objetivos del proyecto y estructura de la memoria.
- **Capítulo 2:** Se realizará un estudio de las diferentes arquitecturas de transmisión vigentes así como de sus limitaciones y las diferentes alternativas y técnicas posibles para la mejora de las prestaciones.
- **Capítulo 3:** En este capítulo se describirán las características elementales de un amplificador de potencia y se presentarán las diferentes

clases de amplificación existentes. Seguidamente, se realizará un análisis de funcionamiento de los amplificadores clase E, pasando por el modelo generalizado, hasta concluir con el amplificador clase E paralelo.

- **Capítulo 4:** En este apartado se aborda el funcionamiento de un transmisor *outphasing* en detalle, describiendo el funcionamiento de la técnica Chireix y comparando sus prestaciones con las de un amplificador Doherty.
- **Capítulo 5:** Partiendo de la teoría planteada en el segundo capítulo, se diseña un amplificador clase E paralelo en UHF de banda-ancha y alta eficiencia. Partiendo de simulaciones en el entorno de Microwave Office se procede a implementar dicho amplificador y a realizar un análisis de los efectos de la variación de la impedancia de carga.
- **Capítulo 6:** A raíz de los resultados obtenidos en el capítulo anterior, se diseña un combinador Chireix para la implementación *outphasing*. Empleando dos amplificadores análogos al montado en el apartado anterior y dicho combinador, se realiza una caracterización estática del cabezal *outphasing* al completo. Posteriormente, con el objetivo de mejorar la operación frente a señales de envolvente variable de elevada PAPR, se utilizan los resultados de dicha caracterización para plantear un modo híbrido de seguimiento de la envolvente. Finalmente, mediante técnicas de predistorsión digital para conseguir el modo híbrido, se caracteriza de forma dinámica el transmisor *outphasing* con señales reales WCDMA.
- **Capítulo 7:** En este capítulo se exponen las conclusiones alcanzadas durante la realización del Proyecto, así como diferentes enfoques para la continuación futura de la investigación en la línea planteada en el mismo.

Capítulo 2

Arquitecturas y Técnicas Emergentes en Transmisores de Radiofrecuencia

2.1. Motivaciones para el desarrollo de nuevas técnicas de mejora de la eficiencia

A lo largo de los últimos años, la evolución en el ámbito de las tecnologías de comunicación inalámbrica, ha propiciado el desarrollo de estándares cada vez más diversos y complejos como pueden ser IEEE 802.11x, WIMAX, UMTS, redes móviles ad-hoc o servicios 3G y 4G. Estos nuevos estándares se fundamentan en esquemas de modulación más complicados y en requerimientos más elevados en lo referente a la tasa de transmisión.

En el desarrollo y aplicación de dichos estándares es de vital importancia la incorporación de técnicas de mejora de la eficiencia energética, ya sea con el fin de reducir el consumo en estaciones base o a propiciar una mayor autonomía en los terminales móviles. Ahora bien, dichos formatos, al emplear modulaciones multiportadora o multinivel de alta eficiencia espectral, implican valores elevados de PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) manteniendo unas condiciones estrictas de linealidad [2].

2.2. Limitaciones de las Arquitecturas Convencionales

Los requerimientos en frecuencia de los sistemas de radiocomunicaciones implican a menudo la utilización de sistemas de transmisión paso banda. Una de las representaciones de señales paso banda más extendida quizás sea la descomposición en componentes de fase y cuadratura (descomposición cartesiana). El transmisor cartesiano o IQ, emplea esta técnica de descom-

posición para la modulación y transmisión. En un esquema IQ típico (ver figura 2.1) las componentes en fase y cuadratura de la señal a transmitir se modulan con las componentes cartesianas de la portadora respectivamente. Posteriormente, ambas se combinan para ser procesadas por un amplificador de potencia. La señal de salida resultante queda representada por la siguiente expresión:

$$x(t) = x_I(t) \cos(\omega t) - x_Q(t) \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

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

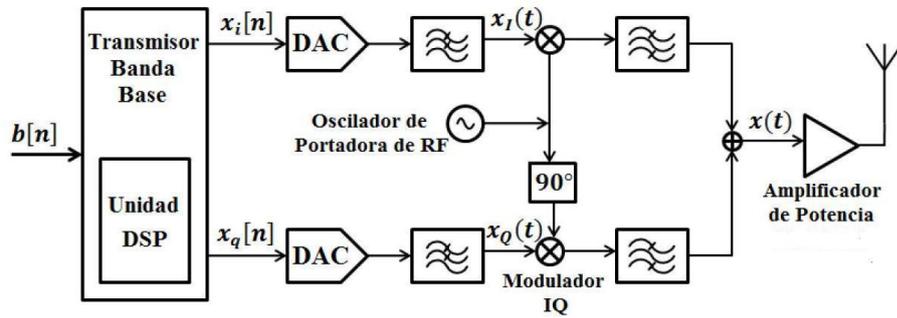


Figura 2.1: Esquema simplificado de un transmisor Cartesiano.

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

Con el objetivo de mejorar dichos requerimientos se han estado desarrollando nuevas técnicas y soluciones para trabajar con amplificadores altamente eficientes en unas condiciones de linealidad óptimas.

Un ejemplo de este tipo de avances queda representado por las diferentes técnicas de linealización existentes, ya sean aquellas que emplean topologías de cancelación (realimentación cartesiana y polar, linealización *feedforward*, predistorsión analógica y digital,...) o las que intentan aprovechar las características del dispositivo (variación del punto de operación o *sweet-spots*). Ahora bien, este conjunto de recursos adolece de un inconveniente fundamental: solo nos permiten obtener unas condiciones de linealidad suficientes lejos del punto de trabajo de máxima eficiencia del amplificador.

Por esta razón han tomado gran importancia en los últimos tiempos otras técnicas de adaptación de polarización o de carga (*envelope tracking*,

EER, transmisores Doherty,...) que intentan ajustar el punto de trabajo del transistor al valor instantáneo de la envolvente, manteniendo así las condiciones ideales para mantener una alta eficiencia.

2.3. Técnicas de Linealización

Existen dos vertientes principales en lo relacionado a la corrección del comportamiento no lineal de amplificadores de potencia: el control a nivel de dispositivo a través del estudio de los efectos de la carga en la entrada y salida del mismo (*source-pull* y *load-pull*) o de los asociados con la variación del punto de polarización de este (*sweet-spot*), y el control a nivel de sistema.

Este último conjunto de técnicas son las que nos permiten mantener en la medida de lo posible las condiciones de operación óptimas del dispositivo. A continuación se describen brevemente las bases de funcionamiento de las que podrían ser más conocidas [3]:

- **Predistorción:** consiste en la inserción de un elemento no lineal en el transmisor precediendo a la etapa de potencia con el objetivo de combinar ambas funciones de transferencia maximizando la linealidad total. La predistorción puede darse tanto en banda base como a nivel de RF. Generalmente, se obtiene una característica de expansión al sustraer una función de transferencia en compresión de la característica lineal.
- **Predistorción digital:** similar a la predistorción analógica, utiliza técnicas de DSP para conformar la función de transferencia deseada. Quizás la más relevante es la técnica de distorsión mediante mapeo ([4] [5]). Esta técnica emplea dos tablas, cada cual función de una componente IQ de la señal de entrada. Requiere por tanto una considerable capacidad de almacenamiento y procesado para la actualización de las tablas.
- **Lazos de realimentación** (cartesianos y polares): este tipo de técnicas, pese a sus prestaciones en banda estrecha, presenta problemas de estabilidad. Consisten básicamente en forzar la salida del sistema a seguir el comportamiento de la entrada. Pueden aplicarse tanto al amplificador de RF como en la modulación (en la envolvente, la fase o las componentes IQ).
- **Linealización *feedforward*:** consiste en la compensación de la distorsión mediante la introducción externa en el amplificador a linealizar de las componentes IMD que este mismo genera. Posteriormente es posible realizar un reajuste entre amplitud y fase mediante técnicas de procesado de señal [2].

2.4. El Transmisor Polar

El transmisor polar, cuya arquitectura básica se muestra en la figura 2.2, se fundamenta en el concepto de eliminación y restauración de la envolvente (EER) propuesto por Kahn en 1952 [6] con la intención de aprovechar las condiciones operación de máxima eficiencia del amplificador de RF.

En el transmisor polar, el modulador I/Q del transmisor cartesiano se sustituye por un modulador AM/PM polar. La representación de la señal pasobanda se realiza en función de las componentes de amplitud y fase (ambas señales paso bajo). Así pues, la señal a la salida queda representada como

$$x(t) = x_{AM}(t) \cos(\omega t + x_{PM}(t)). \quad (2.2)$$

En la figura 2.2 se puede observar como en un principio la portadora se modula únicamente con la componente de fase $x_{PM}(t)$. La señal de envolvente constante puede ser amplificada de forma eficiente por el amplificador de potencia.

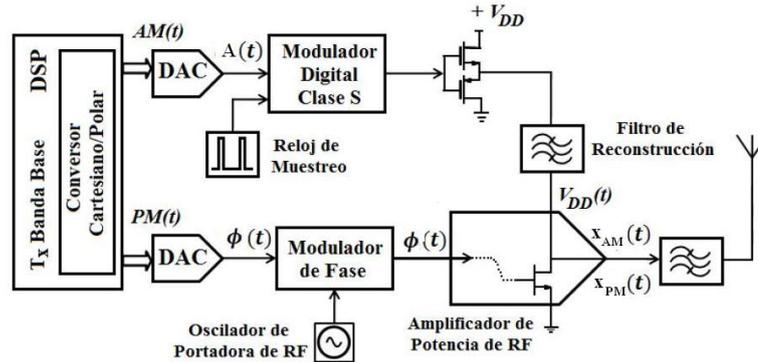


Figura 2.2: Esquema simplificado de una de las posibles alternativas para la implementación de un transmisor Polar.

La componente de amplitud, sin embargo, es procesada en una rama independiente, donde se modula utilizando, por ejemplo, modulación PWM o $\Sigma - \Delta$ (si se sigue un esquema como el de la figura 2.2) para posteriormente ser tratada por un filtro reconstructor. La señal resultante se emplea posteriormente para modular de forma dinámica la polarización en drenador del amplificador de potencia, obteniendo así la codificación en amplitud de la señal de salida.

Desde un punto de vista ideal, este amplificador sería capaz de proporcionar eficiencias del 100 % en condiciones sin distorsión, pero existen una serie de no-idealidades inherentes a la propia arquitectura que limitan su funcionamiento [7].

2.4.1. No-idealidades del Transmisor Polar

A nivel de sistema, aparecen una serie de mecanismos de distorsión lineales (y por tanto, más fáciles de controlar), cuya influencia es significativa. Los más destacados son:

- Demora entre las ramas de AM y PM
- Limitación en ancho de banda del filtro reconstructor en la rama AM

Pese a que ambos fenómenos son procesos lineales, pueden provocar distorsión con características no lineales, ya que, tanto la generación de ambas componentes como la recombinación en el amplificador son procesos no lineales.

Ahora bien, en la etapa de modulación se pueden obtener también mecanismos no lineales de distorsión, como son :

- No linealidades en la característica de modulación de amplitud $V_{DD} - AM$
- No linealidades asociadas a la modulación parásita de fase $V_{DD} - PM$ (provocadas por el denominado fenómeno *feed-through* en el amplificador)

Estos procesos relacionados con la tensión de polarización del amplificador conmutado son intrínsecos al dispositivo y es por tanto muchas veces necesario acudir a técnicas de predistorsión digital o a combinación de técnicas EER/ET para corregirlos [8].

2.5. Técnicas de Seguimiento de la Envolvente (*Envelope Tracking*)

Las técnicas de seguimiento de la envolvente mediante polarización variable (conocidas como *Envelope Tracking* [3]) proporcionan un alternativa muy considerable de cara a obtener un alto grado de eficiencia energética en el proceso de amplificación. Pese a que las eficiencias conseguidas son por lo general más bajas que las obtenidas mediante la técnica de Kahn, estas arquitecturas permiten al amplificador trabajar en modo lineal y son más sencillas a la hora de realizar su implementación.

El *Envelope Tracking* se fundamenta en la variación de la tensión de polarización (de puerta o drenador) del amplificador de potencia para ajustarse al valor de la envolvente de la señal. Las señales actuales de comunicaciones emplean modulaciones digitales complejas cuya envolvente tiene, a menudo, un elevado PAPR. Esto supone que tan solo en ciertos momentos la señal llega a alcanzar los extremos de funcionamiento que limita la polarización del transistor, es decir: durante gran parte de su funcionamiento, el margen dinámico del amplificador quedará desaprovechado. Las técnicas de ET suponen una posible solución a este problema.

2.5.1. Predistorsión Digital en ET y Linealización IsoGain

Un problema fundamental de las técnicas de ET reside en que, cuando se modifica la polarización del amplificador para seguir la envolvente, se modifica la ganancia del mismo. Esta no-linealidad introducida en la ganancia resulta generalmente en la generación de distorsión AM/AM. Este hecho, unido a la aparición de no-linealidades dinámicas en la amplificación de señales con gran ancho de banda (*nonlinear memory effects*), obliga al empleo de técnicas de predistorsión digital para este tipo de amplificadores.

Otra alternativa para minimizar dicha distorsión AM/AM consiste en “forzar” al amplificador a seguir una trayectoria de ganancia constante mediante dicha variación de la polarización. De esta forma, pese a que obligamos al amplificador a trabajar en compresión en gran parte del ciclo de la envolvente, se puede conseguir en parte una linealización del propio amplificador. Este proceso se denomina IsoGain [9] [10]. El único problema que puede introducir este tipo de linealización es una pequeña pérdida de eficiencia, lo que nos devuelve al ya mencionado compromiso linealidad-eficiencia. Para minimizar esta pérdida es conveniente emplear una función de conformación en la predistorsión que garantice una transición suave entre las regiones lineal y en compresión.

2.5.2. Seguimiento de la Envolvente Mediante Polarización Variable en Puerta

En esta técnica, es la tensión de puerta la que se ajusta al valor de la envolvente, mientras que la tensión de drenador se mantiene constante como si de un amplificador convencional se tratara. Esto nos permite obtener fuertes variaciones de ganancia, pero tiene una limitación fundamental: para lograr un buen control de potencia, es imprescindible trabajar en régimen de pequeña señal, lo que implica una baja eficiencia. En la zona de saturación, donde podemos obtener una mayor eficiencia, las variaciones de la tensión de puerta no tiene gran efecto. En estos casos es interesante considerar el control de la polarización de drenador.

2.5.3. Seguimiento de la Envolvente Mediante Polarización Variable en Drenador

Aunque la variación de la polarización de drenador nos permite obtener niveles de eficiencia superiores al caso presentado anteriormente, es necesario emplear fuentes de alimentación muy eficientes y capaces de conmutar a gran velocidad, ya que deben seguir el ancho de banda de la envolvente, el cual puede llegar a alcanzar las decenas de MHz.

2.6. Técnicas de Modulación de la Impedancia de Carga

Pese a la simplicidad del concepto de **modulación de carga** y la antigüedad del mismo, este fenómeno ha revelado entrañar un gran poder en el diseño de nuevas arquitecturas de amplificadores de potencia. Básicamente, este concepto se reduce a la utilización de dos amplificadores que comparten una misma carga, lo cual modifica las formas de onda de la corriente y la tensión en estos para proporcionar una mejora de la eficiencia para señales de potencia más baja a la de pico.

Existen fundamentalmente dos arquitecturas que se aprovechan de este fenómeno: el transmisor Doherty y el transmisor Outphasing (muchas veces denominado LINC o Chireix).

2.6.1. El Amplificador Doherty

La arquitectura Doherty recibe su nombre de su descubridor, quien propuso el uso de esta técnica en 1936 en [11]. W.H. Doherty observó una disminución de los niveles de eficiencia que se alcanzaban al trabajar con señales que presentaban grandes variaciones de amplitud.

En la arquitectura original, se combina dos amplificadores de potencia haciendo uso de redes o líneas de transmisión $\lambda/4$ (inversores de impedancia). Lo que se consigue de esta forma es que la resistencia de carga de RF de un generador se modifica al aplicar corriente desde otra fuente siempre y cuando esta esté en fase con la primera:

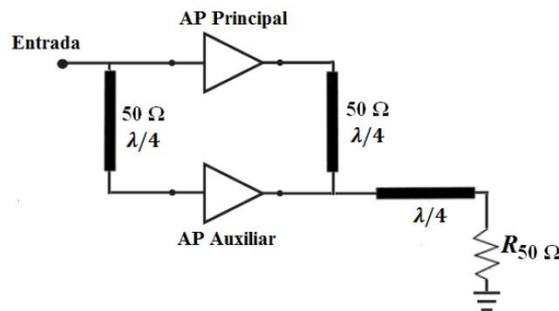


Figura 2.3: Esquema simplificado de un amplificador Doherty.

En un esquema Doherty clásico, el amplificador principal (denominado *de portadora*) se polariza en clase B, mientras que el auxiliar (o *de picos*) se polariza en clase C. La potencia de salida del sistema será una combinación de la que otorguen ambos dispositivos de forma que, cuando los niveles de entrada sean menores (o iguales) a $1/2$ del pico de la envolvente, será el amplificador de portadora el que comience a operar; según aumenta el

nivel de la señal de entrada, este se satura y la contribución de potencia provendrá del amplificador auxiliar. Con esto se obtiene una relación casi lineal entre la potencia de salida y la de entrada, tal y como se observa en la figura 2.4.

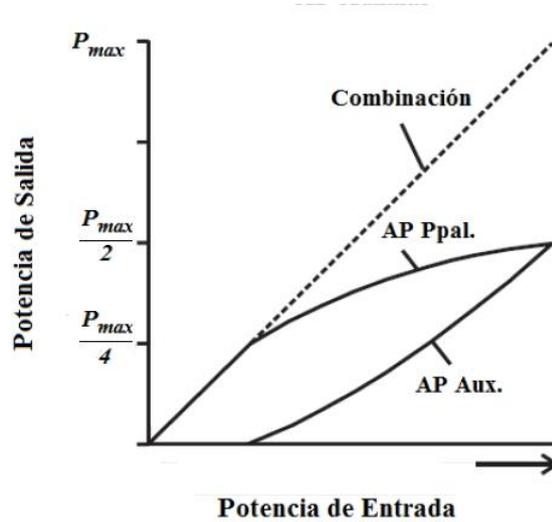


Figura 2.4: Esquema de funcionamiento de un amplificador Doherty (la potencia está representada en escala lineal).

El problema que plantea esta arquitectura es que, al emplear dispositivos reales, cuando trabajamos con señales de gran PAPR (por encima de los 10 dB), perdemos linealidad. Además, dado que obligamos a trabajar a ambos amplificadores en su región lineal, la limitación en eficiencia es notoria. En cuanto al ancho de banda, el empleo de líneas de transmisión hace que este también se vea limitado. Algunas soluciones pasan por utilizar más de un amplificador auxiliar, pero esto complica y encarece el sistema de forma significativa. Pese a estas carencias, hoy en día es la arquitectura que se ha impuesto en estaciones base como medida de mejora de la eficiencia dado que los cambios a realizar en el anteriormente empleado transmisor I/Q solo afectan al amplificador de potencia.

2.6.2. El Amplificador Outphasing

El amplificador *outphasing*, cuyo origen tiene lugar en un artículo de 1935 [12], fue reinsertado en el mundo de la amplificación de potencia para RF bajo el nombre de LINC (*linear amplification using nonlinear components*) [13]. Este tipo de transmisores genera señales moduladas en amplitud combinando la salida de dos amplificadores que han sido excitados con señales con variaciones de fase. Básicamente, lo que ocurre es que dicha modulación de fase genera un efecto aditivo de las salidas de los amplificadores a la amplitud deseada. Esta arquitectura presenta un importante potencial

para su utilización en sistemas con formatos de modulación lineal de alta eficiencia espectral.

En el capítulo 4 se ha realizado un análisis en detalle del funcionamiento de este tipo de amplificadores, incluyendo una comparación con la arquitectura Doherty, a partir de la cual se puede deducir el porqué de la elección de la topología *outphasing* para el desarrollo de este trabajo.

Capítulo 3

Fundamentos de los Amplificadores Conmutados Clase E Paralelo

Generalmente, los amplificadores de potencia se definen como dispositivos transductores que transforman energía de una fuente de potencia de DC en energía de señal a su salida. De esta forma, se da lugar a un proceso de amplificación de la potencia de la señal de RF a la entrada del dispositivo.

Debido a esto, junto al concepto de *ganancia*, deberemos tener en cuenta el de *potencia añadida de señal*:

$$\mathbf{G} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3.1)$$

$$\mathbf{P}_{added} = P_{out} - P_{in} \quad (3.2)$$

De cara a parametrizar la calidad de dicho proceso de amplificación, se definirán a continuación dos figuras de mérito imprescindibles: *eficiencia* y *linealidad*.

3.1. Eficiencia

Para caracterizar el proceso en el cuál se convierte potencia de DC en potencia añadida de señal, se usa normalmente el *rendimiento* o *eficiencia*, el cuál puede ser expresado a partir de los siguientes términos:

- **Eficiencia de drenador** (η_D)

También conocida como eficiencia de conversión DC-RF, nos proporciona una idea de en qué medida la potencia de DC se transforma en energía de señal (de RF).

$$\eta_D = \frac{P_{outRF}}{P_{inDC}} \quad (3.3)$$

■ Eficiencia de potencia añadida (PAE)

La *PAE* (*Power Added Efficiency*), tiene en cuenta además la ganancia del amplificador y se define como el cociente de la potencia añadida de RF entre la potencia de DC:

$$PAE = \frac{P_{addedRF}}{P_{inDC}} = \frac{P_{outRF}(1 - \frac{P_{inRF}}{P_{outRF}})}{P_{inDC}} = \eta_D(1 - \frac{1}{G}) \quad (3.4)$$

Se puede observar como, para una ganancia elevada, $PAE \cong \eta_D$ y, para ganancias menores a la unidad, $PAE < 0$.

Partiendo del principio de conservación de la energía, según el cual $P_{inRF} + P_{inDC} = P_{outRF} + P_{dis}$, podemos redefinir la PAE como:

$$PAE = \frac{P_{addedRF}}{P_{inDC}} = \frac{P_{inDC} - P_{dis}}{P_{inDC}} = 1 - \frac{P_{dis}}{P_{inDC}} \quad (3.5)$$

De esto se puede deducir que, maximizar la eficiencia, no sólo permite reducir el consumo, sino también relajar los requisitos de disipación del amplificador.

■ Eficiencia total (η)

Relaciona la potencia total recibida por el amplificador (tanto de RF como de DC) con la potencia entregada a la salida.

$$\eta = \frac{P_{outRF}}{P_{inDC} + P_{inRF}} = \frac{\eta_D}{\frac{\eta_D}{G} + 1} \quad (3.6)$$

3.2. Linealidad

Se entiende como *linealidad* de un amplificador a la capacidad del dispositivo de reproducir fielmente en su salida la amplitud y fase de la señal de entrada. Para que podamos asumir que un dispositivo es lineal, deben darse las siguientes condiciones:

- (a) La amplitud de la señal a la salida varía de forma lineal con la de la señal de entrada.
- (b) La diferencia de fase entre las señales de entrada y salida permanece constante.

Si el dispositivo está trabajando fuera de su zona lineal, la señal aparecerá distorsionada a la salida, produciéndose una compresión de amplitud y variaciones de fase.

Cuando la amplitud de la señal de entrada del amplificador es lo suficientemente grande como para saturar al dispositivo, se produce una compresión de ganancia que altera el comportamiento lineal de éste. Asimismo, también

se producen variaciones de fase aunque, comúnmente, su contribución a la distorsión es menor que la producida por las no linealidades en amplitud. Estas no linealidades repercuten de forma indeseada en el comportamiento del amplificador, produciendo distorsión armónica (*Harmonic Distortion, HD*) o productos de intermodulación (*IMD*) que provoquen efectos de regeneración espectral.

La figura 3.1 presenta un ejemplo de variación de la ganancia en compresión y del comportamiento de fase en función de la potencia de entrada.

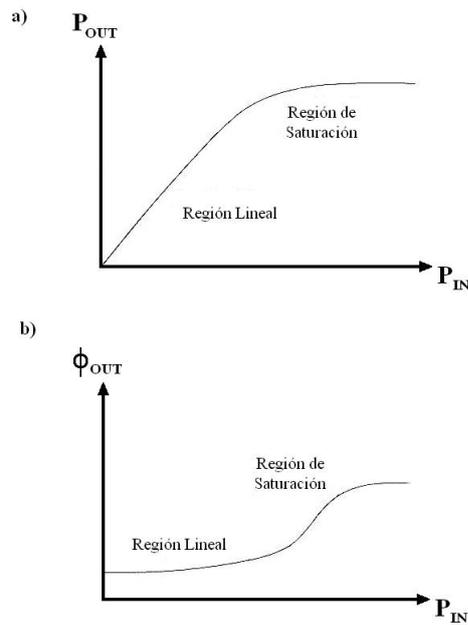


Figura 3.1: Ganancia de compresión (a) y variación de fase (b) frente a potencia de entrada en un amplificador saturado.

De ella se deduce que, para garantizar un comportamiento lineal, el nivel de pico de la potencia de entrada debe mantenerse dentro de la región lineal, ya que, a medida que nos aproximamos a la región de saturación, la distorsión será más pronunciada. Para cumplir con este principio, una opción común consiste en hacer trabajar al amplificador lejos del punto de compresión, lo que supone un deterioro de la eficiencia del mismo ya que los niveles de potencia de salida alcanzables son más limitados.

Ahora bien, solo tiene sentido preocuparse por la no linealidad cuando la señal de entrada tiene amplitud variable. Si la amplitud de la señal de entrada es constante, la saturación se producirá al mismo nivel y la ganancia del amplificador no variará.

3.3. Comportamiento No Lineal del Amplificador

Como ya hemos explicado en el apartado anterior, cuando hacemos trabajar al amplificador en zonas de alta eficiencia (cercasas al punto de compresión), este adquiere un comportamiento altamente no lineal. Bajo estas condiciones, la señal de salida se distorsiona, provocando efectos indeseados.

En [14] (cap. 1.3 y 1.4), el autor diferencia entre dos tipos de efectos no lineales para un dispositivo amplificador: efectos “débilmente” no-lineales (*“weakly nonlinear effects”*) y efectos “fuertemente” no-lineales (*“strong nonlinear effects”*).

En el caso de los efectos fuertemente no-lineales, se refiere a la distorsión de la señal que es provocada por las limitaciones de comportamiento del transistor. Si nos remitimos a la función de transferencia de un FET (mostrada de forma muy idealizada en la figura 3.2), podemos apreciar como la corriente de drenador está en estado de *pinch-off* si no hay conducción y alcanza un máximo cuando el canal está abierto, a partir del cual la corriente de drenador permanece constante pese al incremento de v_{DS} .

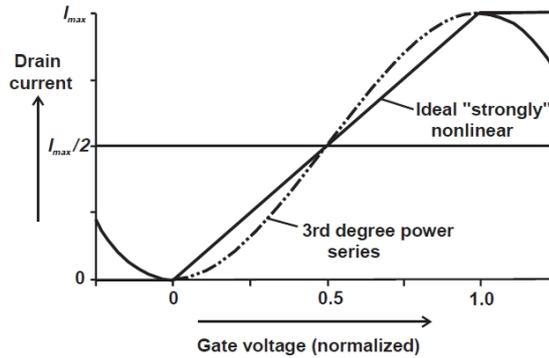


Figura 3.2: Función de transferencia característica de un transistor FET. La línea discontinua representa los efectos “débilmente” no-lineales mientras que la sólida representa los “fuertemente” no-lineales.

Sin embargo, los efectos “débilmente” no-lineales son aquellos que alteran ligeramente la forma de la curva I-V. Si no se tiene en cuenta los efectos de memoria de los amplificadores, un modelo simplificado para estos efectos podría desarrollarse a partir de la expansión de una serie de Taylor en términos de potencia de grado N:

$$V_{out}(t) = G_v \cdot V_{in}(t) + k_2 \cdot V_{in}(t)^2 + k_3 \cdot V_{in}(t)^3 + \dots + k_N \cdot V_{in}(t)^N \quad (3.7)$$

Donde se representa la salida del amplificador como una serie de productos no lineales añadidos al término lineal de ganancia expresado como el primer

término de la ecuación. Cada uno de estos productos, representa una forma de distorsión diferente. En el caso del segundo término (distorsión de 2º orden) hablaríamos de distorsión armónica, mientras que si nos referimos al tercer término (distorsión de 3º orden) hablamos de distorsión de intermodulación. En concreto, estos no linealidades, pueden traducirse en diferentes efectos de distorsión tanto dentro como fuera de banda:

- **Distorsión fuera de banda (*armónica*):** provoca regeneración espectral que se traduce en interferencias en los canales adyacentes. Puede eliminarse mediante técnicas de filtrado.
- **Distorsión en banda (*de intermodulación*):** provoca una degradación de la *BER* (*bit error rate*). Dado que las componentes de frecuencias generadas por estos productos son próximas a las frecuencias de señal, el uso de filtrado es inútil.

Ahora bien, este modelo es limitado, si deseáramos incluir también los efectos de distorsión de fase, tendríamos que recurrir a una formulación más compleja como las *series de Volterra* o combinar la serie (3.7) con los efectos “fuertemente”no-lineales con lo que obtendríamos una curva similar a la representada por una línea punteada en la figura 3.2.

3.4. Modos y clases de amplificación

Comúnmente, los amplificadores de potencia se dividen en dos grandes grupos o *modos de operación* en función de como se hace operar al dispositivo activo: modo *fuentes de corriente dependiente* y modo *conmutado*

3.4.1. Modo Fuente de Corriente Dependiente

Para entender los amplificadores pertenecientes a este grupo, es conveniente entender el circuito de salida del dispositivo como una fuente de intensidad para la corriente drenador-fuente (i_{DS}). De esta forma, consideramos que i_{DS} es independiente de la red de salida y función del punto de polarización y de la forma de onda de la tensión en puerta. v_{DS} dependerá entonces de la fuente de corriente y la impedancia que ofrezca la red de salida del amplificador.

En este modo las magnitudes de la corriente y tensión a la salida son proporcionales a la magnitud de v_{GS} , lo que permite conseguir un comportamiento lineal. Si se trabaja en la región de saturación (Fig. 3.3), sin embargo, la potencia disipada será elevada (ya que tenemos i_{DS} y v_{DS} distintas de cero) afectando de forma negativa a la eficiencia del amplificador.

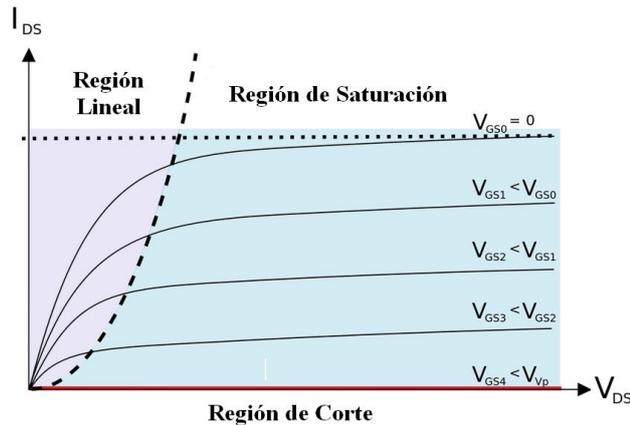


Figura 3.3: Curvas características de un transistor FET.

Las clases de amplificación que derivan de este modo vienen determinadas por el ángulo de conducción (2θ) o, expresado de otra forma, por la porción del ciclo útil en que conduce el transistor. A continuación se realizaremos una breve descripción de las distintas clases del modo fuente de corriente dependiente.

- **Clase A** ($2\theta = 360^\circ$)

En el modo de operación clase A, el transistor conducirá durante todo el ciclo, por lo que se reproduce completamente la señal de entrada. Este modo nos permite obtener ganancias elevadas con alta linealidad, lo que se consigue con una V_{GS} por encima de V_t (tensión de *threshold* del transistor), polarizando el dispositivo en el centro de la zona de saturación de las curvas I-V. En contrapartida, debido a la disipación de potencia que se produce incluso en ausencia de señal a la entrada, su eficiencia es baja, alcanzando un máximo teórico del 50 %.

- **Clase B** ($2\theta = 180^\circ$)

En esta clase el transistor conduce durante 1/2 ciclo de señal. Aunque también opera en condiciones de pequeña señal, como el clase A, y la potencia de salida crece de forma lineal con la potencia de entrada, cuando no hay excitación a la entrada no se disipa potencia. El clase B se consigue con una V_{GS} igual a V_p con lo que el perfil $i_{DS}(V_{GS})$ es lineal a tramos. En cuanto a las prestaciones, el clase B tiene un pico de eficiencia (teórico) del 78,54 % pero la ganancia máxima cae 6 dB respecto al clase A y ofrece una carga a la fuente de polarización en drenador (R_{DC}) que depende de la amplitud de la señal de entrada.

Ante señales de comunicaciones con envolvente variable, el clase B obtiene valores promedio de eficiencia mucho más altos que el clase A, ya que la eficiencia se degrada más suavemente en condiciones de back-off.

Para reproducir la forma de onda completa a la salida, es común encontrarse con topologías que utilizan dos etapas clase B en push-pull. Esto además nos reporta el doble de potencia a la salida de la que tendríamos con un clase A. Ahora bien, dado que ambos transistores están polarizados en el límite entre la región de saturación y la de corte, al conmutar entre los dos amplificadores con carga común, se produce un fenómeno de distorsión llamado *distorsión de cruce* (*crossover distortion*)

Si solo se utiliza una etapa clase B, es necesario tener en cuenta la distorsión generada en los armónicos pares que contribuyen a distorsionar la portadora. Filtrar los armónicos generados es posible, pero limitaría notablemente el ancho de banda del amplificador.

- **Clase AB** ($180^\circ < 2\theta < 360^\circ$)

La clase AB representa un modo de operación intermedio entre la clase A y la clase B. En este caso tendremos una V_{GS} ligeramente mayor a V_t y el punto de polarización se obtiene a una I_{DS} ligeramente mayor que 0 (entre la región de saturación y la de corte).

Las potencias obtenidas con el clase AB son mayores incluso a las del clase A, pero su eficiencia es casi tan baja como la de estos y, tienen como gran contrapartida su no linealidad. No obstante, constituyen una buena solución de compromiso.

- **Clase C** ($2\theta < 180^\circ$)

Cuando hablamos de amplificación clase C, la corriente en el punto de trabajo es igual a 0 ($V_{GS} < V_p$), y conduce durante menos de medio periodo. Como en clase AB, se tratan de amplificadores no lineales, pero en este caso se sacrifica potencia de salida a cambio de una alta eficiencia (mayor incluso que en clase B con órdenes del 90%). Debido a su no linealidad intrínseca, su eficiencia solo es notable ante señales de amplitud constante pero, introduciendo modulación en amplitud a través de la polarización de colector o drenador, se podría conseguir tanto una alta eficiencia como amplificación lineal.

3.4.2. Modo Conmutado

Como ya se ha explicado anteriormente, en el modo fuente de corriente dependiente, el solapamiento entre las formas de onda de corriente y tensión limita notablemente la eficiencia. De cara a conseguir mejores prestaciones, en el modo conmutado se hace operar al dispositivo en dos estados (ON y OFF).

Cuando el dispositivo pasa al estado ON, el voltaje entre drenador y fuente ($v_{DS}(t)$) es prácticamente cero y la corriente que lo atraviesa ($i_{DS}(t)$) es elevada. Esto resulta en una resistencia de conducción (R_{on} o R_{DS}) muy pequeña, por lo que podemos considerar que el transistor se

comporta idealmente como un cortocircuito. Por otra parte, en el estado OFF, $i_{DS}(t) = 0$ mientras que $v_{DS}(t)$ dependerá de la red conectada entre drenador y fuente. De esta forma, las formas de onda $v_{DS}(t)$ e $i_{DS}(t)$ no se solapan, lo cuál implica una potencia disipada mínima y, con ello, eficacia máxima. Ahora bien, las magnitudes de la tensión y corriente drenador-fuente son independientes ahora de $v_{gs}(t)$ (que, en este modo, debe tomar valores discretos entre tensión de threshold y un valor muy alto) lo que contribuye a una pérdida de linealidad.

La eficiencia teórica de este tipo de amplificadores es del 100 % pero, en la práctica, tanto las pérdidas provocadas por elementos parásitos, el valor de R_{ON} no ideal (distinto de cero) o el tiempo de conmutación, suponen un deterioro, haciendo inalcanzable dicho valor ideal.

■ Clase D con conmutación en tensión (original)

Propuesto por Peter Baxandall en 1959, consta de dos dispositivos que conmutan de forma alterna y que están conectados a una carga mediante un circuito resonante serie. Si el circuito resonante está sintonizado a la frecuencia de excitación y su factor de calidad es elevado, se comportará como un corto al fundamental y como un abierto a los armónicos. De esta forma, la corriente a través de la carga será sinusoidal. La tensión entre los terminales de ambos transistores tendrá una forma de onda cuadrada. La topología clase D, pese a su amplia utilización en el diseño de amplificadores de audio, no presenta las mejores prestaciones a frecuencias de RF. Si los transistores tienen una capacidad de salida C_{out} , ésta se carga a V_{DD} al pasar del estado ON a OFF, con lo que almacena una energía $W = \frac{1}{2}C_{out}V_{DS}^2$. Dicha energía se disipará en la resistencia R_{ON} al pasar de OFF a ON, lo que supone pérdidas de potencia en conmutación que limitan su comportamiento o el de cualquier otra estructura que opere en modo de conmutación duro (*hard switching*).

■ Clase D con conmutación en corriente (clase D^{-1})

Posterior al Clase D con conmutación en tensión, la topología clase D^{-1} es dual a la del clase D “original”. Dos transistores operando en conmutación conectan una fuente de corriente a la carga a través de un circuito resonante paralelo. Si el circuito resonante está sintonizado a la frecuencia de excitación y tiene un factor de calidad elevado, se comportará como un abierto al fundamental y un corto a los armónicos superiores, con lo que la tensión de salida tendrá una forma de onda sinusoidal. La corriente en los transistores, sin embargo, presentara una forma de onda cuadrada. Generalmente, las topologías utilizadas en clase D^{-1} incluyen transformadores o “baluns”, lo que limita la respuesta del amplificador a medida que se sube en frecuencia.

■ Clase E

Esta topología aparece como solución a los problemas relacionados con la operación e implementación en altas frecuencias de los amplificadores clase D. Fue propuesto por Nathan y Alan Sokal en 1975, pero su auge no tuvo lugar hasta los años 90, cuando el despliegue de la telefonía móvil supuso una restricción añadida en cuanto a los requerimientos de eficiencia.

Estos amplificadores utilizan un único dispositivo activo trabajando en modo conmutado y una red resonante de salida que incluye una capacidad en paralelo (ya sea externa o la de salida del transistor).

Estos amplificadores pueden alcanzar una eficiencia teórica del 100% lo cual, unido a la simplicidad de la topología, hacen que sea un buen candidato para la amplificación de señales de RF cuando la eficiencia un parámetro crítico en nuestro sistema.

Más adelante se realizará una descripción completa del funcionamiento de estos amplificadores.

■ Clase F

Propuesto en 1958 por V.J. Tyler como una mejora al clase B, planteaba el uso de resonadores múltiples a los distintos armónicos para conformar la tensión $v_{DS}(t)$ y mejorar así la eficiencia. En el clase F original, $v_{DS}(t)$ contiene solo los armónicos impares y el fundamental y presenta una forma de onda cuadrada. Por otra parte $i_{DS}(t)$ contiene solo armónicos pares y el fundamental y su forma de onda se corresponde con la de una semisinusoide. Si se pudieran controlar un número infinito de armónicos, el clase F podría alcanzar una eficiencia ideal del 100%, sin embargo, es complicado controlar armónicos superiores al 5° debido a las pérdidas que introducen los circuitos resonadores y su efecto negativo en la eficiencia del amplificador. Además, al utilizar circuitos resonantes, la capacidad de salida del transistor no está integrada en la red de salida, por lo que es necesario añadir una inductancia en paralelo para producir resonancia.

Teóricamente, si fuéramos capaces de diseñar una red que incluyera el 5° armónico, la eficiencia alcanzable sería del 95%.

3.5. Análisis de Funcionamiento del Amplificador Clase E Original

Existen dos subclases fundamentales de amplificadores Clase E, el clase E con conmutación a tensión cero (*ZVS Class E Amplifier*) o clase E *original*) y el clase E inverso o clase E con conmutación a corriente cero (*ZCS Class E Amplifier*). En ambos, el dispositivo activo funciona como un conmutador. A continuación, se describirá el funcionamiento de la topología original (ZVS) planteada por Nathan y Alan Sokal en [15]. En la topología planteada, las formas de onda de la corriente y la tensión en el conmutador están

desplazadas en el tiempo, lo que supone una disipación mínima de potencia en el dispositivo y un incremento notable de la eficiencia.

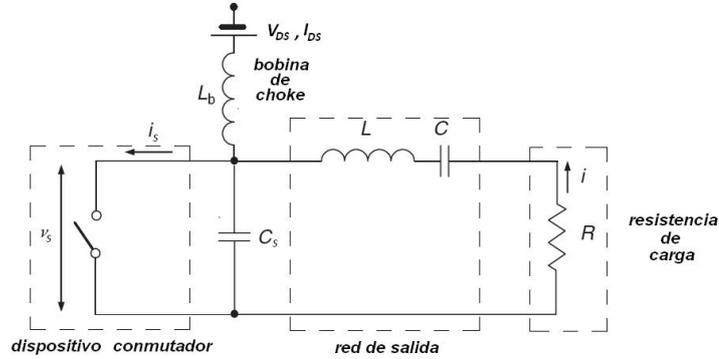


Figura 3.4: Circuito Clase E original.

Este modelo, aún asumiendo elementos ideales, requiere del planteamiento y resolución de un sistema de ecuaciones diferenciales de tercer orden variante con el tiempo.

Si planteamos el modelo del amplificador como un conmutador, la eficiencia solo estaría limitada por la resistencia drenador-fuente de saturación y por las propiedades de sus elementos parásitos. Ahora bien, para hacer el diseño del circuito resonante de salida, ya se tienen en cuenta las reactancias parásitas del dispositivo, por lo que, idealmente, estas no degradan las prestaciones del amplificador.

Ahora bien, para poder analizar el comportamiento del amplificador clase E en base a este modelo, es necesario realizar una serie de suposiciones:

- Para obtener un modo de operación óptimo, el ciclo de trabajo del amplificador (*duty cycle*) se asume del 50%. De esta forma, el conmutador estará en estado ON durante medio periodo y en OFF durante la mitad restante.
- El dispositivo tiene una resistencia idealmente nula en estado ON, R_{ON} , e infinita en estado OFF R_{OFF} . En la práctica, se trata de conseguir que la resistencia ofrecida por el dispositivo sea suficientemente alta en el estado ON y lo más pequeña posible en estado OFF.
- El tiempo de conmutación entre ambos estados es idealmente nulo.
- Se asume que la capacidad paralela C_s se corresponde con la capacidad parásita de salida del amplificador, con lo que, a la frecuencia de trabajo, será independiente de la tensión colector-emisor (en un transistor bipolar)¹ o drenador-fuente (en transistores FET) y podrá suponerse lineal. Esto, a menudo, no ocurre en realidad.

¹En el artículo original [15], Nathan y Alan Sokal emplean transistores bipolares.

- La bobina de choke (L_b) es suficientemente grande como para considerar que la componente de ac de la corriente es mucho más baja que la de dc, por lo que esta podrá asumirse constante (I_{ds})
- El circuito resonante RLC tiene un factor de calidad ($Q_L = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega CR}$) lo suficientemente alto como para considerar que la corriente que circula por la carga es sinusoidal a la frecuencia de trabajo.

Aceptar este conjunto de aproximaciones, nos permite reducir nuestro modelo a un sistema de primer orden variante con el tiempo tal y como se presenta en la figura 3.5. Al haber asumido una corriente sinusoidal en la carga, tendremos una fuente de corriente con una componente constante (DC) y una sinusoide (RF).

$$I - i = I_{DS} \cdot (1 - a \cdot \sin(\omega_s t + \varphi)) \quad (3.8)$$

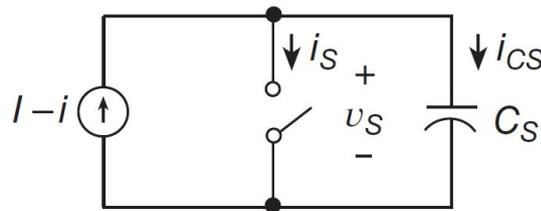


Figura 3.5: Circuito Clase E de alta eficiencia modelado como conmutador.

3.5.1. Pérdidas de conmutación

Todo circuito que opere bajo condiciones de *hard switching*, es susceptible de sufrir pérdidas de conmutación.

- Conmutación de estado OFF (abierto) a estado ON (cerrado)

En estas condiciones, la tensión en el dispositivo decrece de forma abrupta desde un valor cercano a la tensión de alimentación (V_{dd}) hasta prácticamente cero cuando se cierra el conmutador.

Durante el estado OFF, el conmutador está abierto y el condensador (C_s) se carga. La energía almacenada en la capacidad de carga y la capacidad de salida del transistor antes de la conmutación y, asumiendo que las capacidades son lineales, viene dada por:

$$W = \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_{dd}^2 \quad (3.9)$$

En el momento en que pasa de estado OFF a ON, dicha energía se disipa a través de la resistencia R_{ON} , derivando en unas pérdidas de conmutación que se definen según:

$$P_{sw} = \frac{1}{2} \cdot f \cdot C_s \cdot V_{dd}^2 \quad (3.10)$$

Donde f es la frecuencia de conmutación. Dichas pérdidas pueden evitarse si, v_s es nula en el momento en el que el transistor conmuta a estado ON. De esta forma, la capacidad C_s permanecerá descargada en los cambios de estado del conmutador. En el siguiente apartado se explicarán las condiciones que debe cumplir el clase E para funcionar en condiciones de *soft switching* y evitar así este tipo de pérdidas.

- Conmutación de estado ON (cerrado) a estado OFF (abierto)

Adicionalmente, cuando el conmutador pasa a estado OFF, se produce una discontinuidad en la corriente al transferirse ésta a la capacidad paralela (*shunt capacitance*) C_s . Cualquier inductancia entre el colector y dicha capacidad, así como entre el emisor y masa, supone una fuente de pérdidas. Bajo condiciones ideales, esta inductancia es casi nula, pero, si existe una capacidad externa en paralelo, la pérdida energética equivaldría a:

$$P_{dL} = \frac{1}{2} \cdot f \cdot L_s \cdot i_{OFF}^2 \quad (3.11)$$

Donde L_s representa la inductancia total colector-emisor (o drenador-fuente en el caso de un transistor FET).

3.5.2. Conmutación a tensión cero (ZVS) y a derivada de la tensión cero (ZDS)

Para garantizar un modo de operación clase E óptimo es necesario imponer ciertas condiciones que garanticen transiciones suaves en la forma de onda de señal y minimicen así las pérdidas de conmutación.

- **Zero-Voltage Switching (ZVS)**

$$v_{DS}(t = t_{ON}) = 0 \quad (3.12)$$

La conmutación a tensión cero consiste en garantizar que la tensión en el conmutador es cero en el momento del cambio de estado, con lo que no existirá carga almacenada en la capacidad paralela C_s .

- **Zero-Derivate Switching (ZDS)**

$$\left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial t} \right|_{t=t_{ON}} = 0 \quad (3.13)$$

Esta condición garantiza la suavidad de las transiciones en los cambios de estado. Si se cumple esta condición i_s se incrementa gradualmente desde cero una vez se cierra el conmutador.

La figura 3.6 representa las formas de onda de la tensión y corriente durante un periodo completo de funcionamiento del conmutador.

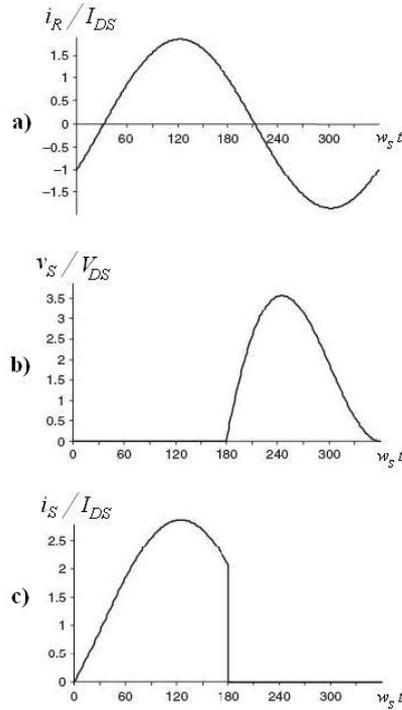


Figura 3.6: Formas de onda normalizadas para la corriente en la carga (a), y tensión (b) y corriente (c) de colector de un amplificador clase E original.

En esta, el *switch* pasa al estado ON en el momento $t = 0$ y al estado OFF cuando $t = 2\pi$. Para garantizar el condicionamiento óptimo del clase E, las condiciones ZVS y ZDS deben cumplirse en el instante $t = 2\pi w$. Como se puede observar, ambas formas de onda son positivas para un funcionamiento óptimo.

Si el factor de calidad es suficientemente alto (generalmente $Q_L \geq 2,5$), la corriente i_s tendrá una forma de onda idealmente sinusoidal durante el estado ON. La forma de onda de la tensión v_s durante el estado OFF, sin embargo, está determinada por la capacidad paralela de salida.

El que se consigan alcanzar estas condiciones de funcionamiento, depende fundamentalmente de que la impedancia de carga se corresponda con el valor óptimo Z_{opt} . En el caso del clase E original, la impedancia vista desde el conmutador (incluyendo C_s) hacia el circuito resonante deberá ser inductiva

si consideramos que el circuito resonante está sintonizado para la frecuencia fundamental (f). De esta forma, se garantiza que la terminación a los armónicos superiores es un abierto. Más adelante se realizará una análisis en mayor profundidad de las condiciones de carga del amplificador.

3.5.3. Análisis de estados y formas de onda del amplificador clase E

Ahora que se ya hemos explicado las condiciones que se deben de dar en la conmutación de los estados del transistor, pasaremos a analizar el comportamiento del amplificador durante los estados.

■ Estado ON (conmutador cerrado)

Cuando el conmutador está en estado ON, si la resistencia en conducción es ideal ($R_{ON} = 0$), la tensión en sus terminales es nula y la corriente que fluye a través del dispositivo viene dada por (3.8).

Al margen de lo ideal, R_{ON} no tendrá un valor nulo, sino que tomará distintos valores en función de la tecnología utilizada (del orden de unas decenas de ohmio para transistores GaN HEMTs). Esto supone la introducción de ciertas pérdidas debidas a la disipación de potencia a través de R_{ON} . Hablamos de las denominadas pérdidas de conducción:

$$P_{COND} = \frac{1}{2} \cdot I_{DS}^2 \cdot R_{ON} \quad (3.14)$$

■ Estado OFF (conmutador abierto)

Al abrirse el conmutador, la corriente sinusoidal circula a través de la capacidad paralela de salida C_s . De esta forma tenemos:

$$C_s \cdot \frac{\partial v_{DS}}{\partial t} = I_{DS} \cdot (1 - a \cdot \sin(w_s t + \varphi)) \quad (3.15)$$

Al integrar (3.15) en el tiempo, obtenemos la tensión entre los terminales del conmutador:

$$v_s(t) = \frac{I_{DS}}{C_s} \cdot \int_{\pi}^{wt} (1 - a \cdot \sin(w_s t + \varphi)) d(wt) \quad (3.16)$$

Resolviendo esta ecuación tendremos:

$$v_s(t) = \frac{I_{DS}}{w_s \cdot C_s} \cdot ((w_s t - \pi) + a \cdot (\cos(w_s t + \varphi) + \cos(\varphi))) \quad (3.17)$$

Analizando un ciclo de funcionamiento completo del conmutador tendríamos entonces:

$$v_s(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ \frac{I_{DS}}{w_s \cdot C_s} \cdot ((w_s t - \pi) + a \cdot (\cos(w_s t + \varphi) + \cos(\varphi))) & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.18)$$

$$i_s(t) = \begin{cases} I_{DS} \cdot (1 - a \cdot \sin(w_s t + \varphi)) & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.19)$$

Lo que se corresponde con las formas de onda ya mostradas en la figura 3.6.

Si sustituimos la condición ZVS (3.12) en (3.18) para $w_s \cdot t_{ON} = 2\pi$, obtendremos la relación entre la amplitud de la componente de DC de la corriente y la de la componente sinusoidal:

$$a = \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}} \cong 1,8621 \quad (3.20)$$

Utilizando la condición ZDS (3.13) en $w_s t = 2\pi$, sin embargo, seremos capaces de despejar la fase de la señal sinusoidal:

$$\varphi = \arctan\left(-\frac{2}{\pi}\right) \cong -32,482^\circ \quad (3.21)$$

De lo que se deduce:

$$v_s(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ \frac{I_{DS}}{w_s \cdot C_s} \cdot (w_s t + \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \cos(w_s t) - \sin(w_s t)) & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.22)$$

Estas constantes pueden considerarse válidas para cualquier clase E original que cumpla con las suposiciones establecidas al comienzo de este apartado.

3.5.4. Análisis de DC del amplificador clase E

Dado que la componente de DC de tensión en los terminales de una bobina de choke puede considerarse cero, podemos definir la tensión de DC de entrada al dispositivo como:

$$V_{DS} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} v_s(t) d(w_s t) = \frac{1}{\pi} \frac{I_{DS}}{w_s \cdot C_s} \quad (3.23)$$

La corriente de entrada será por tanto:

$$I_{DS} = \pi \cdot w_s \cdot C_s \cdot V_{DS} \quad (3.24)$$

Y la resistencia de carga que verá la fuente vendrá dada por:

$$R_{DC} = \frac{1}{\pi \cdot w_s \cdot C_s} \quad (3.25)$$

Según estas expresiones, la corriente máxima de entrada que debe ser capaz de aceptar el transistor es:

$$I_{max} = (1 + a) \cdot I_{DS} \cong 2,8621 \cdot I_{DS} \quad (3.26)$$

Además, el análisis en DC también nos permite obtener un valor orientativo de la frecuencia máxima de trabajo del conmutador:

$$\begin{aligned} f_{max} &= \frac{I_{DS}}{2 \cdot \pi^2 \cdot C_s \cdot V_{DS}} \\ &= \frac{I_{max}}{C_s \cdot V_{DS}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi^2 \cdot (1 + a)} \\ &\cong \frac{I_{max}}{56,5 \cdot C_s \cdot V_{DS}} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Esto nos permite llegar a la conclusión de que, según se incremente la tensión de polarización de drenador, la frecuencia máxima de operación se verá reducida. Así pues, f_{max} supone el límite en el cuál el circuito funcionará como un clase E ideal. A partir de este valor, podría conseguirse una operación clase E, pero a costa de la degradación de la eficiencia de drenador.

3.5.5. Análisis en frecuencia (de 1^{er} orden) del amplificador clase E

Realizando un estudio de la componente $v_s(t)$ a la frecuencia fundamental, se pueden obtener las características de las impedancias complejas que forman parte del circuito. Posteriormente, estas nos permitirán encontrar unas ecuaciones de diseño para la red de carga.

No se considerarán los armónicos superiores para este análisis. Se supone que la impedancia de la red de carga es infinita para estos y que, por tanto, la corriente en el conmutador a los armónicos superiores tiende a un valor nulo (ver 3.5.2).

Como ya se especificó anteriormente, la corriente en la carga se corresponde con una sinusoidal que depende de la frecuencia de conmutación (3.8). Sin embargo, la componente de tensión al fundamental debe ser derivada de $v_s(t)$ mediante la utilización de series de Fourier.

Dado que $v_s(t)$ es periódica, tenemos:

$$v_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} K_n \cdot e^{j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} \quad (3.28)$$

Siendo:

$$K_n = \frac{1}{T_s} \int_{T_s/2}^{T_s} v_s(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} dt \quad (3.29)$$

Para el 1^{er} armónico (n=1):

$$K_1 = \frac{I_{DS}}{w_s \cdot C_s \cdot T_s} \int_{T_s/2}^{T_s} ((w_s t - \pi) + a \cdot (\cos(w_s t + \varphi) + \cos(\varphi))) dt \quad (3.30)$$

Resolviendo esta ecuación obtenemos:

$$v_s(t)_1 = a_0 \cdot I_{DS} \cdot \sin(w_s t + \varphi_0) \quad (3.31)$$

Donde las constantes de amplitud y fase se definen como:

$$a_0 = \frac{2 \cdot |K_1|}{I_{DS}} = \frac{1}{w_s \cdot C_s} \cdot \sqrt{\frac{\pi^2}{16} + \frac{4}{\pi} - \frac{3}{4}} \quad (3.32)$$

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{2} + \text{ang}(K_1) = \frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{2\pi}{8 - \pi^2}\right) \quad (3.33)$$

A partir de (3.31) y la corriente en la carga (3.8), podemos obtener el fasor de impedancia de la red de carga a la frecuencia de operación como:

$$\begin{aligned} Z_{net} &= \frac{a_0}{a} \cdot e^{j(\varphi_0 - \varphi)} \\ &\cong \frac{0,1836}{w_s \cdot C_s} + j \cdot \frac{0,2116}{w_s \cdot C_s} \\ &\cong \frac{0,28015}{w_s \cdot C_s} \cdot e^{j \cdot 49,0524^\circ} \end{aligned} \quad (3.34)$$

Se puede apreciar como, la magnitud de dicha impedancia de carga es directamente proporcional a la impedancia del condensador paralelo (C_s) a frecuencia de conmutación. Además, la fase que requiere esta impedancia para operación clase E óptima, es constante e independiente del resto del circuito.

3.5.6. Diseño de la red de carga

Si se cumplen las condiciones descritas anteriormente, ZVS y ZDS, satisfaciéndose de esta manera la condición de alta impedancia a los armónicos superiores al fundamental, la impedancia de la red de carga del amplificador clase E debe ser igual al valor óptimo calculado en el apartado anterior (3.34).

$$Z_{net} = Z_{net}(f_0) = R + j \cdot X_L - j \cdot X_C = R + j \cdot w_s \cdot L - \frac{1}{j \cdot w_s \cdot C} \quad (3.35)$$

Igualando a (3.34) se obtiene una ecuación compleja con dos incógnitas C_s y C :

$$Z_{net}(f) = R + j \cdot w_s \cdot L - \frac{1}{j \cdot w_s \cdot C} = \frac{0,1836}{w_s \cdot C_s} + j \cdot \frac{0,2116}{w_s \cdot C_s} \quad (3.36)$$

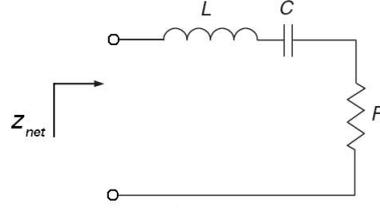


Figura 3.7: Red de carga del amplificador clase E original.

Para la frecuencia fundamental y $Z_{net}(K \cdot f) = \text{inf}$ para $K > 1$ (armónicos superiores).

Si definimos el factor de calidad como:

$$Q_L = \frac{w_s \cdot L}{R} \quad (3.37)$$

Al resolver la ecuación (3.36) obtenemos:

$$C_s = \frac{1}{w_s \cdot R \cdot \left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \cdot \frac{\pi}{2}} \quad (3.38)$$

$$\cong \frac{1}{w_s \cdot R \cdot 5,447}$$

$$C = C_s \cdot \left(\frac{\left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \cdot \frac{\pi}{2}}{Q_L} \right) \cdot \left(1 + \frac{\frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}}{Q_L - \frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}} \right) \quad (3.39)$$

$$\cong C_s \cdot \frac{5,447}{Q_L} \cdot \left(1 + \frac{1,153}{Q_L - 1,153} \right)$$

En [15] Sokal plantea una ecuación ligeramente distinta para el cálculo del valor de C en la cual las constantes han sido ajustadas a partir de datos experimentales. Estos resultados son a menudo obtenidos para un factor de calidad más pequeño, de ahí las variaciones que se puedan apreciar.

$$C = C_s \cdot \left(\frac{5,447}{Q_L} \right) \cdot \left(1 + \frac{1,42}{Q_L - 2,08} \right) \quad (3.40)$$

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

3.5.7. Limitaciones de diseño

La topología original presentada por Sokal tiene una limitación significativa para su utilización en circuitos de microondas: la frecuencia, la impedancia de carga y la capacidad del conmutador no pueden establecerse de forma independiente. En condiciones de saturación, la impedancia de carga típica para un amplificador de microondas es de 50Ω y el valor de C_s viene determinado por el transistor a utilizar en el diseño. La frecuencia de operación w_s quedará a su vez establecida también por los requisitos de trabajo del amplificador, lo que hace que encontrar un valor de Q_L adecuado sea complicado.

En términos de eficiencia y linealidad, sería interesante obtener un factor de calidad del circuito resonante $5 \leq Q_L \leq 10$. Sin embargo, desde un punto de vista más práctico, cuanto más pequeño sea el transistor, podemos esperar que sus constante de tiempo disminuyan y, por tanto, exista una variación menor en los tiempos de conmutación. Esto supone una disminución importante de la importancia del valor de Q_L de cara a obtener una buena eficiencia de colector.

3.6. Modelo Generalizado del Amplificador Clase E

El modelo planteado en la sección anterior para el amplificador clase E, contempla un funcionamiento “óptimo” (o nominal) del mismo según el cuál se deben cumplir las condiciones ZVS y ZDS. No obstante, solo la condición ZVS (3.12) es crucial para la obtención de una eficiencia ideal del 100%. Cuando la derivada de la tensión en el conmutador es distinta de cero en el cambio de estado, se habla de un modo de operación “sub-óptimo” cuyo funcionamiento se describe en profundidad en [16].

El análisis que se presenta a continuación está realizado en torno a la idea de utilización de una bobina de choke no ideal (finita), lo que resulta en una variación en la conmutación.

Sin embargo, parte de las condiciones establecidas siguen manteniéndose: se asume el funcionamiento del transistor como un *switch* ideal, la red de carga mantiene un factor de calidad elevado y se considera que la corriente en dicha red es sinusoidal.

La condición ZDS se verá alterada, y representará ahora la envolvente de V_{DS} en el momento del cierre del conmutador:

$$\left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial t} \right|_{t=t_{ON}} = w_s \cdot V_{DS} \cdot k \quad (3.41)$$

Donde k es un valor real que nos permite cierto grado de libertad a la hora de realizar el diseño del amplificador. Para $k = 0$ tendríamos el modo

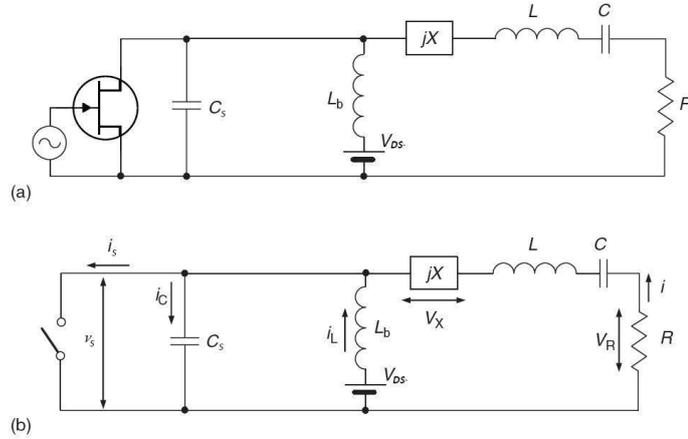


Figura 3.8: Circuitos equivalentes para la generalización de amplificadores clase E.

de operación “óptimo” original, que puede considerarse un caso particular de esta extensión.

Esta particularidad nos permite realizar variaciones en la red de carga del amplificador en función de las especificaciones del diseño. Generalmente, se expresa esta variación en términos del parámetro de diseño q , definido por Mustafa Acar en [17] como:

$$q = \frac{1}{\omega_s \sqrt{L_b \cdot C_s}} \quad (3.42)$$

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

$$Z_{net} = j \cdot \omega_s \cdot L \parallel (R + j \cdot X) \quad (3.43)$$

Y se define la máxima potencia de salida como:

$$P_{out} = K_P(q) \cdot \frac{V_{DS}^2}{R} \quad (3.44)$$

Donde R , L_b y X pueden obtenerse como:

$$R = \frac{K_C(q)}{\omega_s \cdot C_s} \quad (3.45)$$

$$L_b = R \cdot \frac{K_L(q)}{\omega_s} \quad (3.46)$$

$$X = R \cdot K_X(q) \quad (3.47)$$

Siendo los parámetros $K = \{K_L, K_C, K_P, K_X\}$ (función de q) los correspondientes al set de diseño obtenido de la resolución de las ecuaciones planteadas para esta generalización en [18]. Estos parámetros se harán constantes una vez establecidos los valores de C_s y w_s para una solución analítica del problema (para un valor de q elegido).

$$K_L = \frac{w_s \cdot L_b}{R} \quad (3.48)$$

$$K_C = w_s \cdot C_s \cdot R \quad (3.49)$$

$$K_P = P_{out} \cdot \frac{R}{V_{DS}^2} \quad (3.50)$$

$$K_X = \frac{X}{R} \quad (3.51)$$

En el caso del clase E original (nominal), $q = 0$ y , por tanto, $L_b = \infty$ y la impedancia vista desde choke es $Z_E = R_{PA} + j \cdot X_L$

3.6.1. Análisis de Funcionamiento del Amplificador Clase E Generalizado

Para simplificar el análisis de este modelo generalizado, es conveniente partir de unos supuestos similares a los utilizados para el clase E original. Así pues, para un “duty-cycle” $0 < d < 2$, siendo $d = \frac{2t}{T}$, suponemos que el conmutador se cierra (ON) en $t = 0$ y se abre (OFF) en $t = \frac{d\pi}{w_s}$ con periodo $T = \frac{2\pi}{w_s}$. Asumiremos también que las pérdidas reactivas son despreciables y que el factor de calidad del circuito serie L-C (Q_L) es suficientemente alto. De cara a obtener una operación “óptima” sin pérdidas, será además necesario garantizar el cumplimiento de las condiciones ZVS y ZDS en el momento previo al cierre del conmutador ($t = \frac{2\pi}{w_s}$).

Bajo estas hipótesis, la corriente en la carga se asume sinusoidal (3.8). Así pues, cuando el conmutador está cerrado ($0 \leq w_s t < d\pi$), la tensión en este vendrá dada por:

$$v_s(w_s t) = V_{DS} - v_L(w_s t) = 0 \quad (3.52)$$

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

$$i_s(w_s t) = \frac{V_{DS}}{wL} w_s t + I_{DS} [\sin(w_s t + \varphi) - \sin \varphi] \quad (3.53)$$

²El valor de d determina el ciclo de trabajo del amplificador. Un valor $d = 1$ se corresponde con un “duty-cycle” del 50%.

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

$$i_c(w_s t) = i_L(w_s t) + i(w_s t) \quad (3.54)$$

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

$$LC \frac{d^2 v_s(w_s t)}{dt^2} + v_s(w_s t) - V_{DS} - w_s L I_{DS} \cos(w_s t + \varphi) = 0 \quad (3.55)$$

Cuya solución general se obtiene de la forma:

$$v_s(w_s t) = C_1 \cos(qw_s t) + C_2 \sin(qw_s t) + V_{DS} - \frac{q}{1 - q^2} p V_{DS} \cos(w_s t + \varphi) \quad (3.56)$$

Donde

$$q = \frac{1}{w_s \sqrt{LC}} \quad (3.57)$$

$$p = \frac{w_s L I_{DS}}{V_{DS}} \quad (3.58)$$

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

$$C_1 = \left\{ \frac{q^2 \cos(2q\pi) \cos(\varphi)}{1 - q^2} p + \frac{\sin(2q\pi) q \sin(\varphi)}{1 - q^2} p - \cos(2q\pi) \right\} V_{DS} \quad (3.59)$$

$$C_2 = \left\{ \frac{\sin(2q\pi) q^2 \cos(\varphi)}{1 - q^2} p - \frac{q \cos(2q\pi) \sin(\varphi)}{1 - q^2} p - \sin(2q\pi) \right\} V_{DS} \quad (3.60)$$

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

Ambas formas de onda de tensión y corriente para en el conmutador, a frecuencia fundamental ($i_{s1}(w_s t)$ y $v_{s1}(w_s t)$), pueden descomponerse en dos componentes de cuadratura: activa (i_R, v_R) y reactiva (i_X, v_X), cuya amplitud puede obtenerse a partir de un análisis de Fourier.

$$I_R = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(w_s t) \sin(w_s t + \varphi) d(wt) = I_{DS} \quad (3.61)$$

$$I_X = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(w_s t) \cos(w_s t + \varphi) d(wt) \quad (3.62)$$

$$V_R = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_s(w_s t) \sin(w_s t + \varphi) d(wt) = V_{DS} \quad (3.63)$$

$$V_X = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_s(w_s t) \cos(w_s t + \varphi) d(wt) \quad (3.64)$$

3.7. El Amplificador Clase E Paralelo

El amplificador clase E paralelo puede entenderse como una solución particular para la generalización presentada en la sección anterior. En esta topología, la red de carga está formada por una bobina de choque finita L_b , una capacidad paralela C_s , un circuito resonante serie resonando al fundamental y una resistencia de carga R (ver figura 3.9).

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

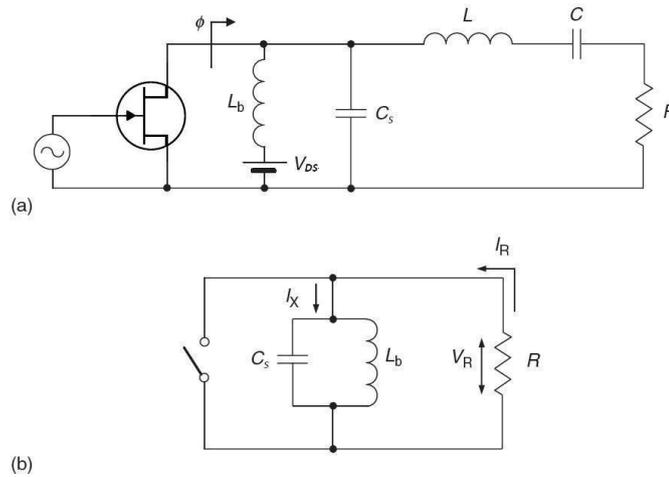


Figura 3.9: Circuitos equivalentes del amplificador clase E paralelo.

Un primer análisis del amplificador Clase E Paralelo fue llevado a cabo por V.B. Kozyrev en 1971 [19]. Posteriormente fueron Grevennikov and Jaeger en [20] quienes desarrollaron un set completo de ecuaciones de diseño basadas en un estudio analítico similar al propuesto en los apartados 3.5 y 3.6.1.

Suponiendo un periodo de trabajo del 50% ($d = 1$), para obtener los parámetros que definen la red de carga del amplificado (q , p y φ), es necesario establecer un sistema de tres ecuaciones. Dos de estas ecuaciones surgen de aplicar las condiciones ZDS y ZVDS a la ecuación (3.56). Una tercera ecuación se obtiene del análisis de las componentes en cuadratura de la tensión de colector a frecuencia fundamental: dado que el circuito L-C serie resuena al fundamental, toda la tensión de colector se disipa en la carga, con lo que su parte reactiva es nula. Esto nos proporciona una tercera ecuación de diseño:

$$V_X = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_s(w_s t) \cos(w_s t + \varphi) d(wt) = 0 \quad (3.65)$$

Resolviendo dicho sistema, se obtienen los siguientes valores numéricos

para los parámetros mencionados:

$$q = 1,412 \quad (3.66)$$

$$p = 1,210 \quad (3.67)$$

$$\varphi = 15,155^\circ \quad (3.68)$$

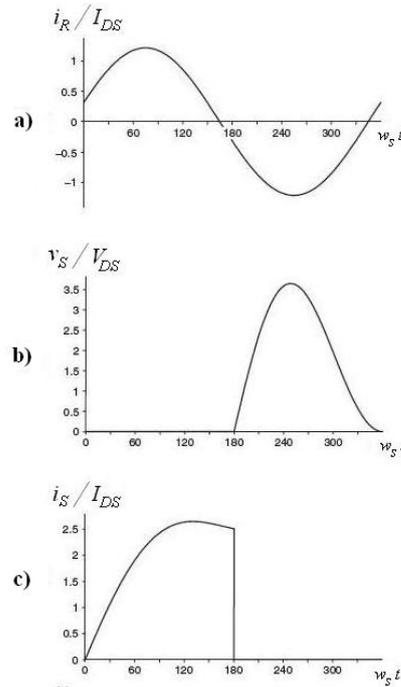


Figura 3.10: Formas de onda normalizadas para la corriente en la carga (a), tensión (b) y corriente (c) de un amplificador clase E paralelo.

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

$$\phi = \tan^{-1} \left(-\frac{I_X}{I_R} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{R}{w_s L} - w_s R C_s \right) \quad (3.69)$$

3.7.1. Parámetros de la red de carga

Ya bien como resultado de desarrollo de esta expresión o utilizando las ecuaciones de diseño (3.45), (3.46), (3.47) junto con (3.44), se pueden obtener los valores óptimos de los elementos de la red:

$$L_b = 0,732 \frac{R}{w_s} \quad (3.70)$$

$$C_s = \frac{0,685}{\omega_s R} \quad (3.71)$$

$$R = 1,365 \frac{V_{DS}^2}{P_{out}} \quad (3.72)$$

La corriente de DC se deriva de la ecuación (3.53) como:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s(\omega_s t) dt = 0,826 \cdot I_{DS} \quad (3.73)$$

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

$$C = \frac{1}{\omega_s R Q_L} \quad (3.74)$$

$$L = \frac{1}{\omega_s^2 C} \quad (3.75)$$

3.7.2. Parámetros de operación

Los valores máximos que pueden alcanzar la tensión y corriente de colector para una operación eficiente, se pueden obtener de las ecuaciones (3.53) y (3.56). Así pues:

$$V_{smax} = 3,647 V_{DS} \quad (3.76)$$

$$I_{smax} = 2,647 I_0 \quad (3.77)$$

En cuanto a la frecuencia de operación, resulta importante conocer el rango máximo que esta puede alcanzar en función de la tensión de alimentación y la capacidad de salida del dispositivo. Esta última es la que proporciona una mayor limitación en frecuencia, dado que es un parámetro propio del dispositivo y, por tanto, fijo.

$$f_{max} = 0,0798 \frac{P_{out}}{C_{out} V_{DS}^2} \quad (3.78)$$

Esta frecuencia, según explica Cripps en [14] es 1.4 veces mayor que la soportada por el amplificador clase E original.

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

Capítulo 4

Fundamentos del Transmisor Outphasing

La técnica *outphasing* fue propuesta por primera vez por H. Chireix en 1935 con la idea de mejorar las condiciones de eficiencia y linealidad en transmisores AM. Posteriormente, se denominó “LINC” (*linear amplification using non-linear components*) a este tipo de transmisores gracias al descubrimiento de la posibilidad de obtener amplificación lineal y amplia eficiencia pese a la utilización de amplificadores no-lineales.

El concepto original presentado por Chireix se basa en la codificación de una señal modulada compleja mediante dos señales de envolvente constante cuya variación de fase (contemplando la fase de cada señal y el desfase entre ambas) contiene la información de amplitud y fase de la señal original. La combinación de ambas señales resulta en una réplica amplificada de la envolvente de la señal original.

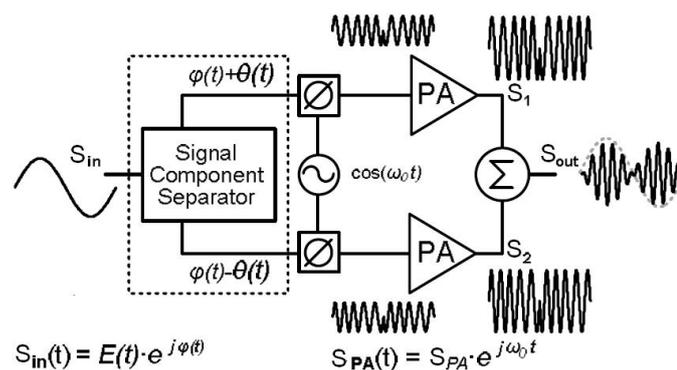


Figura 4.1: Esquema de un amplificador *outphasing* genérico.

4.1. Modulación Outphasing

A continuación realizaremos una descripción básica del principio de modulación llevado a cabo en los transmisores *outphasing*. Según este principio, a la frecuencia de portadora ω_0 , la señal de entrada banda base $S_{in}(t)$ con envolvente $E(t)$ y fase $\varphi(t)$, es proporcional a la suma vectorial de dos señales de amplitud constante ($S_1(t)$ y $S_2(t)$) de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$S_{in}(t) = E(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} S_1(t) &= \cos(\omega_0 t + \varphi(t) - \theta(t)) \\ S_2(t) &= \cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \theta(t)) \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$S_{out}(t) = G \cdot [S_1(t) + S_2(t)] \propto S_{in} \quad (4.3)$$

Donde S_{out} es la señal de salida del transmisor, $S_1(t)$ y $S_2(t)$ las señales moduladas en fase (y normalizadas) a la salida de cada una de las ramas del transmisor y G la ganancia total de este. El denominado *ángulo de outphasing* que representa la variación de fase relativa entre las dos señales viene dado por $\theta(t) = \arccos(\overline{E(t)})$.

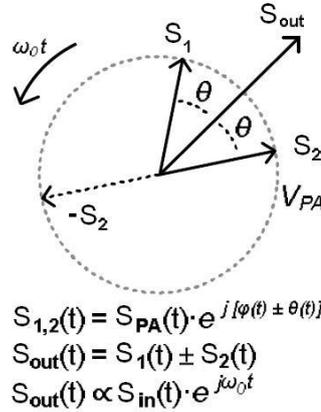


Figura 4.2: Representación en fasores del esquema de modulación *outphasing*.

Ambas señales $S_1(t)$ y $S_2(t)$ pueden combinarse de forma aditiva o sustractiva, controlando así la magnitud de la señal de salida (la envolvente) mediante el ángulo de *outphasing* $\theta(t)$:

$$\theta(t) = \begin{cases} \arccos(\overline{E(t)}) & \text{combinación aditiva} \\ \arcsen(\overline{E(t)}) & \text{combinación sustractiva} \end{cases} \quad (4.4)$$

O bien:

$$\theta(t) = \arccos\left(\overline{E(t)}\right) + \theta_{offset} \quad (4.5)$$

Donde:

$$\theta_{offset} = \begin{cases} -\frac{\pi}{2} & \text{combinación aditiva} \\ 0 & \text{combinación sustractiva} \end{cases} \quad (4.6)$$

Esta combinación, así como la ecuación (4.3) responden a la resolución siguientes relaciones trigonométricas:

$$\cos(w_0t + \varphi(t) + \theta(t)) + \cos(w_0t + \varphi(t) - \theta(t)) = 2 \cdot \cos(\theta(t)) \cdot \cos(w_0t + \varphi(t)) \quad (4.7)$$

$$\cos(w_0t + \varphi(t) + \theta(t)) - \cos(w_0t + \varphi(t) - \theta(t)) = 2 \cdot \sin(\theta(t)) \cdot \sin(w_0t + \varphi(t)) \quad (4.8)$$

Aunque ésta es la representación más utilizada de las bases teóricas del funcionamiento de la técnica *outphasing*, no está limitada a solo dos vectores (dos ramas). En principio, desde un punto de vista teórico, cualquier número par de vectores con la misma magnitud pueden utilizarse para controlar la amplitud de la señal a la salida del transmisor.

$S_1(t)$ y $S_2(t)$ son señales de envolvente constante como las que podrían obtenerse a la salida de un amplificador conmutado de alta eficiencia ideal. Pese a las no linealidades que presentan este tipo de amplificadores, la técnica *outphasing* permite su utilización en un transmisor con importantes requisitos de linealidad y eficiencia. Esto se debe a que la linealidad del transmisor *outphasing* es independiente de la presente en cada una de sus ramas. Dado que la aplicación de esta técnica permite conservar (idealmente) las variaciones en magnitud y fase de la señal original, cabe suponer que la distorsión a la salida del transmisor dependa del proceso de conversión AM-PM en el modulador y no de los amplificadores de potencia de cada rama.

4.2. Eficiencia del Transmisor Outphasing

La eficiencia de un transmisor *outphasing* depende fundamentalmente de tres aspectos concretos: el elemento combinador empleado a la salida, la clase de operación de los amplificadores de cada rama y la señal introducida a la entrada.

A continuación se presentará una solución general para la eficiencia de drenador de un amplificador *outphasing* para cualquier tipo de combinador o clase de operación.

Para N fuentes de potencia diferentes (N amplificadores de potencia) cuya combinación de potencia se supone sin pérdidas, la eficiencia de drenador total η_{DEN} puede entenderse como:

$$\eta_{DEN} = \frac{\sum_{n=1}^N P_{out_n}}{\sum_{n=1}^N P_{DC_n}} \quad (4.9)$$

Donde P_{out_n} representa la potencia de RF a la salida del amplificador n -ésimo y P_{DC_n} la potencia de DC consumida por este. Si expresamos dichas potencias en términos de tensión, corriente y admitancia, tenemos:

$$P_{out_n} = \frac{1}{2} \mathbf{Re}\{\mathbf{V}_n \cdot \mathbf{I}_n^*\} = \frac{1}{2} |\mathbf{V}_n|^2 \mathbf{Re}\{\mathbf{Y}_n\} \quad (4.10)$$

$$P_{DC_n} = V_{DC_n} \cdot I_{DC_n} = \left(\frac{V_{DC_n} I_{DC_n}}{|\mathbf{V}_n| |\mathbf{I}_n|} \right) \cdot |\mathbf{V}_n|^2 \cdot |\mathbf{Y}_n| \quad (4.11)$$

Como en un *outphasing* ideal, la amplitud de cada componente se considera idéntica, podemos simplificar η_{DEN} como el producto de dos factores: el *factor de potencia de la red* PF_N y la *eficiencia aparente* η_S .

$$\eta_{DEN} = \eta_S \cdot PF_N \quad (4.12)$$

Donde:

$$\eta_S = \frac{1}{2} \frac{|\mathbf{V}_n| |\mathbf{I}_n|}{V_{DC_n} I_{DC_n}} \quad (4.13)$$

$$PF_N = \frac{\sum_{n=1}^N \mathbf{Re}\{\mathbf{Y}_n\}}{\sum_{n=1}^N |\mathbf{Y}_n|} \quad (4.14)$$

PF_N puede entenderse como una figura de mérito del proceso de combinación [21], y su influencia sobre la eficiencia total del transmisor es limitada. η_S , sin embargo, está relacionada con la eficiencia de los amplificadores de cada rama, pero no considera la diferencia de fase entre tensión y corriente (dicha diferencia es aportada por el término PF_N). La eficiencia aparente, por tanto, depende del modo de operación de los amplificadores empleados en la implementación del *outphasing*.

4.3. El Elemento Combinador

Como ya se ha explicado anteriormente, la combinación de potencia de las ramas del amplificador *outphasing* cumple un factor determinante en el comportamiento de este y en la obtención de unas figuras de mérito óptimas para la integración como transmisor. Existen dos tipos fundamentales de combinadores que pueden usarse en la implementación de la técnica *outphasing*, cada uno de los cuales deriva en múltiples alternativas con diferente rendimiento.

- **Combinadores aislados** (*isolating combiners*)

También denominados combinadores con pérdidas (*lossy combiners*), se asocian generalmente al término LINC acuñado por D. Cox en 1974 [13]. Este tipo de combinadores, al aislar cada una de las ramas que componen el *outphasing*, hacen que los amplificadores vean una impedancia constante durante el proceso de modulación (el factor de potencia es constante: $PF_N = 1$). Esto garantiza la linealidad, pero el combinador introduce pérdidas que repercuten de forma negativa en la eficiencia total del transmisor, sobre todo si las señales empleadas poseen una PAPR elevada (los amplificadores funcionan a potencia constante incluso cuando la señal requerida a la salida es muy baja). Existen distintas técnicas para mejorar las condiciones de eficiencia de los transmisores *outphasing* con combinadores aislados, como pueden ser los amplificadores con recuperación de potencia [22] o los LINC multinivel [23], pero no entraremos a analizar sus cualidades en este texto (aunque presentan interesantes alternativas, su implementación es mucho más compleja que la de combinadores no aislados).

Elementos combinadores comunes en este tipo de transmisores son el combinador Wilkinson, el combinador híbrido en cuadratura, acopladores Lang y otras arquitecturas basadas en baluns, transformadores y líneas de transmisión

- **Combinadores no aislados** (*non-isolating combiners*)

En los transmisores *outphasing* que emplean combinadores no aislados (también llamados “sin pérdidas” o *lossless*), los amplificadores de cada rama interactúan entre sí, resultando en una *modulación de carga*. El concepto de modulación de carga es relativamente sencillo, pero ha demostrado ser de gran uso en este tipo de arquitecturas: dos amplificadores comparten una misma carga dinámica que influye en las formas de onda de cada rama (la impedancia vista por una rama es modificada por la corriente entregada por el otro amplificador).

Para un transmisor *outphasing* ideal con dos ramas, el factor de potencia viene dado por:

$$PF = \frac{\operatorname{Re}\{\mathbf{Y}_1\} + \operatorname{Re}\{\mathbf{Y}_2\}}{|\mathbf{Y}_1| + |\mathbf{Y}_2|} \quad (4.15)$$

Donde la carga (expresada como admitancias) vista por cada rama viene dada por \mathbf{Y}_1 e \mathbf{Y}_2 . Dicha carga es modulada durante el *outphasing*, presentando una componente reactiva que reduce el factor de potencia del combinador y, por ende, la eficiencia del transmisor en condiciones de back-off. En su artículo de 1935 [12], Chireix propone añadir a la arquitectura dos elementos reactivos con impedancias opuestas entre cada rama y el combinador de cara a minimizar dicha componente. Esta práctica se ha hecho común en el diseño de amplificadores *outphasing* con combinadores no aislados y, dado el planteamiento de la técnica de compensación, recibe comúnmente el nombre de *amplificador outphasing Chireix*.

4.4. El Combinador Chireix

Como ya se ha expuesto anteriormente, en la topología propuesta por Chireix en [12], la carga es modulada mediante el control de la fase de las señales a la salida de ambos dispositivos activos. En un amplificador *outphasing* con combinadores no aislados como los mostrados en las figuras 4.3, la fase de las componentes de tensión y corriente en la carga está influenciada por ambos dispositivos. Esto supone que las formas de onda de corriente y/o voltage en los amplificadores de cada rama no estén sujetas a una relación ortogonal, resultando en un deterioro de la eficiencia total del *outphasing*.

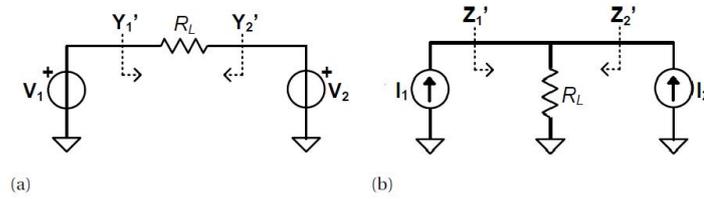


Figura 4.3: Representación de un combinador Chireix entendiendo los amplificadores como fuentes de tensión (a) o de corriente (b).

La solución derivada del trabajo desarrollado por Chireix consiste en seleccionar un punto de operación de máxima eficiencia para ambos amplificadores y añadir al combinador dos reactancias de compensación para optimizar la impedancia de carga vista por ambos dispositivos.

En la figura 4.4 se representa el combinador Chireix con elementos de compensación para una representación de los amplificadores como fuentes de tensión (a) y como fuentes de corriente (b).

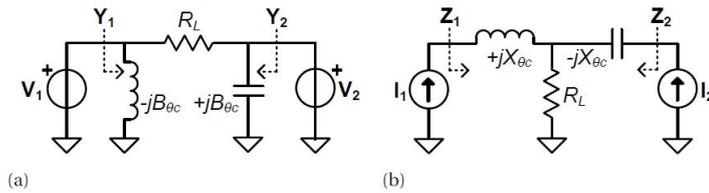


Figura 4.4: Representación de un combinador Chireix con elementos de compensación.

Considerando que cada rama se comporta como una fuente de corriente (figura 4.4 (b)) y que los vectores modulados en fase vienen dados por $i_1(t) = I_{PA} \cdot e^{j \cdot \theta(t)}$ e $i_2(t) = I_{PA} \cdot e^{-j \cdot \theta(t)}$ respectivamente, entonces la impedancia dinámica vista por cada rama se define como:

$$Z_1(\theta(t)) = R(\theta(t)) - j \cdot |X(\theta(t)) - X_{\theta c1}| \quad (4.16)$$

$$Z_2(\theta(t)) = R(\theta(t)) + j \cdot |X(\theta(t)) - X_{\theta c2}| \quad (4.17)$$

$$R(\theta(t)) = R_{PA} \cdot \cos^2(\theta(t)) \quad (4.18)$$

$$X(\theta(t)) = R_{PA} \cdot \frac{\sin(2 \cdot \theta(t))}{2} \quad (4.19)$$

$$X_{\theta c1,2} = X(\theta_{c1}, 2) \quad (4.20)$$

Donde $R_{PA} = 2 \cdot R_L$, $R(\theta(t))$ y $X(\theta(t))$ son la parte real e imaginaria de la impedancia compleja que representa la carga y $X_{\theta c1,2}$ respectivamente representan las reactancias de compensación para cada rama. La potencia entregada a la carga R_L se definirá entonces como:

$$P_{out}(t) = I_{PA}^2 \cdot R_{PA} \cdot \cos^2(\theta(t)) \quad (4.21)$$

Cuando ambos vectores de corriente están en fase la potencia entregada a la carga es máxima ($\theta(t)|_{P_{out,max}} = 0$) y, por tanto, la impedancia vista por cada rama será $R_{PA} = 2 \cdot R_L$. Esto es lo que se entiende de forma general como un combinador “aditivo”.

4.5. Diferencias entre el Transmisor Chireix y la Arquitectura Doherty

Como ya se ha comentado anteriormente, los amplificadores de tipo Doherty representan quizás la arquitectura más empleada hoy en día en estaciones base, entre otras cosas debido a la sencillez de su implementación sobre la arquitectura I/Q tradicional. No obstante, la aplicación de la técnica Chireix representa una alternativa cada vez más viable para la mejora de la eficiencia (sobre todo con la introducción de los amplificadores clase E) y, por tanto, merece la pena destinar un esfuerzo a su investigación y desarrollo.

La arquitectura Doherty requiere el uso de inversores de impedancia para cambiar el sentido de la modulación de carga con el objetivo de incrementar la eficiencia. Sin embargo, esto supone una limitación en el ancho de banda de funcionamiento. En el transmisor Chireix, sin embargo, la modulación de carga se obtiene mediante el control de fase, lo que hace que sea una topología mucho más flexible. Además, en el Doherty, el rango de modulación de carga es más reducido y asimétrico, en el amplificador principal varía de R a $R/2$, mientras que en el auxiliar puede ser modulada entre ∞ y $R/2$. En el transmisor Chireix, el rango de modulación se extiende de $R/2$ a ∞ para ambos amplificadores.

Idealmente, en el amplificador Chireix, la linealidad del transmisor no depende de los amplificadores de cada rama en sí mismos, como es el caso del amplificador Doherty, sino en la descomposición de las señales y

su codificación en amplitud y fase. Estudios realizados recientemente [14] (cap 10.4) [24] (cap 3.8), muestran que, en la comparación entre sistemas Outphasing y Doherty de características similares, la eficiencia que se puede llegar a obtener mediante el uso de técnicas *outphasing* no solo es más elevada, sino que puede mantenerse en un rango mayor sobre la potencia de salida, lo que lo hace ideal para manejar señales de gran PAPR.

Además, la técnica Outphasing permite la utilización de amplificadores no-lineales tipo Clase E, los cuales gozan de una eficiencia de drenador espectacular comparada con la que puedan ofrecer los amplificadores linealizados empleados generalmente en la arquitectura Doherty.

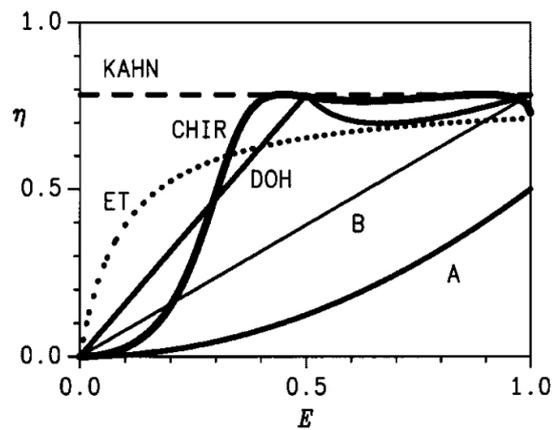


Figura 4.5: Eficiencia en función de la salida para distintas arquitecturas de transmisión [3].

Capítulo 5

Diseño e Implementación del Amplificador Clase E Paralelo de Banda Ancha

En este capítulo se realizará una descripción del proceso seguido para la implementación de un amplificador de potencia clase E paralelo de banda ancha trabajando en condiciones de máxima eficiencia. Para alcanzar estos objetivos se ha partido del diseño de un amplificador paralelo en la banda de los 770MHz. Este amplificador será reajustado posteriormente para satisfacer las condiciones que maximicen la eficiencia y el ancho de banda. Dado que el objetivo final de este proyecto es el de integrar este diseño en un esquema outphasing, también se ha realizado un estudio de los efectos de la modulación de carga en el amplificador.

5.1. Modelo del Transistor: elección y verificación

El transistor empleado para la realización del amplificador clase E es un HEMT de GaN, el modelo CGH35030F de Cree Inc. Sus características generales pueden consultarse en las hojas de características que proporciona el fabricante (actualmente en su revisión 3.3 [25]).

Pese a que el fabricante tiene disponible un modelo de este transistor para su utilización en simulación con Microwave Office (programa empleado para las simulaciones en este trabajo), el modelo existente en el momento de la realización de este proyecto había demostrado dar ciertos problemas de convergencia al utilizarlo en simulaciones anteriores, sobre todo en lo referente a la región lineal de operación. Dado que la frecuencia de trabajo es relativamente baja y el objetivo de las simulaciones es emular el comportamiento del transistor y, teniendo en cuenta que estas son solo un punto de partida dado que el ajuste final se realizará en medida, se ha empleado un circuito conmutador para representar dicho comportamiento.

En dicho circuito (Fig. 5.1) se emplea una fuente de corriente controlada por dos tensiones, V_{gs} (V_1) y V_{ds} (V_0). V_1 se representa como un pulso entre 0 y 1 voltios, de tal forma que cuando $V_1 = 0$, $I_{ds} = 0$ (independiente del valor de V_{ds}). Sin embargo, cuando V_1 toma el valor de 1 V, el transistor estará en conducción e $I_{ds} = \frac{V_{ds}}{R_{on}}$

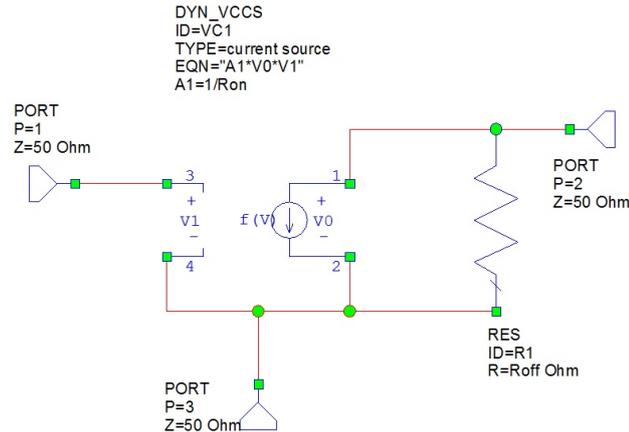


Figura 5.1: Modelo del transistor empleado en la simulación.

Una vez establecido el modelo, el siguiente punto de diseño reside en determinar los valores de la resistencia de conducción (R_{ON}) y de la capacidad de salida del transistor (C_{out}). Ambos parámetros han de ser determinados para poder establecer así el punto de funcionamiento clase E del amplificador.

La resistencia en conducción se estima a partir de la pendiente de las características I/V del dispositivo para una tensión de puerta inmediatamente anterior a la conducción en dicho terminal. Con esto, se calcula que la resistencia en conducción estimada para dicho modelo es $R_{ON} = 0,55 \ \Omega$.

La capacidad de salida, sin embargo, surge a partir de la medida de la evolución del parámetro S_{22} con la frecuencia a la tensión de polarización de drenador de interés ($V_{DS} = 28 \text{ V}$ ¹). La tensión de polarización en puerta empleada para la obtención de C_{out} será aquella justo anterior a la manifestación de un incremento en la conductancia de salida (justo antes de pinch-off, momento en que el amplificador comienza a conducir). En este caso, dicha tensión es $V_{GS} = -3,5 \text{ V}$. Con lo que la capacidad de salida será $C_{out} = 2,96 \text{ pF}$ a 770 MHz.

El resto de parámetros del transistor se obtienen a partir de una serie de ecuaciones planteadas en el simulador:

¹Esta tensión ha ido seleccionada de forma que el pico de la forma de onda no supere el valor de ruptura $V_{smax} < 120 \text{ V}$ 3.76

Frequency Sweep

FREQUENCY=0.77e9

CGH35030

Output Susceptance (Pin

$B_{out_030} = Sparam_CGH35030_pinchoffIm(YIN(2))$

Output Conductance (Pinch-off)

$G_{out_030} = Sparam_CGH35030_pinchoffRe(YIN(2))$

Output Capacitance

$C_{out_030} = B_{out_030} / (2 * \pi * FREQUENCY)$

Output Resistance

$R_{off_030} = 1 / G_{out_030}$

Susceptances (Pinch-off)

$B_{11_030} = Sparam_CGH35030_pinchoffIm(Y(1,1))$

$B_{12_030} = Sparam_CGH35030_pinchoffIm(Y(1,2))$

$B_{21_030} = Sparam_CGH35030_pinchoffIm(Y(2,1))$

$B_{22_030} = Sparam_CGH35030_pinchoffIm(Y(2,2))$

$B_{mil_030} = 0.5 * (B_{12_030} + B_{21_030})$

Capacitances

$C_{gd_030} = -B_{mil_030} / (2 * \pi * FREQUENCY)$

$C_{gs_030} = B_{11_030} / (2 * \pi * FREQUENCY) - C_{gd_030}$

$C_{ds_030} = B_{22_030} / (2 * \pi * FREQUENCY) - C_{gd_030}$

$C_{out1_030} = C_{ds_030} + C_{gd_030}$

$C_{out2_030} = C_{ds_030} + (C_{gd_030} * C_{gs_030}) / (C_{gd_030} + C_{gs_030})$

Figura 5.2: Ecuaciones para el cálculo de parámetros del transistor CGH35030.

5.2. Simulación del Amplificador

Obtenida la capacidad de salida del transistor, se procede a aplicar las ecuaciones para el clase E paralelo que nos permiten estimar los valores óptimos teóricos de la resistencia de carga y la reactancia en la vía de polarización (Fig. 5.3). Estas ecuaciones se han derivado de las especificadas para la red de carga en el capítulo 3, sección 3.7.1 despejando en función del valor de la capacidad de salida. Los valores obtenidos se muestran en la tabla 5.1.

Clase E Paralelo, Grebennikov Optimum Impedance and Reflection Coeff. @ f0

```

Ropt_030_p=0.685/(2*_PI*FREQUENCY* Cout_030)
Gopt_030_p=1/Ropt_030_p
Bb_030_p=-1/Xb_030_p

Yopt_030_p = Gopt_030_p+j*Bb_030_p
Zopt_030_p=1/Yopt_030_p

Xb_030_p = 0.5014/(2*_PI*FREQUENCY* Cout_030)
Lb_030_p = Xb_030_p/(2*_PI*FREQUENCY)

Sopt_030_p=(Zopt_030_p-50)/(Zopt_030_p+50)
Ssopt_030_p=(Ropt_030_p-50)/(Ropt_030_p+50)

```

Figura 5.3: Ecuaciones de diseño del amplificador clase E paralelo.

R_{opt}	39.233 Ω
Z_{opt}	13.687 + j18.699 Ω
$X_{b_{opt}}$	28.717 Ω
L_b	5.94 nH

Tabla 5.1: Valores óptimos de diseño del amplificador clase E paralelo.

Posteriormente, se procede a implementar el esquemático del amplificador al completo en el simulador. Dicho esquemático integrará el modelo del transistor mencionado anteriormente, la polarización de drenador, la capacidad paralela de salida como elemento externo (para facilitar las medidas de corriente), la bobina de polarización y un sintetizador de impedancias.

El objetivo del sintetizador de impedancias (HBTUNER) es el de proporcionar las terminaciones al segundo y tercer armónico características del amplificador. Aunque pueda parecer que garantizar el abierto a segundo y tercer armónico es una imposición exigua, en investigaciones anteriores se ha demostrado ser más que suficiente dado que el ajuste en medida por encima del tercer armónico es difícil de controlar en este tipo de diseños.

Para la realización de las simulaciones se compararon dos esquemas distintos: en el primero (Fig. 5.5), la bobina de polarización de drenador toma el valor L_b obtenido anteriormente y las terminaciones a los armónicos se consideran ideales; en el segundo esquema (Fig. 5.6) la bobina se considera infinita (10^9 H) y en el *tuner* se han introducido las terminaciones a los armónicos que presenta la bobina de polarización (Fig. 5.4).

Con estos esquemáticos, se pudo realizar una primera aproximación al comportamiento del amplificador en relación al comportamiento de la

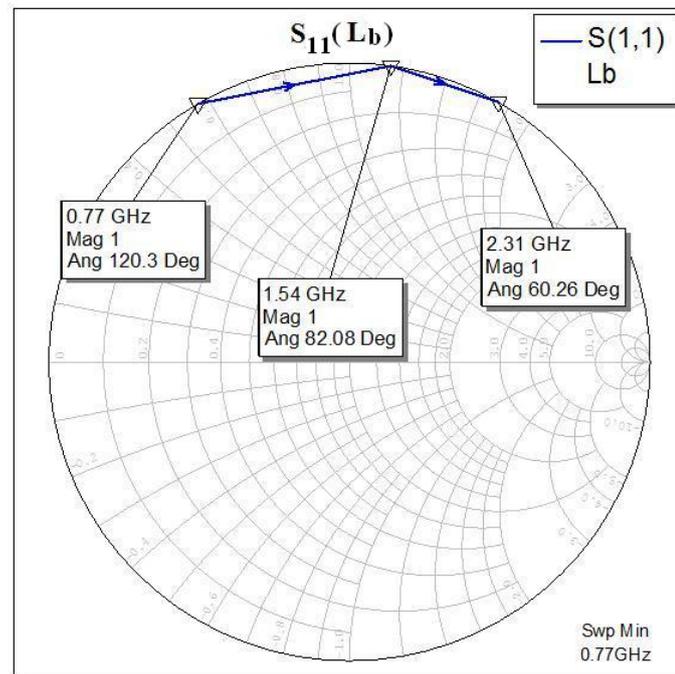


Figura 5.4: Parámetro S_{11} de la bobina de polarización en drenador ideal.

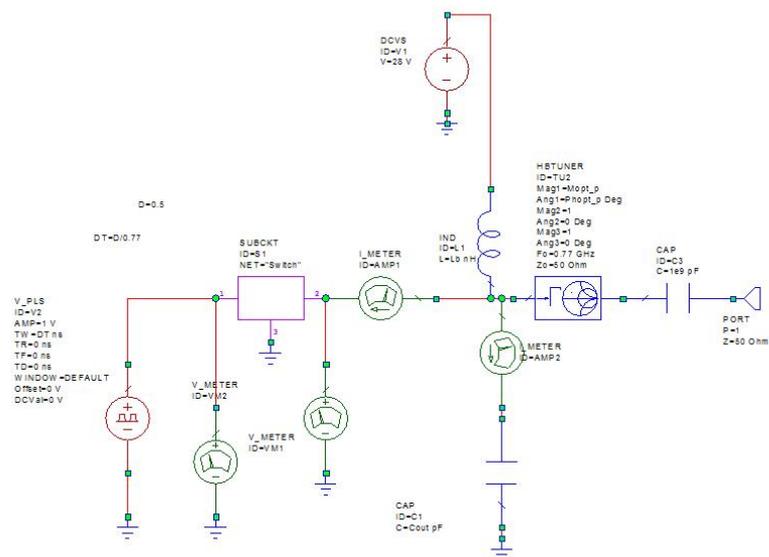


Figura 5.5: Esquemático de AWR empleado en simulación con bobina de polarización L_b .

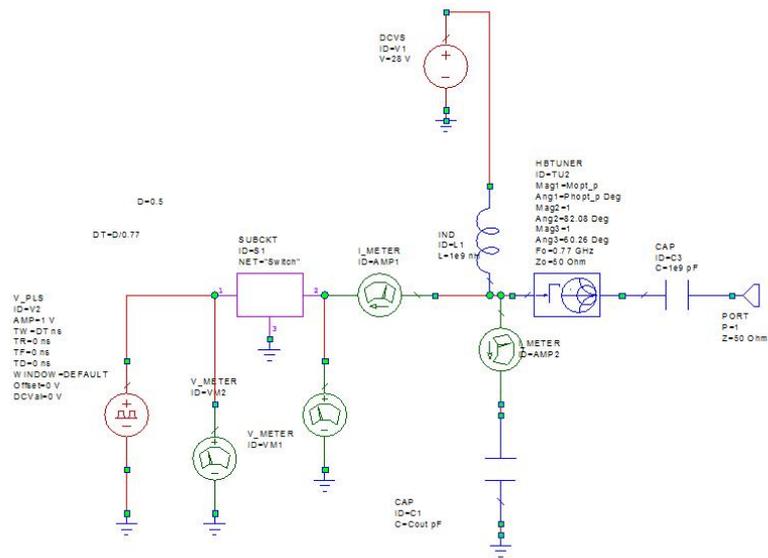


Figura 5.6: Esquemático de AWR empleado en simulación con bobina de polarización ideal y terminación a 2^o y 3^{er} armónico de la bobina de polarización.

eficiencia de drenador y potencia de salida del amplificador frente a frecuencia y una representación de las formas de onda a 770 MHz.

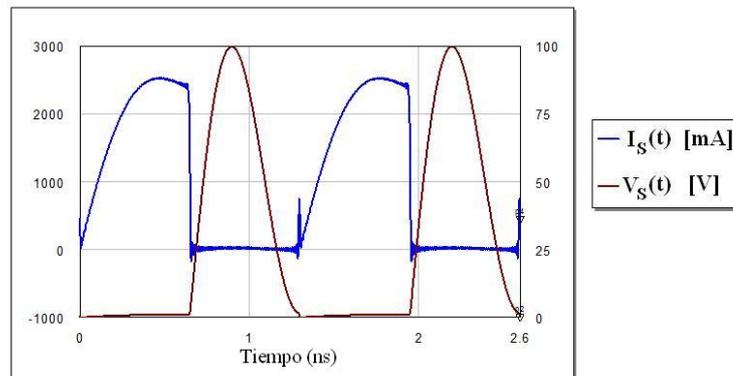


Figura 5.7: Representación de las formas de tensión y corriente de colector del amplificador para dos periodos de funcionamiento.

5.2.1. Simulación Load-Pull

Con este esquemático se realiza una simulación *load-pull* del amplificador. Este tipo de simulaciones emplean sintetizadores de impedancia en la entrada

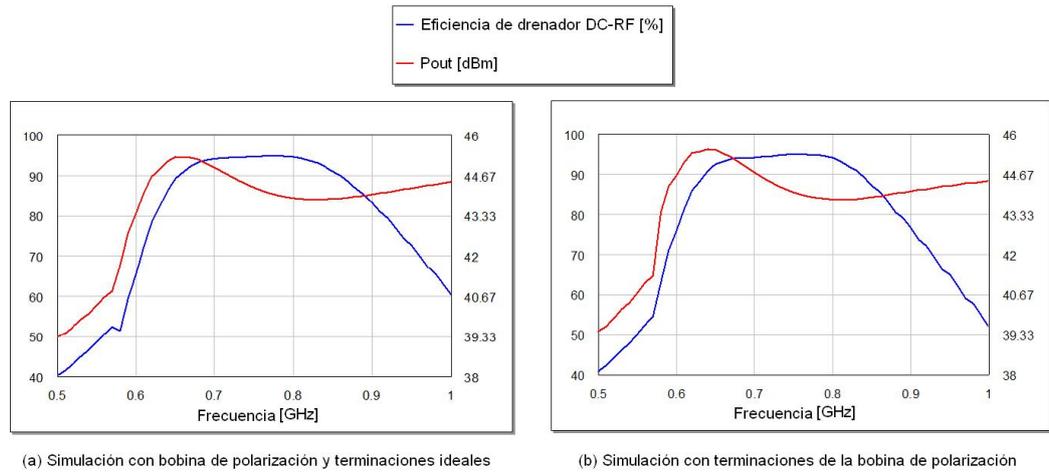


Figura 5.8: Eficiencia de drenador y potencia de salida idealizados para ambos esquemas del amplificador empleados en simulación.

y salida del amplificador para variar la impedancia vista por el circuito y simular su comportamiento realizando medidas de potencia, consumo, niveles de intermodulación, etc. En el caso del amplificador, la realización de una simulación *load-pull* al fundamental nos permitirá observar los contornos de eficiencia y el nivel de potencia de salida en función de la impedancia vista en RF desde drenador (resistencia de carga), representados en una carta de Smith.

Como se puede apreciar en dicha figura (Fig. 5.9) el punto de impedancia óptima al fundamental, en tanto permite conseguir las condiciones ZDS y ZVS, se encuentra dentro del círculo de mayor eficiencia y la variación de potencia en dicho círculo es de aproximadamente 10 dB. A diferencia de un clase E “clásico” (clase E Sokal) el *load-pull* en RF del paralelo está centrado en una zona de impedancia real, tanto en eficiencia como en potencia; esta característica es la que nos permitirá mantener unas prestaciones de alta eficiencia en un cierto ancho de banda para señales de alta PAPR.

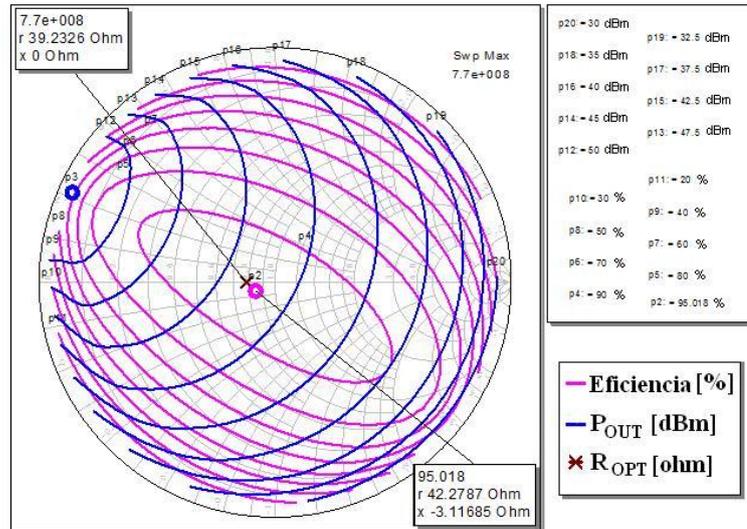


Figura 5.9: Representación de los círculos de eficiencia y potencia de salida barriendo la impedancia en la vía de RF (resistencia de carga), junto a la R_{opt} del amplificador.

5.3. Implementación y caracterización del Amplificador

A raíz de las simulaciones realizadas y de los parámetros obtenidos, se procede a implementar las redes de entrada y salida del amplificador con componentes discretos ².

El esquema empleado para el diseño del amplificador clase E queda representado en la figura 5.10.

5.3.1. Diseño de la red de salida

En primer lugar, se ajustó un circuito L-C serie para la red de salida. Atendiendo a lo ya explicado anteriormente, esta red debe ser resistiva pura ($X_{opt} = 0$) y el valor de la impedancia a la frecuencia de trabajo por tanto debe ser lo más próximo posible a R_{opt} (39.2Ω). Tras ajustar distintas redes sobre una placa idéntica a la empleada para la red de salida del amplificador y medirlas en el analizador, se consiguieron los resultados óptimos con una bobina $L_s = 12,5 \text{ nH}$ (Serie Air Core de Coilcraft) y un condensador $C_s = 2,7 \text{ pF}$ (serie 100B de ATC).

El siguiente punto de diseño, fundamental en el caso del amplificador

²Salvo especificación, las bobinas empleadas en este diseño pertenecen a las series Air Core de Coilcraft y los condensadores a la serie 100B de ATC

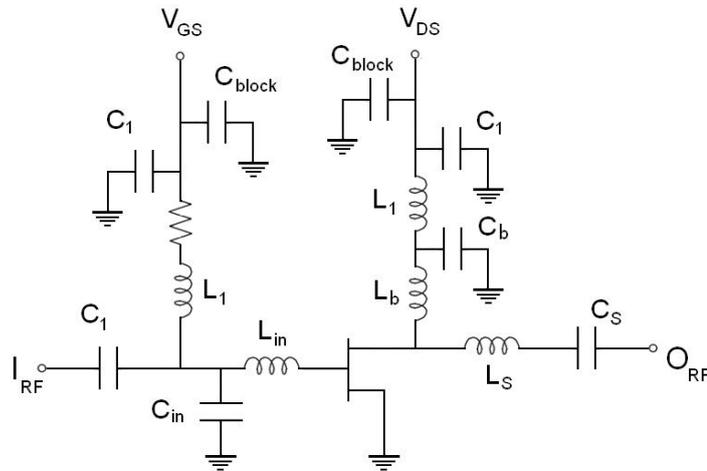


Figura 5.10: Esquema del amplificador clase E paralelo implementado.

clase E, es encontrar una “T” de polarización (bobina en serie y condensador a masa) que presente la reactancia óptima al fundamental. Los valores de bobina más cercanos al obtenido en simulación disponibles en el laboratorio son de 5 y 8 nH . Aunque la bobina de 5 nH parece la más adecuada debida su cercanía al valor teórico, se comprobó en medida que la disipación en drenador aumentaba en las zonas de máxima potencia, lo que ponía en peligro al transistor. Por tanto se procedió a rediseñar la red de polarización de entrada para $C_b = 8 \text{ nH}$ y $C_b = 24 \text{ pF}$ (menor Q).

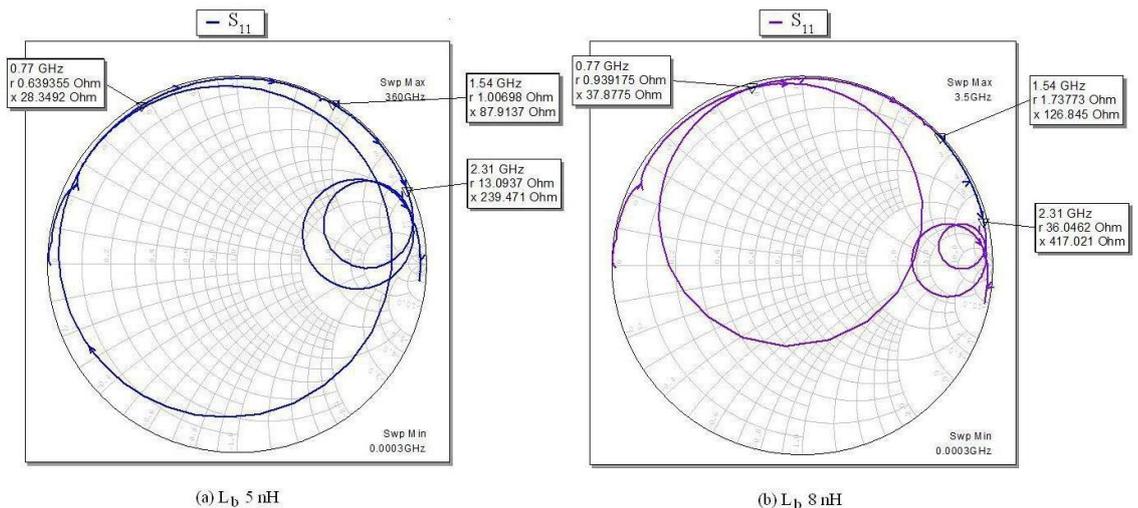


Figura 5.11: Parámetros S_{11} medidos para bobina de polarización de 5 nH (a) y 8 nH (b) en serie con un condensador a masa de 24 pF .

El ajuste conseguido, al ser comparado con el obtenido con la bobina de 5 nH , muestra una reactancia superior a la óptima (Fig. 5.11), pero realizando un ajuste fino sobre el circuito se consiguieron unos resultados de PAE y eficiencia superiores (Fig. 5.12 y Fig. 5.13).

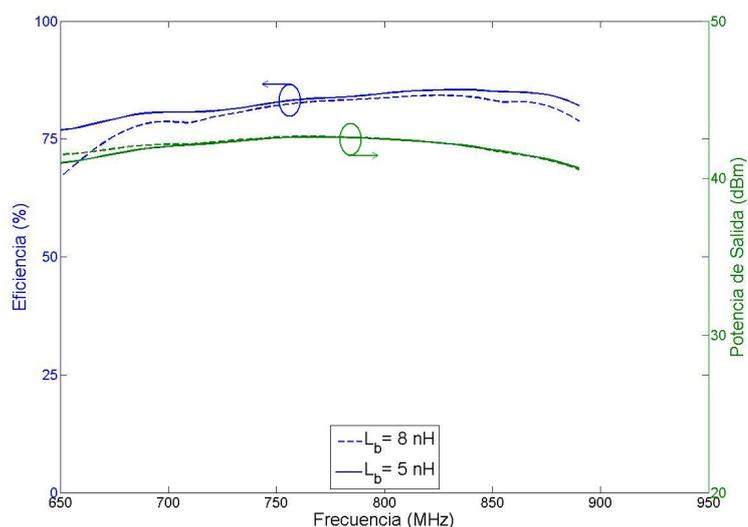


Figura 5.12: Perfiles de eficiencia y potencia de salida frente a frecuencia del amplificador clase E para $L_b = 5 \text{ nH}$ y $L_b = 8 \text{ nH}$ medidos a $V_{GS} = -3,8 \text{ V}$ y $V_{DS} = 28 \text{ V}$.

5.3.2. Diseño de la red de entrada

En toda la literatura presentada anteriormente, hemos tratado el diseño de la red de salida del amplificador, pero no el de la red de entrada. El objetivo del diseño de la red de adaptación de entrada es optimizar la potencia necesaria para la conmutación de transistor. Una buena adaptación de entrada a la frecuencia de trabajo repercute de forma positiva en la PAE (mejor adaptación implica una mayor transferencia de potencia). Esta adaptación se consigue con una bobina en serie con la puerta del transistor y un condensador a masa. Dado que el valor de la bobina en serie suele ser pequeño, se puede utilizar la longitud de línea entre esta y el condensador para ajustar el valor de la impedancia³. Los valores obtenidos para la adaptación a 770 MHz fueron $C_{in} = 8,2 \text{ pF}$ y $L_{in} = 3,85 \text{ nH}$. Sin embargo, dadas las condiciones de funcionamiento del amplificador en el contexto del transmisor Chireix, se modificó el perfil del amplificador para optimizar su comportamiento a una frecuencia de 730 MHz y mejorar con

³Una mayor separación entre la bobina y el condensador resulta, a todos los efectos, en un incremento de la reactancia

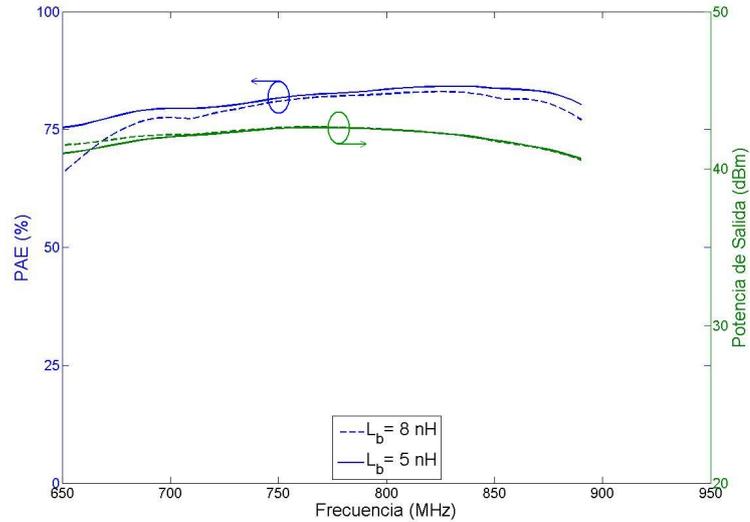


Figura 5.13: Perfiles de PAE y potencia de salida frente a frecuencia del amplificador clase E para $L_b = 5 \text{ nH}$ y $L_b = 8 \text{ nH}$ medidos a $V_{GS} = -3,8 \text{ V}$ y $V_{DS} = 28 \text{ V}$.

ello las características en eficiencia y variación de potencia. Por lo tanto fue necesario alterar la adaptación a dicha frecuencia, resultando en unos valores finales de $C_{in} = 5,6 \text{ pF}$ y $L_{in} = 3,85 \text{ nH}$

Se puede apreciar en el esquemático 5.3 la utilización de un condensador de desacoplo en la entrada de RF que toma un valor $C_1 = 82 \text{ pF}$, lo que se aproxima a un cortocircuito a la frecuencia de trabajo.

En cuanto a la polarización en puerta, el diseño utiliza una “T” de polarización para el aislamiento de DC que consta de una bobina $L_1 = 150 \text{ nH}$ que presenta un abierto a la frecuencia de trabajo, seguida de una resistencia de $50 \text{ }\Omega$ para reducir la posibilidad de oscilaciones y de un condensador a masa de valor $C_1 = 82 \text{ pF}$.

Se puede observar que, aparte de las diferencias entre las redes de polarización de drenador y de puerta asociadas a la reactancia, se ha incluido un filtro adicional en drenador compuesto por una bobina serie de 150 nH y un condensador de 82 pF a masa (buen corto a f_0) para eliminar cualquier tipo de oscilación de la corriente de drenador.

Adicionalmente, tanto para la polarización en puerta como en drenador, para mejorar el aislamiento de DC, se ha empleado un banco de cinco condensadores soldados a masa de valores 1 nF , 10 nF , 100 nF , $1 \text{ }\mu\text{F}$ y $10 \text{ }\mu\text{F}$. El paralelo de dichos condensadores se ha expresado en el esquemático (Fig. 5.10) como C_{block} .

En la tabla 5.2 se reflejan los valores finales de los componentes implementados en el amplificador clase E (Fig. 5.14). Estos valores optimizados son los empleados para la implementación de los amplificadores también en

C_b	L_b	C_{in}	L_{in}	C_S	L_S	C_1	L_1
24 pF	8 nH	5,6 pF	3,85 nH	2,7 pF	12,5 nH	82 pF	150 nH

Tabla 5.2: Valores empleados en la implementación del amplificador clase E paralelo.

el transmisor *outphasing*.

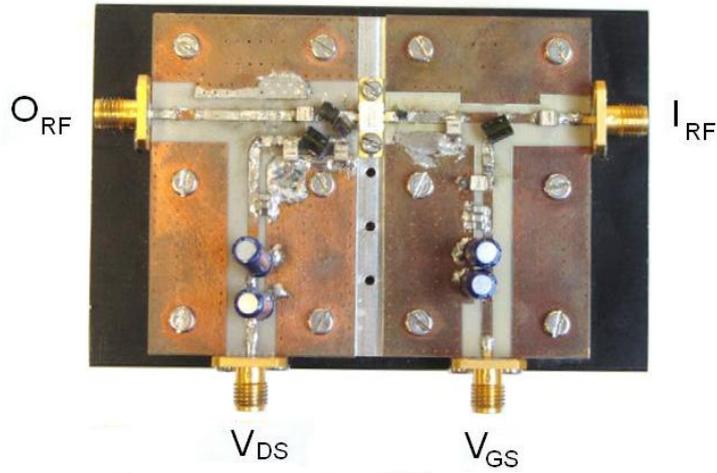


Figura 5.14: Fotografía del prototipo soldado en placa para el amplificador paralelo clase E.

Finalmente se realizaron varias medidas variando la tensión de polarización de puerta para encontrar un nuevo límite entre las regiones de saturación y de corte. Manteniendo la tensión de polarización de drenador $V_{DS} = 28 \text{ V}$, se obtuvo un perfil óptimo de PAE y eficiencia a una $V_{GS} = -3,3 \text{ V}$ (Fig. 5.15).

Se puede apreciar en dicho perfil como la eficiencia se mantiene por encima del **80 %** (con un pico del 86 %) en un ancho de banda de algo más de **200 MHz** (desde aproximadamente los 630 a los 890 MHz) con una PAE estable en el mismo rango con valores entre el 78 % y el 84 %.

En cuanto a la caracterización en potencia frente a frecuencia, se puede observar como la variación en dicho ancho de banda es menor a 3 dB, alcanzando el máximo de 43 dBm a la frecuencia de 760 MHz y un mínimo de 40.72 dBm en el extremo superior de la banda.

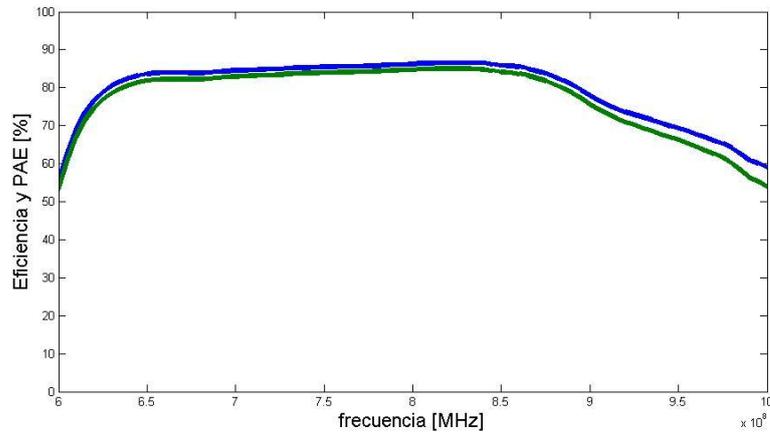


Figura 5.15: Perfiles de eficiencia y PAE frente a frecuencia del amplificador clase E medidos a $V_{GS} = -3,3 \text{ V}$ y $V_{DS} = 28 \text{ V}$.

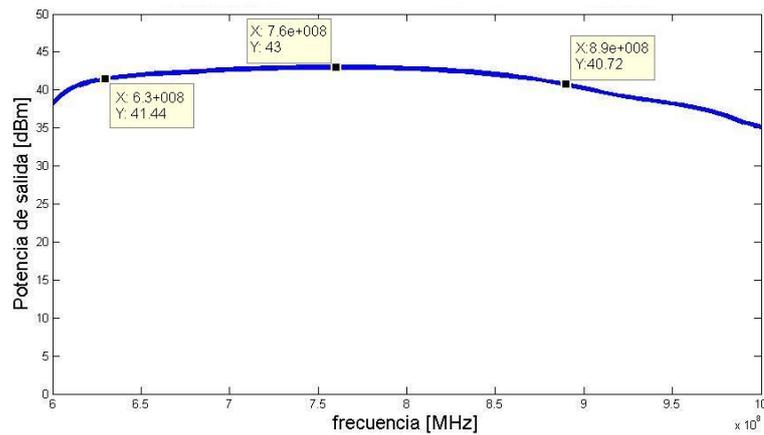


Figura 5.16: Perfil de potencia de salida frente a frecuencia del amplificador clase E medidos a $V_{GS} = -3,3 \text{ V}$ y $V_{DS} = 28 \text{ V}$.

5.4. Estudio de los Efectos de la Variación de la Impedancia de Carga en el Amplificador

Dado que el objetivo final del diseño del amplificador clase E es su integración en un amplificador *outphasing*, previamente a la implementación de dicho transmisor, se decide realizar un análisis de los efectos de la modulación de la impedancia de carga en dicho amplificador.

Para ello, se diseñan varias redes de transformación LC con el objetivo de transformar la impedancia de carga de $50 \text{ }\Omega$ del amplificador a otras

R_{aprox}	L		C	
127 Ω	12,5	nH	1,5	pF
217 Ω	18,5	nH	1,2	pF 0,2 pF
390 Ω	28	nH	1	pF
606 Ω	35,5	nH	0,6	pF

Tabla 5.3: Valores empleados en las redes de transformación de impedancia.

impedancias más elevadas. La topología empleada consta de un condensador a masa a la salida de la red de carga del amplificador y una bobina en serie, de tal forma que la impedancia vista por el amplificador será siempre mayor a 50 Ω .

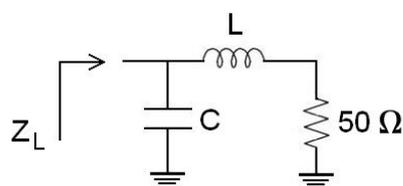


Figura 5.17: Esquemático del transformación de impedancia empleado para la variación de la impedancia de carga. Z_L representa la impedancia de carga vista por el amplificador.

Siguiendo esta estructura y empleando un circuito impreso idéntico al utilizado para la entrada del amplificador, se dispusieron cuatro redes de transformación y se realizaron varios barridos a la frecuencia de diseño variando la potencia de entrada para cada una de las redes en dos puntos de operación del amplificador: con $V_{GS} = -3,3$ V, donde el amplificador opera como clase E y con $V_{GS} = -2,3$ V, punto de operación por encima de *pinch-off* en el que el amplificador se comporta de forma más lineal al ser excitado por una señal de envolvente variable ⁴.

Los componentes empleados, así como las impedancias medidas de la red y la impedancia real aproximada quedan reflejados en la tabla 5.3.

Los resultados obtenidos de las medidas para ambos valores de V_{GS} se han representado en función de la potencia de entrada en las gráficas mostradas a continuación.

Atendiendo a la gráficas de ganancia y potencia de salida frente a potencia de entrada (Fig. 5.19 y Fig. 5.18), se puede observar el diferente comportamiento del amplificador en función del punto de polarización. Cuando

⁴Este modo de operación, similar a la clase AB, es comúnmente denominado como clase J modo continuo [14] [26]y responde a una característica más lineal del amplificador. Se empleará dicho modo de operación en la implementación *outphasing* de cara a maximizar el control de potencia y la eficiencia en el manejo de señales de envolvente variable

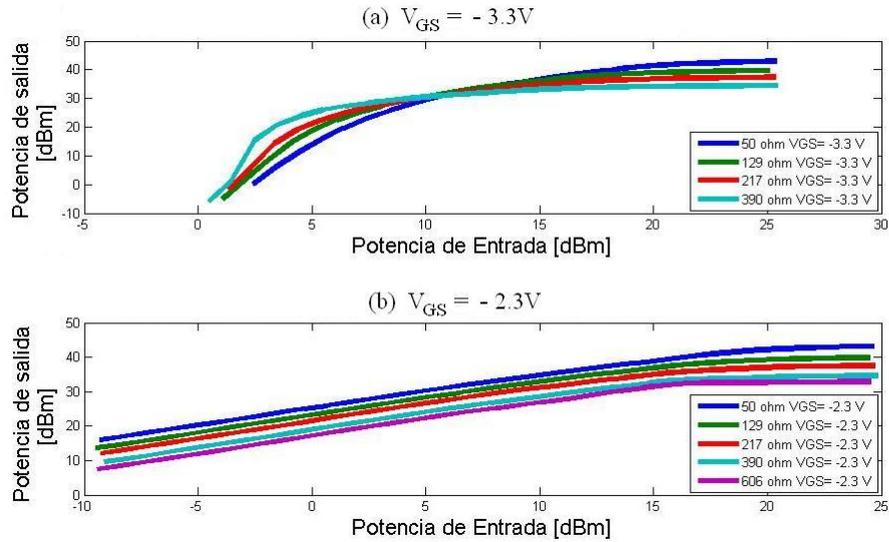


Figura 5.18: Potencia de salida frente a potencia de entrada para tensiones de polarización en puerta de $-3,3\text{ V}$ (a) y $-2,3\text{ V}$ (b).

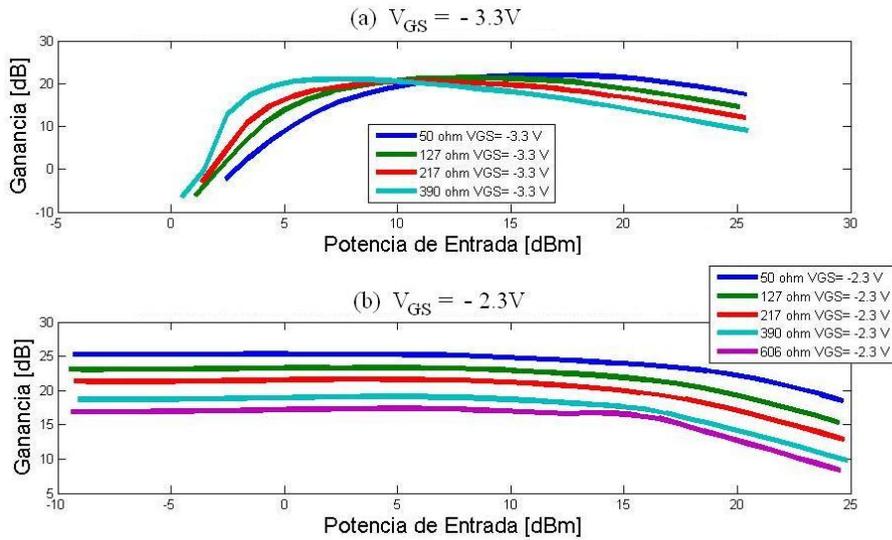


Figura 5.19: Ganancia frente a potencia de entrada para tensiones de polarización en puerta de $-3,3\text{ V}$ (a) y $-2,3\text{ V}$ (b).

está funcionando como clase E ($V_{GS} = -3,3\text{ V}$) se da una fuerte expansión de ganancia a baja potencia y las curvas comienzan a comprimir según se incrementa la potencia de entrada. Esta compresión se produce a menor potencia a medida que aumenta la impedancia de carga. Sin embargo, al polarizar el amplificador en clase J ($V_{GS} = -2,3\text{ V}$) la ganancia se mantiene constante durante un rango de unos 20 dB para cualquier impedancia de

carga, comprimiendo tan solo a partir de los 15 dBm. Esta característica lineal nos permite emplear el amplificador en condiciones de *outphasing* sin que exista en principio una degradación substancial de la eficiencia y la PAE, como bien se puede observar en las figuras 5.20 y 5.21.

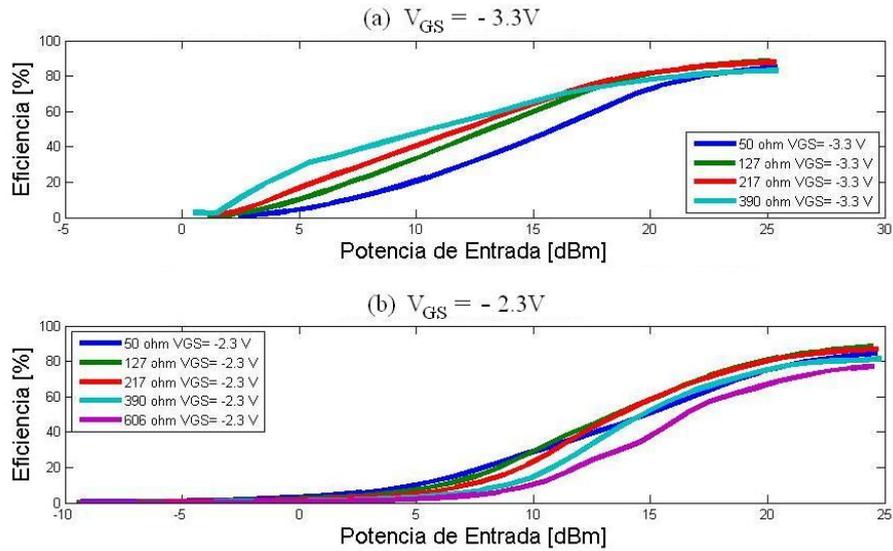


Figura 5.20: Eficiencia frente a potencia de entrada para tensiones de polarización en puerta de $-3,3\text{ V}$ (a) y $-2,3\text{ V}$ (b).

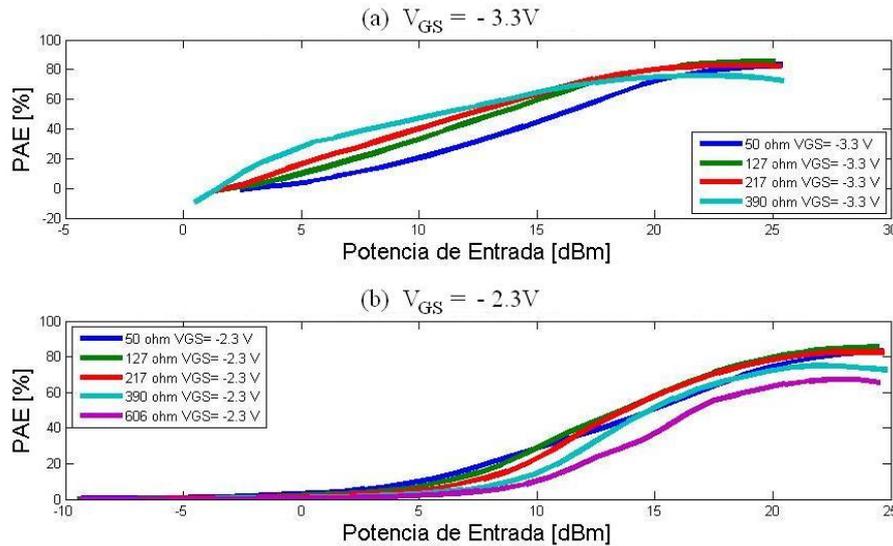


Figura 5.21: Eficiencia de potencia añadida frente a potencia de entrada para tensiones de polarización en puerta de $-3,3\text{ V}$ (a) y $-2,3\text{ V}$ (b).

Capítulo 6

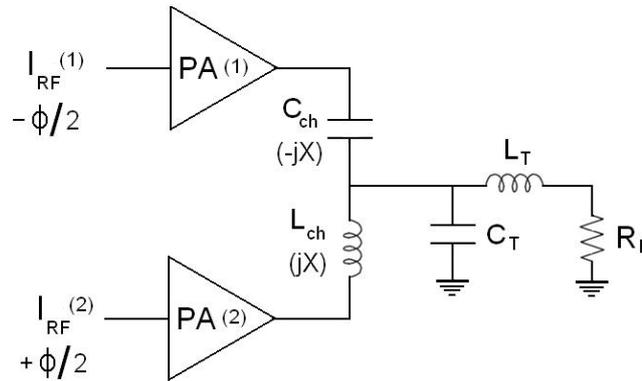
Diseño e Implementación del Transmisor Outphasing

A la luz de los resultados obtenidos en el estudio de la modulación de carga del amplificador, y de sus características de eficiencia y potencia de salida, se decide replicar su topología en el contexto de un transmisor *outphasing*. En este capítulo se realiza una descripción de dicho proceso de implementación así como del combinador empleado. También se incluye su caracterización, tanto con señales ideales (en modo estático, variando el ángulo de desfase y en modo dinámico, con señales de envolvente variable) como en un contexto real.

6.1. Selección e Implementación de la Arquitectura del Combinador

Dado que la impedancia de carga de RF (sin tomar en cuenta la reactancia en la vía de polarización) del amplificador clase E paralelo es resistiva pura y que se pueden conseguir contornos de máxima eficiencia y potencia de salida con una variación de dicha impedancia (Cap. 5, sección 4.4), no es necesaria la utilización de un combinador aislado o técnicas de combinación asimétrica que empleen líneas de transmisión [27] [28] (este tipo de topologías plantean, por lo general, dificultades de implementación y ajuste). La topología elegida, por tanto, es de tipo Chireix con un circuito de parámetros concentrados (Cap. 4, sección 3.4) y un transformador de impedancia paralelo-serie cuya función consiste en incrementar la impedancia de salida vista por el transmisor para maximizar la eficiencia y conseguir una mejora en las variaciones de potencia (Fig. 6.1).

Los valores de L_{ch} y C_{ch} del combinador, así como los del transformador, se obtienen en base a una segunda simulación *load-pull* del amplificador de la cual se estima el valor de reactancia de compensación necesario para un perfil óptimo de modulación mutua. Esta simulación, representada en la figura 6.2 se ha realizado para un barrido de la impedancia de drenador

Figura 6.1: Esquema del transmisor *outphasing* implementado.

C_{ch}	L_{ch}	C_T	L_T
3 pF	12,5 nH	1,2 pF	12,5 nH

Tabla 6.1: Valores empleados en la implementación del combinador Chireix.

completa (incluyendo la reactancia de la vía de polarización). La reactancia de compensación obtenida para la cual la impedancia de carga de drenador se acerca a la trayectoria óptima de modulación de carga representada en el *load-pull* es aproximadamente $X_{ch} = 70 \Omega$, mientras que la transformación necesaria será de 50Ω a 123Ω . Los valores correspondientes a los elementos empleados para conseguir dichas impedancias están reflejados en la tabla 6.1. Los parámetros [S] medidos para el combinador (incluyendo la red de salida de RF del amplificador), frente a los valores obtenidos en simulación se muestran en la figura 6.3.

Las trayectorias de modulación resultantes debidas al combinador Chireix diseñado, se han superpuesto también sobre los contornos de potencia de salida y eficiencia (Fig. 6.2).

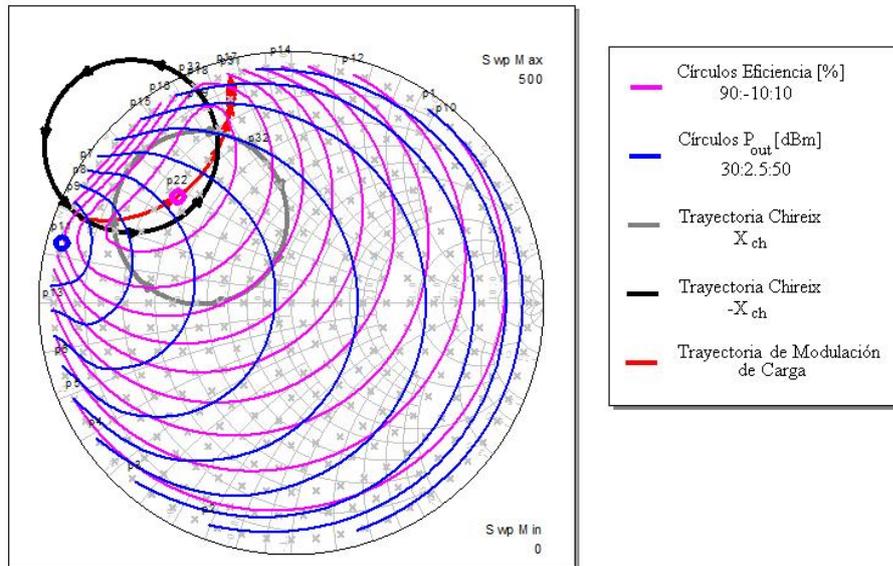


Figura 6.2: Círculos de P_{out} y eficiencia simulados barriendo la impedancia completa de drenador. Se ha superpuesto la trayectoria ideal de modulación de carga así como las debidas al combinador Chireix

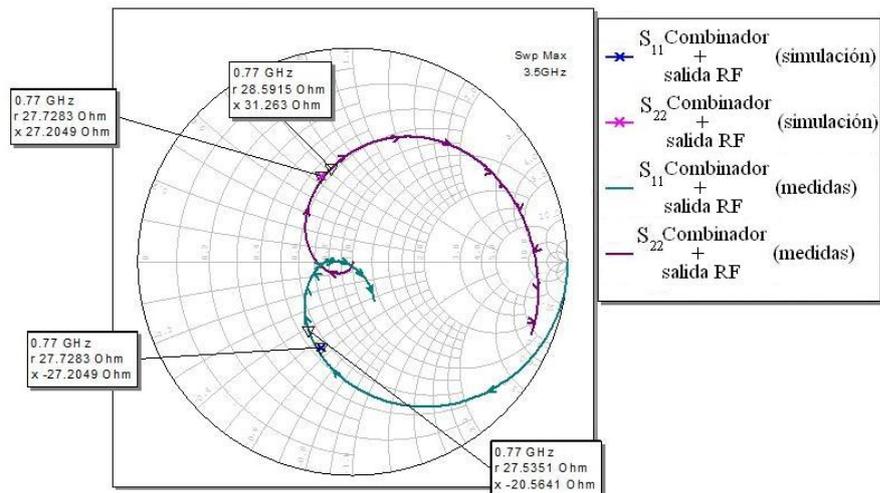


Figura 6.3: Parámetros [S] de la red de combinación Chireix medida junto a la red de salida de RF, frente a lo obtenido en simulación

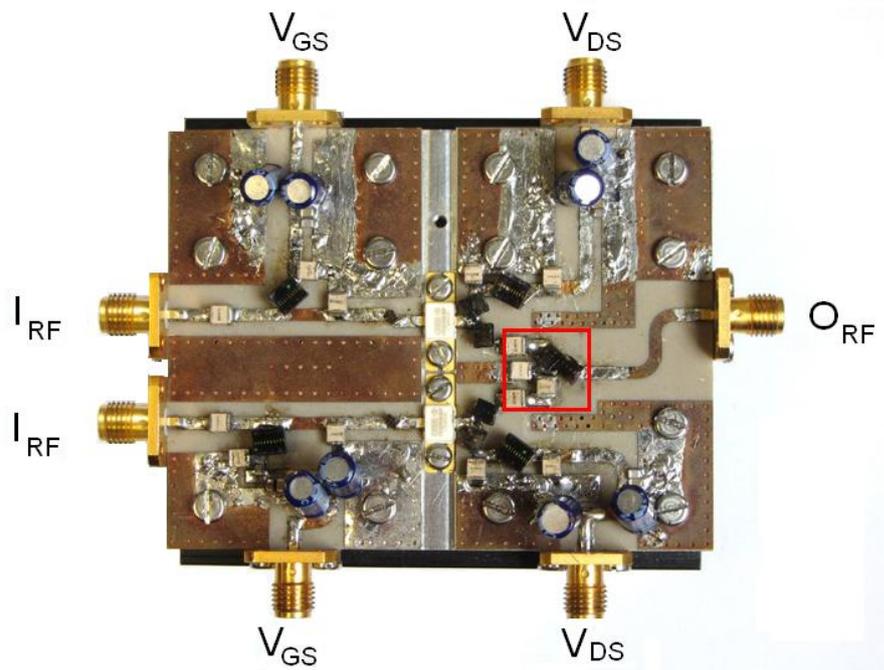


Figura 6.4: Prototipo realizado para el transmisor outphasing, incluyendo dos amplificadores clase E y el combinador Chireix diseñado (enmarcado en rojo en la fotografía).

6.2. Caracterización Estática del Transmisor Outphasing

Para la caracterización estática del esquema descrito anteriormente se decide emplear un diagrama de preamplificación como el de la figura 6.5. Cada cadena de preamplificación está formada por dos amplificadores MMIC de GaN de Cree de 25 W (CMPA0060025F) y de 2 W (CMPA0060002F) polarizados mediante *bias-tee* comerciales y polarizados en un régimen de trabajo altamente lineal y manteniendo la misma ganancia en ambas ramas ($V_{DD} = 28\text{ V}$ para ambos y $V_{GS} = -2,3\text{ V}$ en la rama 1 y $V_{GS} = -2,922\text{ V}$ en la rama 2).

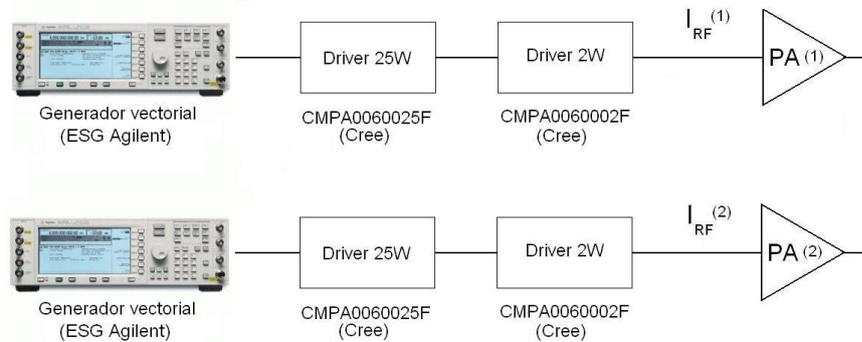


Figura 6.5: Diagrama de preamplificación empleado para la generación de señales de RF para la caracterización del *outphasing*.

Con el fin de realizar excitación con señales de onda continua se emplean dos generadores vectoriales de la serie ESG de Agilent sincronizados mediante señales de disparo y con una referencia de fase ajustada. La primera medida realizada consiste en un barrido de fase (variando la fase de una de las ramas respecto a la otra) para obtener la evolución de la PAE, la eficiencia y la potencia de salida con la variación del *outphasing*.

Se realiza dicha caracterización con el amplificador operando en clase E ($V_{GS} = -3,3\text{ V}$) y operando en clase J ($V_{GS} = -2,3\text{ V}$)¹ y potencia de entrada de saturación. Los resultados de dicha caracterización se muestran a continuación en las figuras 6.6 y 6.7.

Se puede observar como, para el amplificador funcionando en clase E, se obtiene un perfil de eficiencia con un máximo del 73,5 % y un valor del 70 % para un *back-off* de potencia² de 8,1 dB y del 60 % aproximadamente para un *back-off* de 10 dB. Aunque dicho perfil pueda ser útil para una

¹Se incrementa la tensión de polarización para la obtención de un perfil de ganancia más noble.

²Se define el *back-off* como la relación entre la potencia de saturación a la salida y su valor máximo.

transmisión eficiente y sin distorsión en banda de una señal de comunicaciones con alta PAPR, se puede apreciar una limitación a la hora de reproducir valores de envolvente 15 dB por debajo del pico de potencia. También es notable la degradación de la eficiencia a la hora de reproducir valores en dicho rango. Es por esto que se propone, basándose en los resultados obtenidos en estudios previos ([9] [27] [29]), la utilización de un modo híbrido de operación combinando el comportamiento *outphasing* con técnicas de *envelope tracking*. En el modo híbrido propuesto (sección 6.3) la linealización es un aspecto fundamental, dado que, como se ha visto en el capítulo anterior, los perfiles AM/AM del amplificador clase E presentan una expansión de ganancia seguida de una compresión cuya corrección mediante técnicas de predistorsión digital es muy compleja. Por esta razón, se polariza el amplificador a una tensión de puerta por encima de *pinch-off* ($V_p = -2,7 \text{ V}$) con lo que se obtiene un perfil más lineal, tipo clase AB, ante variaciones de envolvente. Dicho modo de operación ha sido nombrado anteriormente como clase J modo continuo [26]. La tensión de polarización para la cual se obtiene un perfil lineal con el amplificador implementado es $V_{GS} = -2,3 \text{ V}$ (como se puede apreciar en el capítulo 5, sección 5.4).

En la figura 6.6 se pueden apreciar los perfiles de eficiencia, PAE y P_{out} frente a *outphasing* para el transmisor con amplificadores “linealizados” ante una excitación de onda continua. Si comparamos este punto de operación con el obtenido empleando el clase E conmutado, se intuye una ligera degradación de los perfiles. Sin embargo, como se explicará a continuación, presenta una característica mucho más lineal, lo que permitirá su optimización en modo híbrido.

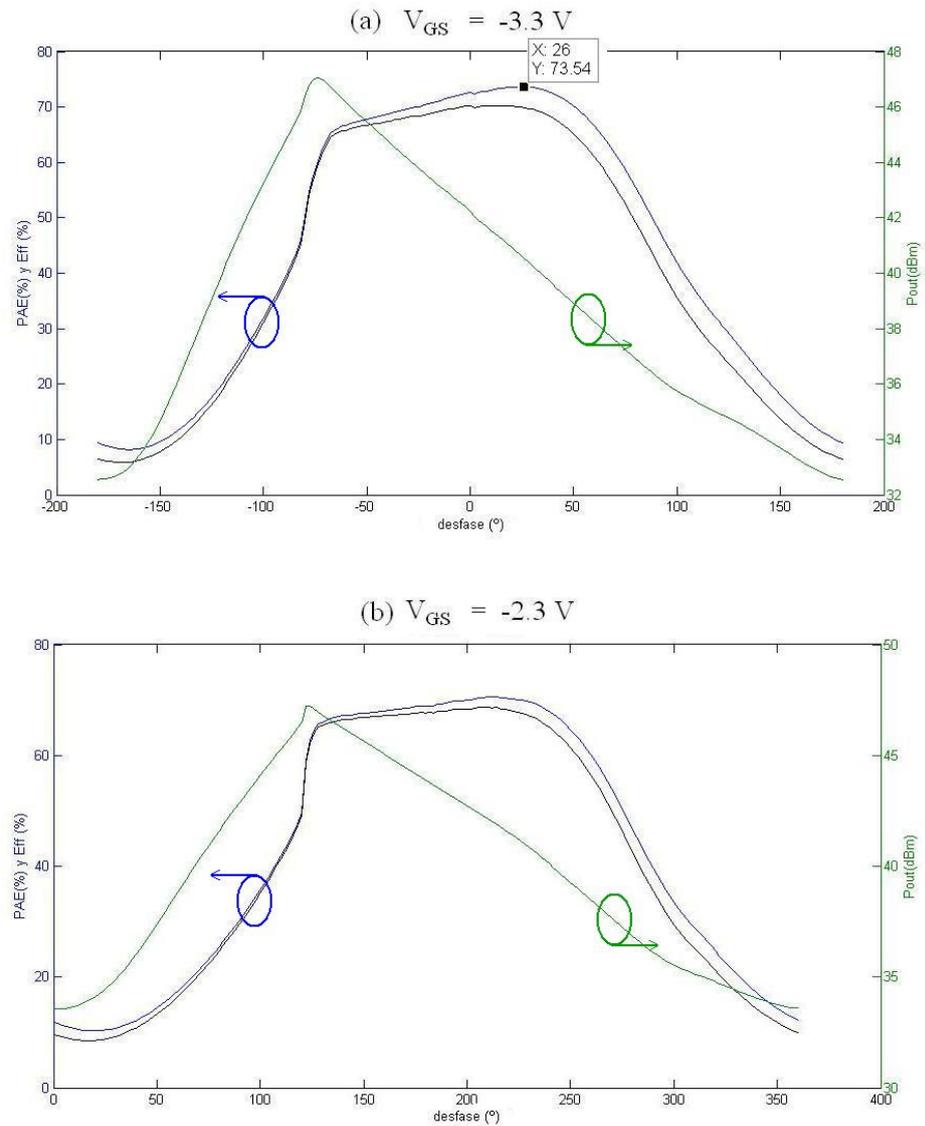


Figura 6.6: Perfiles de eficiencia, PAE y P_{out} frente a *outphasing* para $V_{GS} = -3,3 \text{ V}$ (a) y $V_{GS} = -2,3 \text{ V}$ (b).

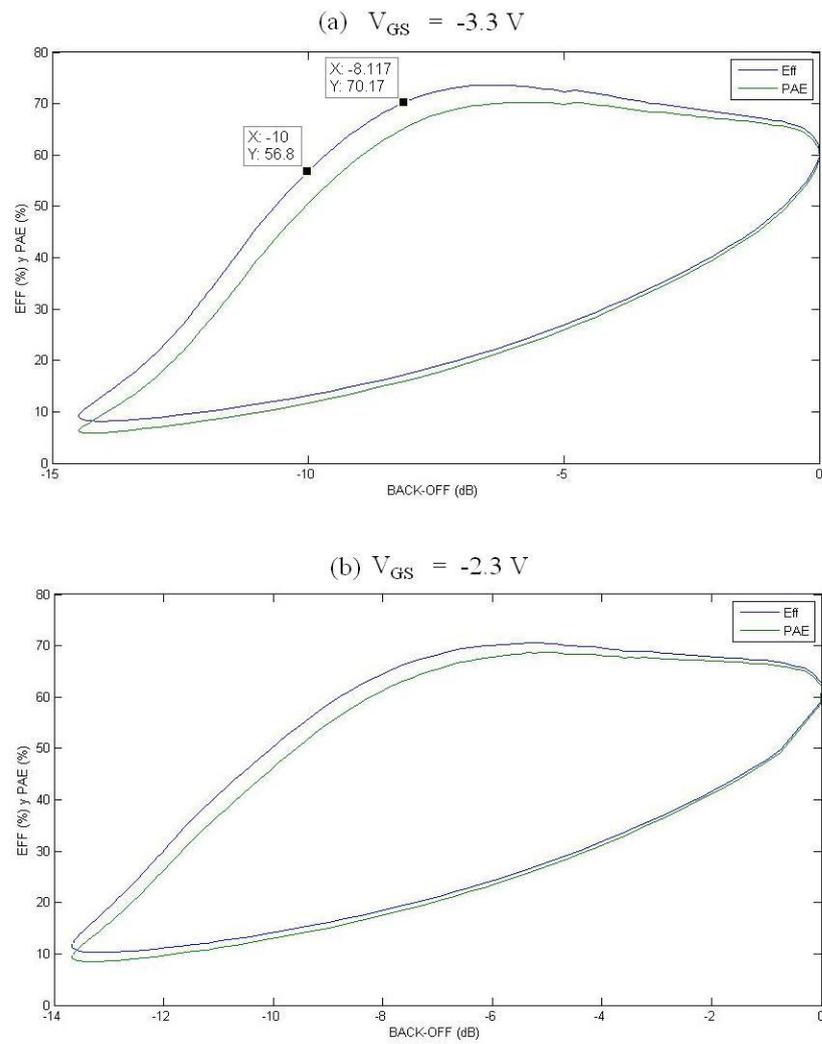


Figura 6.7: Perfiles de eficiencia y PAE frente a *back-off* de potencia para $V_{GS} = -3,3 \text{ V}$ (a) y $V_{GS} = -2,3 \text{ V}$ (b).

6.3. Modo Híbrido: Seguimiento de la Envolvente con Ganancia Constante

En base a recientes análisis realizados sobre la aplicación de técnicas de linealización sobre seguimiento de la envolvente ([9] [30]), y como solución al problema de la reproducción de valores bajos de la envolvente, se plantea la posibilidad de hacer trabajar al transmisor en modo híbrido. En dicho modo, los valores altos de la componente de amplitud de la señal original (envolvente) se obtienen mediante la variación del desfase entre ambas ramas³. A partir de cierto nivel de señal, se fijaría un valor de *outphasing* (desfase entre ramas constante) intentando mantener una ganancia constante. La técnica empleada para el trazado de la trayectoria de ganancia constante es similar a las estrategias de linealización IsoGain mencionadas en el capítulo 2, con la diferencia de que el control de ganancia se realiza mediante la variación de la fase (asociada a la impedancia al fundamental) en lugar de mediante cambios en la polarización.

Con el objetivo de trazar un perfil o trayectoria para dicha arquitectura, se realiza una caracterización del transmisor, con los amplificadores polarizados en modo J, variando la potencia de entrada para múltiples valores fijos del ángulo de *outphasing*. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 6.8.

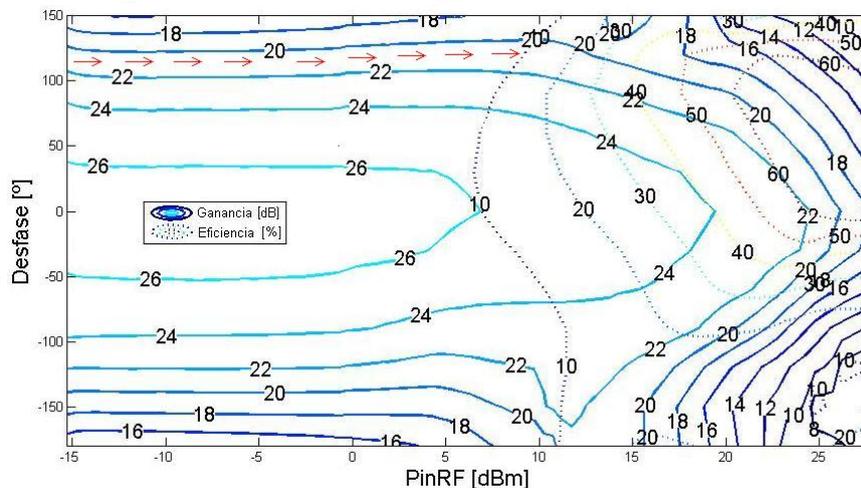


Figura 6.8: Contornos de eficiencia y ganancia del *outphasing* frente a potencia de entrada y desfase entre ramas.

En esta figura se presentan los contornos de ganancia y eficiencia de la arquitectura implementada frente a potencia y desfase. Como se puede observar, es posible seguir un modo híbrido como el planteado sin que se produzca distorsión de la envolvente. Si fijamos la fase a un valor de unos

³ET funcionando como un *outphasing* “puro”

ACPR Canal Adyacente	-41,5	dB
ACPR Canal Alterno	-48,1	dB

Tabla 6.2: Valores de ACPR para los canales adyacente y alterno obtenidos para una señal WCDMA de $PAPR = 5,1$ dB.

125°, podríamos seguir una trayectoria de ganancia igual 20 dB hasta alcanzar una potencia de entrada de unos 10 dBm. A partir de dicho punto, se obligaría a variar al ángulo de *outphasing* siguiendo el valor de la envolvente.

Será necesario posteriormente corregir la distorsión de fase al seguir a la envolvente mediante técnicas de predistorsión digital.

6.4. Caracterización Dinámica del Transmisor con Señales Reales

Antes de validar la operación del transmisor en modo híbrido mediante la utilización de señales reales, es necesario realizar una caracterización dinámica del transmisor para poder corregir la distorsión en la envolvente. Para ello, se emplea una señal de envolvente variable con envolvente conocida, en nuestro caso una señal triangular de 100 kHz, y se capturan los perfiles AM/AM y AM/PM.

En función de los perfiles de amplitud y fase, se ajustan dos polinomios de grado 5, uno que permita caracterizar la distorsión de fase y otro para la distorsión en magnitud (si la hubiera). En el caso del transmisor caracterizado en este proyecto, se observa que la amplitud no es lineal, sino que existe una dependencia con el ángulo de *outphasing*. Se emplean por tanto ambos polinomios en una predistorsión sencilla sin memoria para corregir, tanto la distorsión de amplitud en el *outphasing* (no en la envolvente) como la distorsión de fase obtenida en ambas componentes.

Una vez ajustado el *outphasing* para seguir el modelo híbrido propuesto y añadidas las correcciones pertinentes, se procedió a realizar la transmisión de una señal WCDMA de una portadora con una $PAPR = 5,1$ dB, codificando su portadora en base a la caracterización dinámica.

Los resultados obtenidos de ACPR (*Adjacent Channel Leakage Power Ratio*) para los canales adyacente y alterno se exponen en la tabla 6.2 y la eficiencia promedio, para una potencia de salida de 15,15 W es del 66%. Estos resultados no solo satisfacen los requisitos establecidos para el estándar WCDMA, sino que supone un avance sobre anteriores implementaciones de transmisores *outphasing* realizadas en la misma banda UHF [27](al menos en lo que a la eficiencia se refiere).

A continuación, con el objetivo de acercarnos aún más al límite de operación óptima del transmisor, se procede a codificar la envolvente de otra señal

ACPR Canal Adyacente	-34,9	dB
ACPR Canal Alterno	-43,7	dB

Tabla 6.3: Valores de ACPR para los canales adyacente y alterno obtenidos para una señal WCDMA de $PAPR = 8,4$ dB.

WCDMA de una sola portadora, pero con una PAPR mayor (8,4 dB). Se puede observar una pérdida de linealidad respecto a los resultados anteriores y por ende una degradación de la razón de rechazo 6.3, pero la eficiencia promedio alcanza un valor del 58 % para una potencia de salida de 7,8W, lo cual es muy competitivo considerando las variaciones de potencia de la envolvente para la señal empleada. El espectro obtenido a la salida del cabezal de comunicaciones implementado se muestra en la captura 6.9.

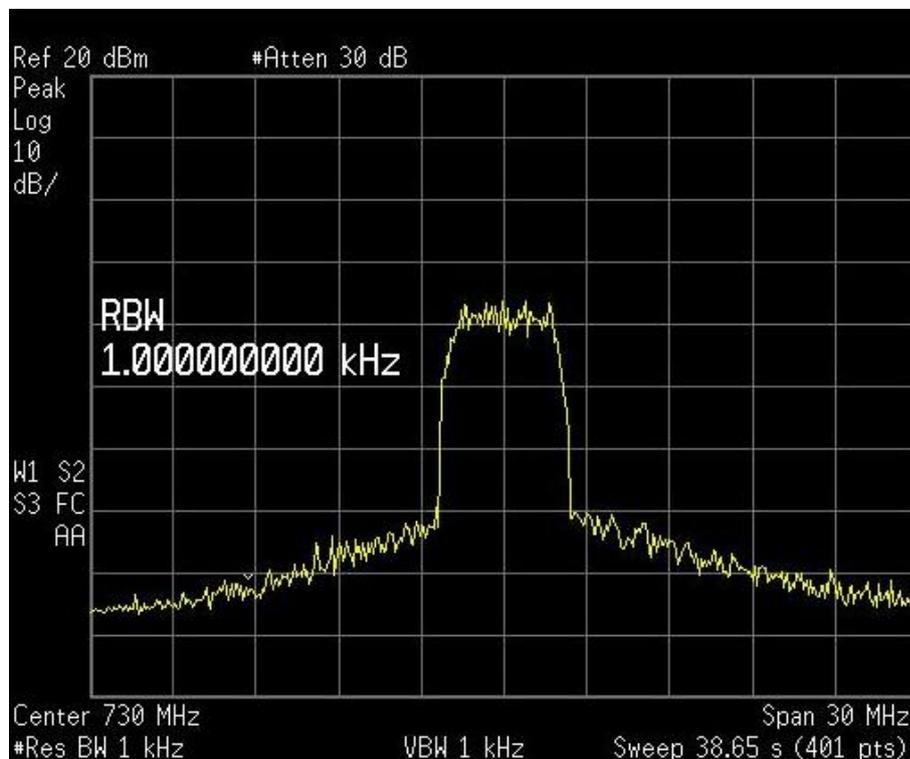


Figura 6.9: Captura del analizador de espectros de la señal WCDMA recuperada a la salida del transmisor.

Una vez comprobado el funcionamiento del transmisor en un contexto real, como broche final del proyecto, se realiza un pequeño estudio del comportamiento en frecuencia del transmisor para esta señal WCDMA de alta PAPR. Los resultados quedan reflejados en la tabla 6.4. Como era de esperar, las limitaciones impuestas por el proceso de combinación y la transformación de impedancia al fundamental, añadiendo el hecho de que los amplificadores ya no están trabajando como clase E, y que no se ha

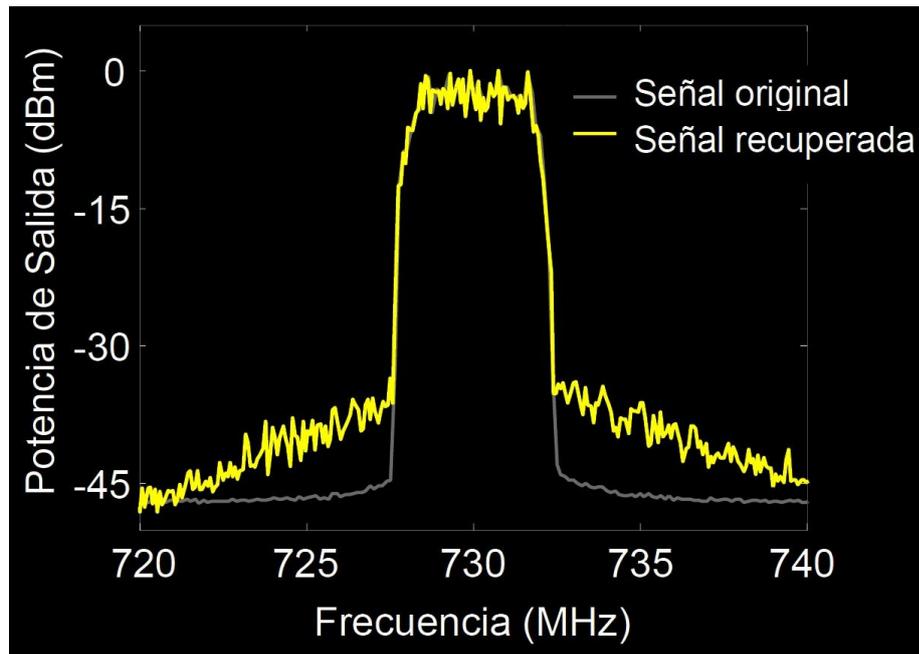


Figura 6.10: Señal original enviada frente a la recuperada.

$f(\text{MHz})$	ACPR Adyacente	ACPR ALTERNO	P_{out}	Eff
730	-34,9	-43,7	7,8W	58 %
710	-34,32	-45,3	5,94W	48 %
690	-33,35	-45	6,4W	49,6 %

Tabla 6.4: Valores de ACPR en los canales adyacente y alterno, eficiencia y potencia media de salida, obtenidos para distintas frecuencias entorno a f_0 con la codificación de envolvente de una señal WCDMA con $PAPR = 8,4 \text{ dB}$.

adaptado la predistorsión al perfil que se mediría en cada frecuencia, suponen un deterioro del funcionamiento del transmisor, principalmente en la razón de rechazo en los canales adyacente y alterno.

Capítulo 7

Conclusiones y líneas futuras

En el desarrollo de este Proyecto, se han empleado transistores HEMT de nitruro de galio de última generación para implementar un amplificador clase E paralelo en UHF. Las prestaciones obtenidas para dicho amplificador responden a ancho de banda de 250 MHz (ancho de banda relativo del 34,2 %) con una eficiencia de drenador y una PAE superiores al 80 % y al 78 % respectivamente en dicha banda. Dicho rendimiento se aproxima al estado del arte en lo que al diseño de amplificadores de potencia de banda ancha se refiere.

Posteriormente, se ha analizado su funcionamiento en condiciones de variación de carga, comparando los perfiles con el transistor en clase E y en condiciones de linealización (clase J). Atendiendo a los resultados obtenidos de dicho estudio, se ha ajustado un combinador tipo Chireix para modular la impedancia de carga de dos amplificadores análogos al implementado anteriormente en modo *outphasing* puro. El perfil obtenido de forma estática, pese a presentar un perfil de eficiencia superior al 70 % para un *back-off* de 8,1dB, planteaba dificultades a la hora de reproducir valores bajos de la envolvente de la señal.

Como solución al problema que plantea el esquema conseguido, se optó por una estrategia de funcionamiento en modo híbrido, combinando un funcionamiento típicamente *outphasing* con técnicas de seguimiento de la envolvente y linealización IsoGain controlada por diferencia de fase. Este nuevo enfoque fue verificado mediante una caracterización dinámica con señales reales de PAPR elevada. Así pues, se consiguió satisfacer los requisitos de linealidad tanto para una WCDMA de PAPR = 5,1dB como para una WCDMA de PAPR = 8,4dB, con una eficiencia promedio del por encima del 65 % en el primer caso y superior al 55 % en el segundo. Estos resultados son bastante competitivos, fundamentalmente teniendo en cuenta la relativamente baja complejidad del diseño. Pese a que en trabajos anteriores se habían conseguido eficiencias similares para una PAPR de 5,1dB ([27] [31]), el hecho de poder elevar el control de potencia hasta 8,4dB manteniendo una eficiencia de drenador por encima del 55 %, supone un avance significativo.

A la vista de los resultados obtenidos, queda claro el alto potencial de la topología clase E en modo paralelo para su utilización en nuevas técnicas de transmisión con modulación de la impedancia de carga, por sus altas prestaciones en eficiencia y ancho de banda. Adicionalmente, debido a que su utilización posibilita emplear combinación asimétrica sin necesidad de emplear líneas de transmisión, se puede realizar un ajuste más cómodo y sencillo de sus características.

Posibles variaciones que se podrían implementar en este proyecto para maximizar el rendimiento del transmisor y el ancho de banda útil podrían estar asociadas a la forma en que se realiza la modulación de la impedancia de carga. Si se apuesta por seguir un esquema basado en un combinador Chireix, dado que la trayectoria de modulación varía con la frecuencia - lo que reduce el ancho de banda - podría ser una opción viable utilizar un circuito de salida con menor factor de calidad (sustituyendo, por ejemplo, la bobina por un circuito LC paralelo). Esto minimizaría la variación de fase a costa de un deterioro de las terminaciones a 2^o y 3^{er} armónico. Por otra parte, aunque se ha comprobado que el *outphasing* acota el ancho de banda del amplificador en el proceso de combinación, basándonos en investigaciones precedentes ([31]), se podría realizar un mejor aprovechamiento de las prestaciones del clase E paralelo en un transmisor *outphasing* de banda dual.

Otra alternativa pasaría por emplear una técnica de combinación diferente, como por ejemplo el uso de transformadores, lo que ha demostrado ser eficiente para una conservación del ancho de banda ([24]), pero requeriría de herramientas de implementación mucho más avanzadas y supondría un salto cuantitativo en complejidad.

Cabe destacar finalmente que el trabajo realizado durante el desarrollo de este proyecto ha dado lugar a una publicación, la cuál ha sido admitida en el *XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2015*. El artículo completo se adjunta en esta memoria en el Apéndice A.

Bibliografía

- [1] *Cisco visual networking index: global mobile data traffic forecast update, 2014-2019*, White Paper, Cisco, feb. de 2015.
- [2] J. A. García, J. de Mingo, G. Montoro, L. Cabria, R. Marante, P. García, C. Sánchez, E. Beltran y 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)*, 2009.
- [3] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Potheary, J. F. Sevic y N. O. Sokal, «Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave», *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 3, págs. 814-826, 2002.
- [4] P. L. Gilabert, A. Cesari, G. Montoro y E. Bertran, «Multi-Lookup Table FPGA Implementation for an Adaptive Digital Predistorter for Linearizing RF Power Amplifiers With Memory Effects», *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, n.º 2, págs. 372-384, Feb 2008.
- [5] Y. Nagata, «Linear Amplification Techniques for Digital Mobile Communications», *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf (VTC '89)*, págs. 159-164, May 1989.
- [6] L. R. Kahn, «Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration», *Proc. IRE*, vol. 40, n.º 7, págs. 803-806, Jul 1952.
- [7] J. C. Pedro, J. A. García y P. M. Cabral, «Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters», *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, n.º 12, págs. 2757-2765, Dec 2007.
- [8] P. M. Cabral, J. C. Pedro, J. A. García y L. Cabria, «A Linearized Polar Transmitter for Wireless Applications», *2008 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, págs. 935-938, Jun 2008.
- [9] G. Wimpenny, «Envelope Tracking (ET) PA Characterization», *Nujira White Paper*, Feb 2012.
- [10] E. McCune, «Envelope tracking or polar - which is it? [microwave bytes]», *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 13, n.º 4, págs. 34-56, May 2012.

-
- [11] W. H. Doherty, «A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves», *Proc. IRE*, vol. 24, n.º 9, págs. 1163-1182, Sept 1936.
- [12] H. Chireix, «High Power Outphasing Modulation», *Proc. IRE*, vol. 23, n.º 11, págs. 1370-1392, Nov 1935.
- [13] D. C. Cox, «Linear Amplification with Nonlinear Components», *IEEE Trans. Commun*, vol. COM-23, págs. 1942-1945, Dec 1974.
- [14] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, 2.^a ed.
- [15] N. O. Sokal y A. D. Sokal, «Class E, A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers», *IEEE J. Solid-State Circ*, vol. Sc-10, n.º 16, págs. 168-176, Jun 1975.
- [16] M. K. Kazimierczuk y T. Suetsugu, «Analysis of Sub-optimum Operation of Class E Amplifier», *Circuits and Systems, 2003 IEEE 46th Midwest Symposium on*, vol. 3, págs. 1071-1074, Dec 2003.
- [17] M. Acar, A. J. Annema y B. Nauta, «Generalized Design Equations for Class-E Power Amplifiers with Finite DC Feed Inductance», *Microwave Conference, 2006. 36th European*, págs. 1308-1311, Sept 2006.
- [18] —, «Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers», *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 54, n.º 12, págs. 2706-2717, Dec 2007.
- [19] V. B. Kozyrev, «Single-Ended Switched-Mode Tuned Power Amplifier with Filtering Circuit», russian, *Poluprovodnikovye pribory v tekhnike svyazi*, vol. 6, págs. 152-166, 1971.
- [20] A. V. Grevennikov y H. Jaeger, «Class E with Parallel Circuit - A New Challenge for High-Efficiency RF and Microwave Power Amplifiers», *IEEE MIT-S Int. Microwave Symp*, págs. 1627-1630, Jun 2002.
- [21] D. J. Perreault, «A New Power Combining and Outphasing Modulation System for High-Efficiency Power Amplification», *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 58, n.º 8, págs. 1713-1726, Aug 2011.
- [22] P. A. Godoy, D. J. Perreault y J. L. Dawson, «Outphasing Energy Recovery Amplifier With Resistance Compression for Improved Efficiency», *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 57,
- [23] K.-Y. Jheng, Y.-J. Chen y A.-Y. Wu, «Multilevel line system designs for power efficiency enhancement of transmitters»,
- [24] D. A. Calvillo, «Energy Efficient and Compact RF High-Power Amplifiers», Tesis doct., Delft University of Technology., 2014.
- [25] C. Inc., *Cgh35030f*.

- [26] S. Cripps., P. J. Tasker, A. L. Clarke, J. Lees y J. Benedikt, «On the Continuity of High Efficiency Modes in Linear RF Power Amplifiers», *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 19, n.º 10, págs. 665-667, 2009.
- [27] R. Marante, J. A. García, M. N. Ruíz, P. L. Gilabert y G. Montoro, «Transmisor Outphasing en UHF usando Amplificadores Clase E a GaN HEMT», *XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2012)*, Sept 2012.
- [28] R. Beltran, F. H. Raab y A. Velazquez, «HF outphasing transmitter using class-E power amplifiers», *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*, págs. 757-760, 2009.
- [29] J. H. Qureshi, M. J. Pelk, M. Marchetti, W. C. E. Neo, J. R. Gajadharsing, M. P. van der Heijden y L. C. N. de Vreede, «A 90-W Peak Power GaN Outphasing Amplifier With Optimum Input Signal Conditioning», *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 57, n.º 8, págs. 1925-1935, 2009.
- [30] J. H. G. Wimpenny, «DPD and Envelope Tracking», *WS on Holistic Approach to Transceiver Architectures and Technologies to Femto/Pico Cell Based Communications Systems, in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, Jun 2013.
- [31] M. N. Ruiz, R. Morante, L. Rizo, J. A. Garcia, P. L. Gilabert y G. Montoro, «A Dual-Band Outphasing Transmitter Using Broadband Class E Power Amplifiers», en *Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMiC), 2014 International Workshop on*, 2014, págs. 1-3.
- [32] A. Grebennikov y N. O. Sokal, *Switchmode RF Power Amplifiers*, 1.ª ed.
- [33] M. K. Kazimierczuk, *RF Power Amplifiers*, 1.ª ed.
- [34] X. Zhang, L. E. Larson y P. M. Abeck, *Design of Linear RF Outphasing Power Amplifiers*, 1.ª ed.
- [35] S. C. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*, 1.ª ed.

Apéndice A

Contribución URSI 2015

Seguimiento de la Envolvente con Ganancia Constante mediante Esquema Outphasing en Tecnología GaN HEMT

Adán L. Benito⁽¹⁾, M. Nieves Ruiz⁽¹⁾, José A. García⁽¹⁾, P. L. Gilabert⁽²⁾, G. Montoro⁽²⁾
adan-luis.benito@alumnos.unican.es, mariadelasnieves.ruiz@unican.es, joseangel.garcia@unican.es
plgilabert@tsc.upc.edu, gabriel.montoro@upc.edu

⁽¹⁾ Dpto. Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Plaza de la Ciencia s/n, 39005 Santander.

⁽²⁾ Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), c/ Esteve Terradas, 7, 08860 Castelldefels.

Abstract- A UHF outphasing transmitter, based on parallel-circuit Class E power amplifiers (PAs) and implementing a constant-gain envelope tracking strategy, is presented in this paper. Using the nonlinear model of the selected GaN HEMT device, the drain terminating and biasing networks are designed to provide near optima impedance values at the fundamental and higher order harmonics. A relatively wideband performance, 630-890 MHz, is obtained with an efficiency above 80%, besides being amenable for load-modulation. Thanks to the use of a series Chireix combiner, followed by an impedance transformer, an outphasing scheme is implemented. Once characterized in a pure output power phase-coding regime, the observed limitation in dynamic range is overcome by operating the amplifiers in a sort of continuous class J mode, while introducing a sort of ISOGAIN load envelope tracking strategy. A 1c-WCDMA signal, with a peak-to-average power ratio of 8.4 dB is shown to be reproduced, satisfying the linearity requirements, with an average power efficiency of 58%.

I. INTRODUCCIÓN

Con el objetivo de garantizar un uso óptimo de los recursos energéticos disponibles, ya sea de cara a reducir los costes operacionales en las estaciones base o a extender el tiempo útil de la batería en los terminales de usuario, las arquitecturas de transmisión inalámbrica han ido evolucionado durante los últimos años hacia la introducción de técnicas que ofrezcan un consumo de potencia ajustado de modo dinámico a la envolvente de la señal [1]. En este sentido, la modulación de la polarización (típica de las topologías de seguimiento de la envolvente, ET, o de eliminación y restauración de la envolvente, EER), y la modulación de la impedancia de carga (destacando los esquemas Doherty y outphasing), han adquirido un papel protagonista en aras de una manipulación eficiente de señales con elevadas tasas de transmisión por unidad de ancho de banda, tan comunes a los formatos de modulación modernos (3G, 4G, WiMAX, etc.).

Mientras el amplificador Doherty se ha impuesto hasta la fecha en las macro estaciones base, el ET ha encontrado su nicho en los terminales móviles. El esquema outphasing, propuesto originalmente por H. Chireix en [2], se viene constituyendo en una alternativa real sólo más recientemente, inspirado por resultados relevantes en su implementación con amplificadores clase E [3, 4], ya sea siguiendo la topología original serie propuesta por los Sokals en [5] o la topología paralelo descrita en detalle por Grevennikov [6].

En esta comunicación se aborda el diseño de un esquema transmisor outphasing en UHF, basado en amplificadores clase E modo paralelo implementados con transistores GaN HEMT. La modificación de su operación, junto a la elección de una estrategia de seguimiento de la envolvente mediante la impedancia de carga, de ganancia constante, permite la reproducción de una señal de comunicaciones con un valor de PAPR elevado, satisfaciendo los requisitos de linealidad con una eficiencia promedio superior al 50%.

II. AMPLIFICADOR CLASE E CON CIRCUITO PARALELO

Aunque la topología más conocida para el amplificador clase E sea sin dudas la propuesta en [5], dicha solución no es única en cuanto a garantizar el no solapamiento entre las formas de onda de tensión y corriente, evitando además las pérdidas de conmutación mediante el encendido del transistor a tensión y derivada de la tensión iguales a cero (ZVS y ZVDS). El amplificador con circuito paralelo en [6] es otra de las posibles soluciones, reunidas más recientemente en toda una continuidad de modos clase E, tratados desde distintas perspectivas en [7] y [8].

Una de las principales ventajas de la alternativa con circuito paralelo, además de ofrecer una operación clase E hasta una frecuencia 1.4 veces mayor que en la original [6], tiene que ver con que el circuito resonante serie se ha de sintonizar a la frecuencia de operación (la componente reactiva de la impedancia óptima al fundamental se obtiene a través de la bobina de polarización), lo que permite conseguir perfiles de potencia y eficiencia centrados en dicha frecuencia, y con ello un mayor ancho de banda.

A. Terminaciones Óptimas

Para el diseño del amplificador se utilizó un dispositivo empaquetado de Cree Inc., el CGH35030F. A partir del modelo ofrecido por el fabricante, se obtuvo en simulación la evolución del parámetro S_{22} con la frecuencia para el estado OFF. Se seleccionó una tensión $V_{DS} = 28$ V, de modo a que el pico de la forma de onda de tensión, $V_{ds_pico} = 3.647 \cdot V_{DS}$ [6], no supere el valor de ruptura del proceso (120 V), y la tensión de puerta más elevada a la cual no se observa aún un incremento notable de la conductancia de salida, $V_{GS} = -3.5$ V (este valor es de -3.3 V según la caracterización realizada sobre el dispositivo).

Se obtuvo así una estimación de la capacidad equivalente de salida del dispositivo a la frecuencia de diseño, 770 MHz, con un valor $C_{out} = 2.96$ pF (unas décimas de pF más alta en la estimación a partir de medidas). Dicho valor permitió estimar los óptimos teóricos para la resistencia de carga, $R_{opt} = 0.685/(\omega \cdot C_{out}) = 47.8 \Omega$, así como para la reactancia a conseguir por la vía de polarización, $X_{opt} = 0.5014/(\omega \cdot C_{out}) = 35 \Omega$, valor que conduce a una bobina $L_{opt} = 7.23$ nH.

Se completó entonces una simulación load-pull al fundamental, barriendo la impedancia en drenador a obtener por la vía de RF, con las terminaciones al segundo y tercer armónico debidas a una bobina de polarización real de la serie Mini Spring Air Core de Coilcraft, con $L_{opt} = 8$ nH. Los resultados de dicha simulación se presentan en la Fig. 1.

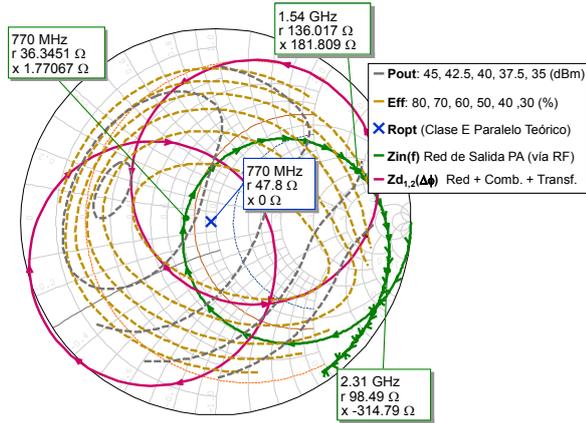


Fig. 1. Contornos de potencia de salida y eficiencia (simulación), junto al valor R_{opt} teórico, la medida de la impedancia de la red de salida del PA vs. frecuencia, así como las trayectorias de modulación mutua.

B. Amplificador Implementado. Caracterización

Se ajustó entonces, primero en simulación y luego con medidas de parámetros [S], la red de salida por la vía de RF, de modo a conseguir un valor de impedancia cercano a R_{opt} , simultáneamente con terminaciones a los armónicos (segundo y tercero) cercanas al abierto.

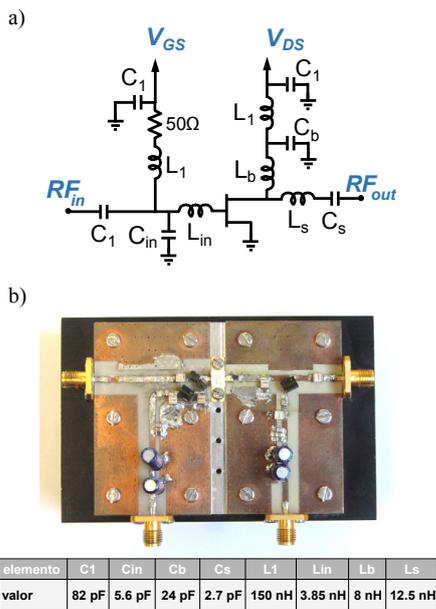


Fig. 2. Esquemático a), y fotografía b) del amplificador clase E paralelo. Se incluyen además los valores de los componentes utilizados (bobinas de las series Air Core de Coilcraft y condensadores de la serie 100B de ATC).

La evolución medida de su impedancia de entrada frente a frecuencia se ha superpuesto sobre los contornos de la Fig. 1 (en verde), destacando las terminaciones al fundamental y los armónicos conseguidas con la misma. El esquemático y los detalles de implementación de dicha red, junto con las vías de polarización, más el transistor y el circuito de adaptación de entrada se muestran en la Fig. 2. Los resultados de la caracterización del amplificador implementado aparecen en la Fig. 3. La eficiencia se mantiene por encima del 80% entre 630 y 890 MHz, rango en que la variación observada en la potencia de salida resultó inferior a 2.3 dB.

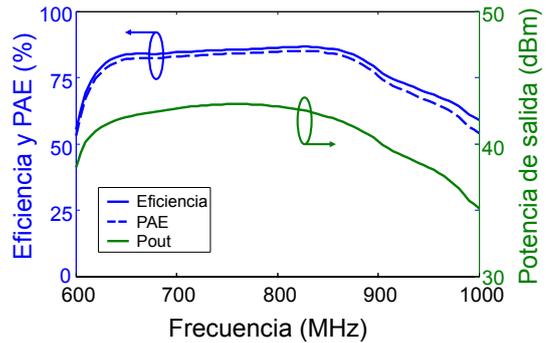


Fig. 3. Perfiles de eficiencia, PAE y potencia de salida del clase E frente a frecuencia medidos a $V_{GS} = -3.3$ V y $V_{DS} = 28$ V.

III. SEGUIMIENTO DE LA ENVOLVENTE CON GANANCIA CONSTANTE BASADO EN ESQUEMA OUTPHASING

Dadas las prestaciones conseguidas con el circuito paralelo, junto a sus ventajas de cara a la implementación de un esquema outphasing [4] sin necesidad acudir a una combinación asimétrica con líneas de transmisión [3], se procedió a la integración de dos amplificadores como el expuesto en la sección anterior a través de un combinator reactivo también a parámetros concentrados de alta Q.

A. Topología

Se optó por un combinator serie LC muy sencillo, ver Fig. 4a, para lo cual se estimó un valor de reactancia de compensación y un valor de impedancia de carga (a conseguir con un transformador de impedancia paralelo-serie elemental) que ofreciesen unos perfiles apropiados de modulación mutua de la impedancia en drenador. Dichos perfiles, obtenidos a partir de medidas de parámetros [S] del conjunto combinator más transformador implementado, aparecen también superpuestos sobre los contornos de eficiencia y potencia de salida de la Fig. 1. La topología del transmisor se presenta en la Fig. 4a, junto a una fotografía de la implementación en la Fig. 4b.

B. Caracterización

El esquema anterior se caracterizó en modo estático frente al ángulo de desfase entre excitaciones de onda continua aplicadas a la entrada de ambas ramas. Tal y como se puede observar en la Fig. 5, se obtuvo un perfil con un valor de eficiencia superior al 70% para un back-off de potencia tan grande como 8.1 dB. Dicho perfil debería permitir, al menos en principio, una reproducción eficiente de una señal de comunicaciones con un valor elevado de PAPR.

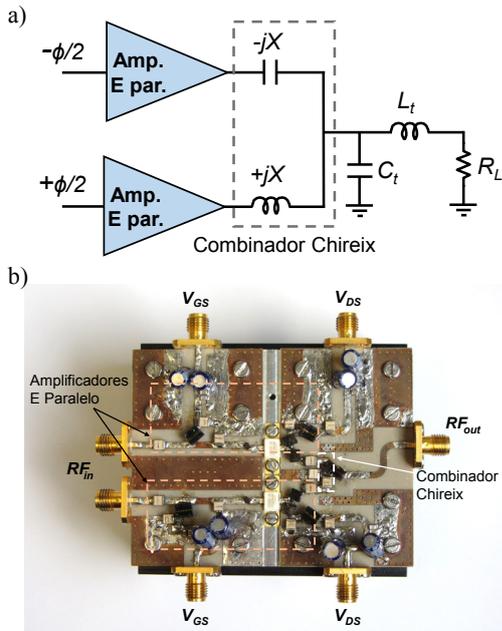


Fig. 4. Esquema a) y fotografía b) de la topología transmisora outphasing implementada. El combinador utiliza valores de 3 pF y 12.5 nH, mientras el transformador está formado por $C_t = 1.2$ pF y $L_t = 12.5$ nH (también de ATC y Coilcraft).

No obstante, y tal y como se puede apreciar en la misma figura, resultaría imposible reproducir valores de envolvente 14.5 dB por debajo del pico en modo outphasing puro, una de las razones por la que otros autores han propuesto anteriormente el uso de modos híbridos [9] (la otra responde a la reducción de la eficiencia cuando se intenta reproducir de tal manera el rango más bajo de la envolvente).

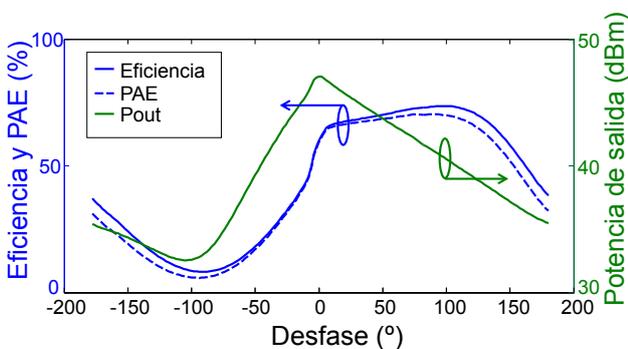


Fig. 5. Perfiles resultantes de la caracterización estática del transmisor en modo outphasing puro, con los amplificadores operados en clase E.

C. Estrategia de Seguimiento de la Envolvente con Ganancia Constante

La linealización de la topología en modo híbrido puede resultar crítica, especialmente si se mantuviese un punto de trabajo de los transistores por debajo de pinch-off, típico de la operación en clase E. Tal tensión de puerta fuerza un perfil AM/AM del amplificador con expansión de ganancia (seguida de compresión), difícil de corregir con predistorsión digital (DPD). Atendiendo a ello, es práctica común elevar la tensión de puerta ligeramente por encima de V_{p_2} , en -2.7 V para este transistor, lo que convertiría al clase E, excitado con una señal de envolvente variable en una especie de amplificador clase J modo continuo [10].

Considerando lo anterior y tomando como referencia soluciones propuestas en la literatura para los esquemas ET con control de la tensión de polarización [11], se decidió caracterizar el esquema outphasing frente a la potencia de las señales de entrada y su diferencia de fase, con los dos amplificadores polarizados en $V_{GS} = -2.3$ V y la misma tensión de drenador (ver Fig. 6).

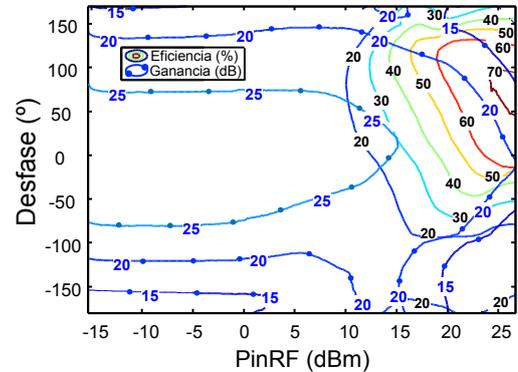


Fig. 6. Contornos de ganancia y eficiencia constante del esquema outphasing frente a la potencia de entrada y el desfase entre las ramas.

Tal y como se puede apreciar, sería posible no distorsionar la componente de amplitud (envolvente) de la señal original, si en lugar de en un modo outphasing puro (análogo a un EER puro cuando lo que se controla es la polarización), las señales de entrada a las ramas del esquema portasen una diferencia de fase, derivada también de un conformado de la envolvente, tal que el desfase se mantuviese en un valor fijo hasta cierto nivel y luego decreciese en función de la misma hasta su valor pico. Según los resultados de caracterización de la Fig. 6, garantizar una ganancia de 20 dB con un buen perfil de eficiencia implicaría conservar un desfase de unos 140° hasta un nivel de 11 dBm, haciendo variar el mismo con la envolvente de la señal para los 16 dB del rango superior de la envolvente.

Esta estrategia de reproducción de la señal sería entonces análoga a la de ganancia constante (ISOGAIN) ampliamente utilizada en ET [11], pero en este caso con control de la impedancia al fundamental. Bastaría entonces corregir las desviaciones indeseadas de la fase al seguir tal trayectoria, lo que en principio podría resultar en una DPD más sencilla. Como beneficio adicional, las señales de entrada a los amplificadores, que junto a las componentes de amplitud y fase de la señal original portarían una componente de desfase en función de la envolvente, tendrían un ancho de banda inferior al de las señales moduladas en fase típicas de un esquema outphasing puro.

Para validar la operación según este modo, se codificó la envolvente de una señal WCDMA de una portadora, con una PAPR de 8.4 dB, según los resultados de una caracterización de tipo dinámico realizada en la zona de interés a partir de los resultados estáticos antes presentados. Introduciendo sólo el desfase apropiado para poder seguir una trayectoria de ganancia constante, más una corrección modo común (sin memoria) en las componentes de fase de ambas señales, fue posible reproducir la señal a la salida ajustando los requisitos de linealidad del estándar. El espectro medido a la salida se presenta en la Fig. 7.

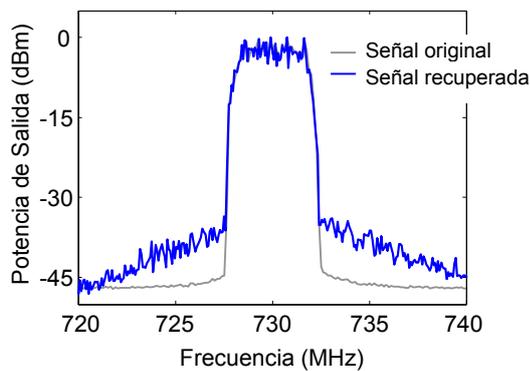


Fig. 7. Espectro de la señal WCDMA recuperado a la salida del esquema ISOGAIN ET basado en outphasing (ACPR superior a 35 dB y 44 dB, para los canales adyacente y alternos, respectivamente).

La eficiencia promedio medida, operando en este modo, resultó igual a 58.1% para una potencia de salida 7.8 W, un valor no demasiado lejos del estado del arte para esta banda de frecuencia, nivel de potencia y manipulando señales de esas características. Caracterizando el esquema con una señal del mismo tipo, pero con una PAPR limitada a 5.1 dB, la eficiencia promedio se incrementó hasta 66.2%, a una potencia de salida de 14.4 W, y con valores para la razón de rechazo de los canales adyacentes y alternos (ACPR) superiores a 41 dB y 47 dB, respectivamente.

IV. CONCLUSIONES

En esta comunicación se ha presentado el diseño de un amplificador clase E con circuito paralelo y en tecnología GaN HEMT en la banda de UHF, capaz de ofrecer una eficiencia superior al 80% para un ancho de banda relativo del 34.2%. Se ha verificado que la modificación de su modo de operación hacia el clase J continuo, junto a la elección de una estrategia de seguimiento de la envolvente a través de la impedancia de carga, de ganancia constante, permite una reproducción relativamente sencilla de una señal real de comunicaciones con un valor de PAPR elevado, satisfaciendo los requisitos de linealidad y con una eficiencia promedio superior al 50%.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad a través de los proyectos TEC2011-29126-C03-01 y -02, así como TEC2014-58341-C4-1-R y -3-R, con cofinanciación de fondos FEDER. M. N. Ruiz y J. A. García agradecen además el soporte brindado por el Vicerrectorado de Investigación y Transferencia del Conocimiento, Univ. Cantabria, a través de un Proyecto Puente.

REFERENCIAS

- [1] P. Lavrador, T. R. Cunha, P. Cabral, and J. C. Pedro, "The Linearity-Efficiency Compromise," *IEEE Microwave Mag.*, vol. 11, no. 5, pp. 44-58, Aug. 2010.
- [2] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Proc. IRE*, vol. 23, no. 11, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
- [3] R. Beltran, F. H. Raab and A. Velazquez, "HF Outphasing Transmitter using Class-E Power Amplifiers," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2009, pp. 757-760, Boston, MA.
- [4] D. A. Calvillo-Cortes, M. P. van der Heijden, M. Acar, M. de Langen, R. Wesson, F. van Rijs, and L. C. N. de Vreede, "A Package-Integrated Chireix Outphasing RF Switch-Mode High-Power Amplifier," *IEEE*

Trans. Microwave Theory & Tech., vol. 61, no. 10, pp. 3721-3732, Oct. 2013.

- [5] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E, A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circ.*, vol. SC-10, no. 6, pp. 168-176, June 1975.
- [6] A. V. Grevennikov and H. Jaeger, "Class E with Parallel Circuit - A New Challenge for High-Efficiency RF and Microwave Power Amplifiers," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2002, pp. 1627-1630, Seattle, WA.
- [7] M. Acar, A. J. Annema, and B. Nauta, "Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers," *IEEE Trans. Circuits & Systems - I: Regular Papers*, vol. 54, no. 12, pp. 2706-2717, Dec. 2007.
- [8] M. Ozen, R. Jos, and C. Fager, "Continuous Class-E Power Amplifier Modes," *IEEE Trans. Circuits & Systems - II: Express Briefs*, vol. 59, no. 11, pp. 731-735, Nov. 2012.
- [9] J. H. Qureshi, M. J. Pelk, M. Marchetti, W. C. E. Neo, J. R. Gajadharsing, M. P. van der Heijden, and L. C. N. de Vreede, "A 90-W peak power GaN outphasing amplifier with optimum input signal conditioning," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 57, no. 8, pp. 1925-1935, Aug. 2009.
- [10] S. C. Cripps, P. J. Tasker, A. L. Clarke, J. Lees, and J. Benedikt, "On the Continuity of High Efficiency Modes in Linear RF Power Amplifiers," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 19, no. 10, Oct. 2009.
- [11] G. Wimpenny and J. Hendy, "DPD and Envelope Tracking," *WS on Holistic Approach to Transceiver Architectures and Technologies to Femto/Pico Cell Based Communication Systems*, in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2013, Seattle, WA.