

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**“TRANSMISOR OUTPHASING
INTEGRANDO AMPLIFICADORES CLASE E
A GAN HEMT”**

(Outphasing Transmitter integrating GaN HEMT Class E
Amplifiers)

Para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autora: Blanca Palazuelos Gándara

Septiembre - 2017

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN
CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Blanca Palazuelos Gándara

Director del PFC: José Ángel García García

Título: “Transmisor Outphasing integrando Amplificadores Clase E a GaN HEMT”

Title: “Outphasing Transmitter integrating GaN HEMT Class E Amplifiers”

Presentado a examen el día: 27 de Septiembre 2017

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Fernández Ibáñez, Tomás

Secretario (Apellidos, Nombre): García García, José Ángel

Vocal (Apellidos, Nombre): Tazón Puente, Antonio

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)

Este Proyecto Fin de Carrera ha estado financiado en parte por el Proyecto del Plan Nacional de I+D+i TEC2014-58341-C4-1-R, Soluciones Hardware de Potencia y Radiofrecuencia para Sistemas de Comunicaciones Sostenibles de Próxima Generación y Aplicaciones Derivadas, cofinanciado con fondos FEDER

Agradecimientos

En primer lugar, quiero agradecer por toda su dedicación y empeño en que este trabajo saliese adelante a mi director de proyecto Jose Angel García. Gracias por todo lo que he aprendido y por toda la paciencia que ha tenido conmigo.

En segundo lugar a Nieves Ruiz, porque igualmente sin su ayuda infinita esto no hubiese llegado a nada y sobre todo porque fue quien me dio el último empujón para terminarlo.

A Sandra Pana por la fabricación de las placas y toda su atención.

A mi mejor amiga Nora, que siempre ha estado ahí y sé que siempre va a estar.

A mi familia, por el apoyo que siempre me han dado.

A todos mis amigos, la Leles y compañía, todos los pachachos que me dan tantos buenos momentos y que igualmente se han preocupado por este proyecto.

Y finalmente a Rubén, por tu ánimo, tu inagotable paciencia, por ser como eres, y porque tan solo un día nos bastó.

*Para Caín, que no piense
que me he olvidado de él*

ÍNDICE GENERAL

CAPÍTULO 1

1.1 INTRODUCCIÓN	10
1.2 OBJETIVOS	11
1.3 ESTRUCTURA DE LA MEMORIA.....	12

CAPÍTULO 2

ARQUITECTURAS Y TÉCNICAS EN

TRANSMISORES DE RADIOFRECUENCIA.....	15
--------------------------------------	----

2.1 TRANSMISOR CARTESIANO	15
2.2 TRANSMISOR POLAR (EER).....	16
2.2.1 NO IDEALIDADES DEL TRANSMISOR POLAR.....	18
2.3 TÉCNICAS ENVELOPE TRACKING (ET) MEDIANTE POLARIZACIÓN VARIABLE	18
2.4 FUNDAMENTOS DEL TRANSMISOR OUTPHASING	20
2.4.1 MODULACIÓN OUTPHASING	21
2.4.2 EFICIENCIA DEL TRANSMISOR OUTPHASING	22
2.4.3 EL ELEMENTO COMBINADOR	23
2.4.4 FUNDAMENTOS DEL COMBINADOR CHIREIX.....	24
REFERENCIAS	27

CAPÍTULO 3

CLASES DE AMPLIFICACIÓN

EL AMPLIFICADOR CLASE E	28
-------------------------------	----

3.1 PARÁMETROS DE LOS AMPLIFICADORES	28
3.2 CLASES DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA	30
3.2.1 MODO FUENTE DE CORRIENTE DEPENDIENTE	30
3.2.2 AMPLIFICADORES EN MODO CONMUTADO: CLASES D, E, F	34
3.3 ANÁLISIS DEL AMPLIFICADOR CLASE E ORIGINAL	36
3.3.1 PÉRDIDAS POR LA CONMUTACIÓN DEL TRANSISTOR	38
3.3.2 ANÁLISIS DE ESTADOS Y FORMAS DE ONDA DE UN AMPLIFICADOR CLASE E ORIGINAL	41
3.3.3 ANÁLISIS EN DC DEL AMPLIFICADOR CLASE E	42
3.3.4 ESTUDIO FRECUENCIAL DEL AMPLIFICADOR CLASE E.....	43
3.3.5 DISEÑO DE LA RED DE CARGA.....	44

3.4 MODELO GENERALIZADO DEL AMPLIFICADOR CLASE E	46
3.4.1 ANÁLISIS DEL FUNCIONAMIENTO DEL AMPLIFICADOR CLASE E GENERALIZADO	48

REFERENCIAS	51
-------------------	----

CAPÍTULO 4

DISEÑO Y CARACTERIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR CLASE E	52
--	-----------

4.1 CARACTERIZACIÓN DEL TRANSISTOR Y COMPARACIÓN CON EL MODELO	52
4.2 SIMULACIÓN LOAD-PULL	57
4.3 DISEÑO DE LA RED DE TERMINACIÓN A LA SALIDA	59
4.4 DISEÑO DE LAS REDES DE POLARIZACIÓN Y ADAPTACIÓN DE ENTRADA	62
REFERENCIAS	67

CAPÍTULO 5

TRANSMISOR OUTPHASING	68
------------------------------------	-----------

5.1 IMPLEMENTACIÓN DEL TRANSMISOR OUTPHASING	68
5.2 CARACTERIZACIÓN DEL TRANSMISOR A 770 MHZ.....	70
REFERENCIAS	74

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....	75
---	-----------

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 2.1: ESQUEMA BÁSICO DE UN TRANSMISOR	15
FIGURA 2.2: ESQUEMA BÁSICO DE UN TRANSMISOR CARTESIANO	16
FIGURA 2.3: ARQUITECTURA DEL TRANSMISOR POLAR.....	17
FIGURA 2.4: DIAGRAMA DE BLOQUES BÁSICO DE UN SISTEMA ENVELOPE TRACKING.....	19
FIGURA 2.5: ESQUEMA DE UN AMPLIFICADOR OUTPHASING GENÉRICO Y SU REPRESENTACIÓN EQUIVALENTE EN FASORES.....	20
FIGURA 2.6: COMBINADORES DE POTENCIA OUTPHASING CON FUENTES DE TENSIÓN: A) COMBINADOR BÁSICO CON FUENTE DE TENSIÓN B) COMBINADOR CHIREIX CON FUENTE DE TENSIÓN Y COMPENSACIÓN.....	25
FIGURA 2.7: COMBINADORES DE POTENCIA OUTPHASING CON FUENTES DE TENSIÓN: A) COMBINADOR BÁSICO CON FUENTE DE CORRIENTE B) COMBINADOR CHIREIX CON FUENTE DE CORRIENTE Y COMPENSACIÓN	25
FIGURA 3.1: CARACTERÍSTICAS I/V DE UN FET CON SUS ZONAS DE OPERACIÓN BIEN DEFINIDAS	31
FIGURA 3.2: CIRCUITO DE ALTA EFICIENCIA CLASE E ORIGINAL	36
FIGURA 3.3: CIRCUITO DE ALTA EFICIENCIA CLASE E DISEÑADO COMO CONMUTADOR	38
FIGURA 3.4: FORMAS DE ONDA NORMALIZADAS PARA LA CORRIENTE EN LA CARGA, TENSIÓN, Y CORRIENTE DE COLECTOR DE UN AMPLIFICADOR CLASE E ORIGINAL	40
FIGURA 3.5: DISEÑO DE LA RED DE CARGA DEL AMPLIFICADOR E ORIGINAL	45
FIGURA 4.1: MODELO DEL TRANSISTOR CGH35030 DE CREE.....	52
FIGURA 4.2: ESQUEMÁTICO PARA SIMULAR LOS PARÁMETROS [S] DEL TRANSISTOR, USANDO SU MODELO NO LINEAL, EN ESTADO OFF ($V_{GS} < V_p$).....	53
FIGURA 4.3: EVOLUCIÓN DEL PARÁMETRO S_{22} EN FRECUENCIA.....	54
FIGURA 4.4: MODIFICACIÓN DEL SISTEMA INCORPORANDO UN CONDENSADOR PARA CORRECCIÓN EN LA MEDIDA DE LA C_{OUT}	55
FIGURA 4.5: PARÁMETROS S_{22} DEL TRANSISTOR CON LA CAPACIDAD EN PARALELO PARA AJUSTAR C_{OUT}	55
FIGURA 4.6: ESQUEMÁTICO AMPLIFICADOR CLASE E, MODO ORIGINAL, CON TERMINACIONES IDEALES A SEGUNDO Y TERCER ARMÓNICO	56
FIGURA 4.7: PIN MÁXIMA QUE PERMITE REPRODUCIR UNA OPERACIÓN DEL TRANSISTOR EN MODO CONMUTADO.....	57

FIGURA 4.8: ESQUEMÁTICO PARA LA SIMULACIÓN LOAD-PULL DEL TRANSISTOR	58
FIGURA 4.9: CONTORNOS DE LOAD-PULL PARA LA POUT Y LA EFICIENCIA EN DRENADOR	58
FIGURA 4.10: RED DE ADAPTACIÓN A LA SALIDA DEL AMPLIFICADOR	59
FIGURA 4.11: EVOLUCIÓN EN FRECUENCIA DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA OFRECIDA POR LA RED DE SALIDA	60
FIGURA 4.12: EVOLUCIÓN EN FRECUENCIA DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA COMPARÁNDOLA CON LA SIMULADA ANTERIORMENTE	61
FIGURA 4.13: ESQUEMÁTICO DEL AMPLIFICADOR CLASE E CON ELEMENTOS CONCENTRADOS	63
FIGURA 4.14: AMPLIFICADOR IMPLEMENTADO EN EL LABORATORIO CON SUS REDES DE ADAPTACIÓN	63
FIGURA 4.15: SISTEMA DE MEDIDA UTILIZADO EN LA CARACTERIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR	64
FIGURA 4.16: EVOLUCIÓN DE EFICIENCIA, POTENCIA Y PAE EN RELACIÓN A LA POTENCIA DE ENTRADA	64
FIGURA 4.17: EVOLUCIÓN DE EFICIENCIA, POTENCIA Y PAE EN RELACIÓN A LA TENSIÓN EN DRENADOR	65
FIGURA 4.18: EVOLUCIÓN DE EFICIENCIA, POTENCIA Y PAE EN RELACIÓN A LA FRECUENCIA	65
FIGURA 4.19: EVOLUCIÓN DE LA EFICIENCIA, PAE Y POUT FRENTE A LA VARIACIÓN DE CARGA.....	66
FIGURA 5.1 ESQUEMA DEL TRANSMISOR OUTPHASING	69
FIGURA 5.2: TRAYECTORIAS DE MODULACIÓN MUTUA Y CONTORNOS DE POTENCIA DE SALIDA Y EFICIENCIA DEL AMPLIFICADOR CLASE E A 770 MHz.....	69
FIGURA 5.3: FOTOGRAFÍA DEL TRANSMISOR CHIREIX IMPLEMENTADO JUNTO CON LOS DOS AMPLIFICADORES.....	70
FIGURA 5.4: EVOLUCIÓN DE LA EFICIENCIA, POTENCIA Y LA AMPLITUD DE LA TENSIÓN DE SALIDA FRENTE AL ÁNGULO DE OUTPHASING	71
FIGURA 5.5: FOTOGRAFÍA QUE MUESTRA EL MOMENTO EN QUE SE MIDEN LA POUT Y EFICIENCIA.....	72
FIGURA 5.6: SEÑAL LTE RECUPERADA A LA SALIDA DEL TRANSMISOR CHIREIX.....	73

Capítulo 1

1.1 Introducción

Hoy en día necesitamos disponer de movilidad en las comunicaciones y por ello, depender de cables es muy restrictivo a la hora de conseguir libertad de movimiento. Para evitarlo, surgen las tecnologías inalámbricas.

En los últimos años la tecnología ha desarrollado sistemas de comunicación más sofisticados, para lo cual se requieren de toda una gama de circuitos internos que formen dicho sistema. Destacan en particular los sistemas de comunicaciones inalámbricas, con un crecimiento exponencial en las tasas de datos que manejan. El caso más ilustrativo es probablemente el de las comunicaciones móviles, con una evolución en muy pocos años desde 2G hasta la actual definición del estándar para 5G. Ha sido trascendental en la misma el uso de formatos de modulación digital con cada vez más alta densidad espectral en la transmisión de información (de GSM, a EDGE, WCDMA, LTE...). Lamentablemente, estos formatos imponen requisitos de linealidad muy restrictivos, difíciles de satisfacer con un uso eficiente de los recursos energéticos disponibles, imprescindible para hacer viables en costes de operación a las estaciones base y para ampliar tiempo de uso de la batería entre cargas en el terminal de usuario.

Uno de los componentes más importantes dentro de este sistema es el amplificador de potencia, ya que gracias a este circuito se puede amplificar las señales que se desean transferir desde el extremo emisor al receptor. En este bloque es crítico mantener bajo control la distorsión en las señales que se manejan. Esta distorsión viene asociada al hecho de que para obtener una mayor eficiencia a la hora de amplificar dichas señales, hay que operar el transistor en una zona “no lineal”, por lo que la señal sufre lo que denominamos “distorsión no lineal”.

El esquema transmisor más común en estos sistemas durante las últimas décadas ha sido el cartesiano o IQ, muy limitado en cuanto a eficiencia

energética cuando se ha de manejar señales con envolventes que presentan una gran variación en el tiempo (típico en los formatos de modulación con alta eficiencia espectral). Es por ello que en los últimos años se ha venido prestando gran atención a esquemas alternativos en los que el consumo del amplificador sigue en el tiempo la variación de la envolvente de la señal, lo cual se puede conseguir mediante el ajuste dinámico de la polarización o de la carga.

Dentro de las arquitecturas de transmisión que implementan un control dinámico de la carga destacan fundamentalmente los esquemas Doherty [1] y outphasing [2]. El esquema de transmisión outphasing, propuesto en su versión original por H. Chireix en el año 1935, constituye una de las técnicas que viene recibiendo mayor atención, tanto por parte de la industria como de la academia, de cara a poder transmitir de modo eficiente los modernos formatos inalámbricos de modulación digital. Gracias a avances muy recientes, relacionados con la utilización de etapas de amplificación clase E, parece posible conseguir perfiles de eficiencia frente a potencia de salida con valores elevados para niveles bastante por debajo de la potencia pico, lo que acompañado del uso de técnicas de predistorsión digital (DPD), habría de permitir la manipulación lineal de señales con un valor alto para la relación potencia pico a potencia promedio (PAPR).

1.2 Objetivos

En este proyecto, tomando como base resultados previos en el diseño de amplificadores clase E a GaN HEMT, se abordará como objetivo la implementación y caracterización de un esquema transmisor outphasing en la banda de 770 MHz. Usando el modelo no lineal del transistor, ofrecido por el fabricante, se harán simulaciones en condiciones de load-pull que, junto a las expresiones teóricas, permitan establecer los valores de impedancia a sintetizar al fundamental y armónicos en la red de salida. Sobre la base del amplificador clase E que se implemente usando esta red, se diseñará y ajustará un combinador no aislado (Chireix) de tipo asimétrico, integrando elementos concentrados (Ls y Cs) de alto factor de calidad y líneas de transmisión, que permita aproximar una variación de la impedancia de carga en los amplificadores

aproximando la trayectoria óptima sobre los contornos de eficiencia y potencia de salida en la carta de Smith. Se caracterizarán entonces los perfiles de eficiencia frente al ángulo de desfase entre las ramas, y se obtendrán las características dinámicas de amplitud y fase. Usando una técnica de DPD sencilla, sin memoria, se evaluará finalmente el esquema transmisor, tanto en distorsión de canal adyacente como en eficiencia promedio, manipulando señales con valores de PAPR cercanos a 10 dB. Las prestaciones en cuanto a ancho de banda dinámico vendrán determinadas por las capacidades del equipamiento disponible en el Laboratorio de Microondas.

1.3 Estructura de la memoria

La presente memoria está organizada en capítulos, los cuales se describen a continuación.

- **Capítulo 1:** Se realiza una breve introducción a los temas que se van a abordar en este proyecto, explicando los objetivos a los que se pretende llegar y las motivaciones que llevan a ello, haciendo hincapié en el compromiso linealidad/eficiencia, que será condición necesaria en todo el estudio
- **Capítulo 2:** Se describen las arquitecturas de transmisión vigentes más relevantes como son la transmisor cartesiana, polar y outphasing entre otras.
- **Capítulo 3:** Estudio de los amplificadores de potencia, haciendo una clasificación de los mismos según su modo de operación y clase. Se profundiza en el estudio del amplificador de clase E, el cual es el utilizado en este proyecto.
- **Capítulo 4:** Se realizará el diseño del amplificador clase E así como su simulación mediante Microvawe Office mostrando las gráficas más relevantes.

- **Capítulo 5:** Se muestra la implementación y caracterización del esquema Outphasing con las medidas que han obtenido en el laboratorio.
- **Capítulo 6:** Se exponen las conclusiones obtenidas tras realizar este proyecto, y las posibles líneas futuras de trabajo.

Referencias

- [1] J. Kim, J. Cha, I. Kim, and B. Kim, "Optimum operation of asymmetrical-cells-based linear Doherty power amplifiers - uneven power drive and power matching," IEEE Trans. Microw. Theory Tech, vol. 53, pp. 1802-1809, May 2005.

- [2] J. A. García, C. Fager, A. Zhu, J. C. Pedro, P. Cabral, P. Col Antonio, "Emerging Wireless Transmitter Architectures", TARGET-2007-11-27-WP232-D-D.2-3.0, Noviembre 2007

Capítulo 2

Arquitecturas y Técnicas en Transmisores de Radiofrecuencia

En este capítulo se desarrollarán la arquitectura y principales características de los transmisores cartesianos, polares y principalmente el Outphasing (LINC), el cual constituye el centro de este proyecto. Se da una visión global, exponiendo características y ventajas de cada uno de ellos.

El amplificador de potencia en radio frecuencia (RF) es uno de los bloques más críticos en un transmisor de RF, sobre todo, desde que el consumo de potencia en la telefonía móvil ha empezado a suponer un punto muy importante a tener en cuenta en los desarrollos. Por lo tanto, para aumentar la eficiencia en los transmisores RF se han venido desarrollando varias arquitecturas, una de las más novedosas es el Transmisor Outphasing.

A continuación se muestra el esquema general de un transmisor de RF, el cual se basa en un amplificador de banda base, un modulador y amplificador de RF, y una red de adaptación de impedancias, como muestra la Fig. 2.1:

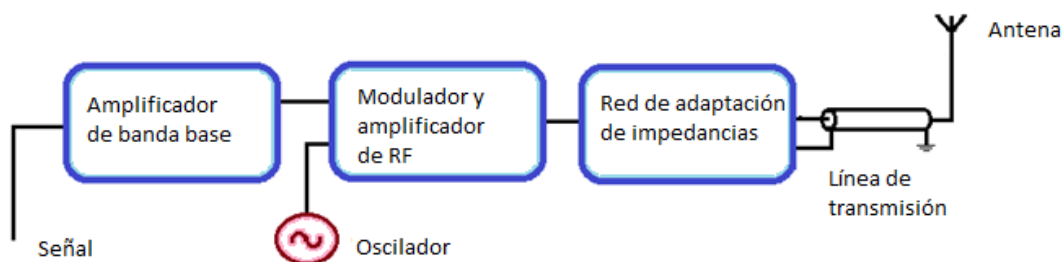


Figura 2.1: Esquema básico de un transmisor RF

2.1 Transmisor cartesiano

En los sistemas de radiocomunicaciones se debe transmitir a frecuencias muy delimitadas, esto implica que habitualmente se emplee la transmisión paso banda.

Una de las arquitecturas que habitualmente se utilizan es la del transmisor cartesiano la cual representa la señal de entrada en sus componentes de fase y cuadratura (descomposición cartesiana).

En el esquema de transmisión, que se muestra en la figura 2.2, las componentes en fase y cuadratura de la señal a transmitir modulan a las componentes en fase y cuadratura de la señal portadora. Seguidamente las señales moduladas se combinan formando la señal a transmitir siendo procesadas por un amplificador de potencia de RF.

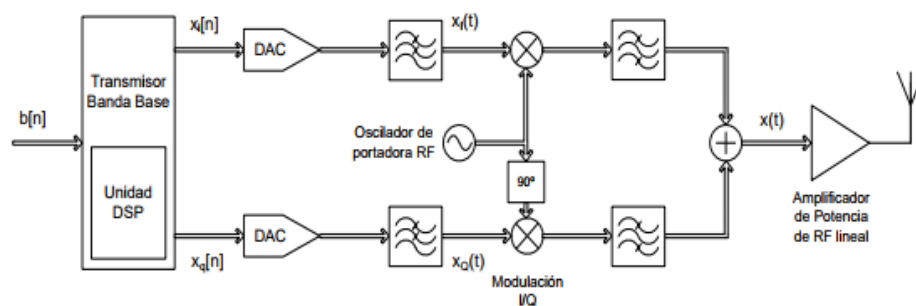


Figura 2.2: Esquema básico de un transmisor cartesiano

El transmisor cartesiano, no es una arquitectura que satisfaga el compromiso de linealidad con alta eficiencia que como hemos comentado es tan importante en los nuevos estándares de transmisión inalámbrica actuales. Por este motivo se pasa al estudio de otros sistemas más eficientes como es el transmisor polar.

2.2 Transmisor Polar (EER)

El transmisor con arquitectura polar que se ilustra en la figura 2.3, se fundamenta en el concepto de Eliminación y Restauración de Envoltorio (EER), que fue propuesto por Kahn en 1952 [1] incorporando además avances recientes en muestreo de señal.

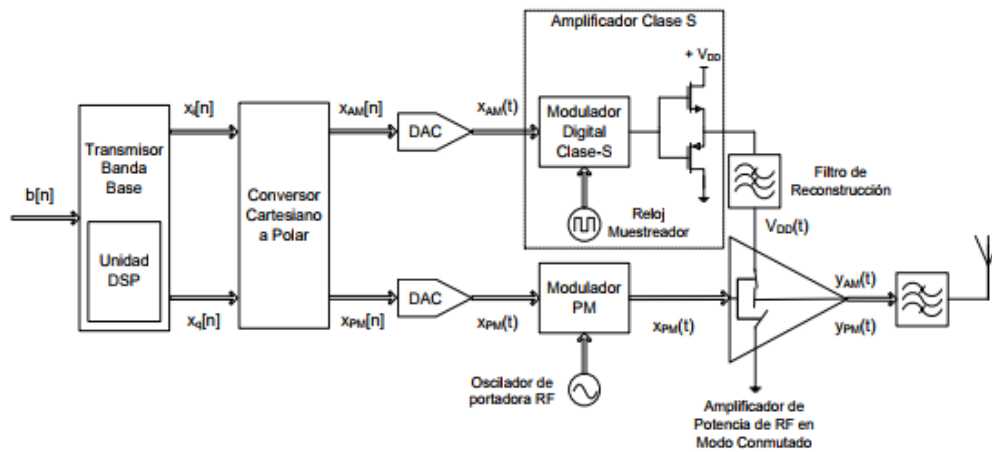


Figura 2.3: Arquitectura del transmisor polar

Esta arquitectura parte de la representación de la señal paso banda a transmitir en función de sus componentes de amplitud y fase, que son señales paso bajo, como se expresa a continuación:

$$x(t) = x_{AM}(t) \cos(\omega_c t + x_{PM}(t)) \quad (2.1)$$

La idea del transmisor polar es sustituir el modulador I/Q del transmisor cartesiano tradicional, por un modulador AM/PM polar. De este modo, se consigue tratar de forma independiente las componentes de amplitud y fase, $x_{AM}(t)$ y $x_{PM}(t)$, de la envolvente compleja de la señal de comunicaciones, hasta que son combinadas en el amplificador de potencia de RF.

Este amplificador es un dispositivo de conmutación que opera en modo altamente eficiente, como un clase E. Para garantizar un uso óptimo de la potencia, la rama encargada de la modulación AM debe efectuar también una amplificación conmutada, como por ejemplo la que realiza el amplificador clase S.

Por un lado la componente de fase se transforma en una señal de envolvente constante $x_{PM}(t)$, que por tanto puede servir de excitación del amplificador de potencia de alta eficiencia, ya que no presenta variaciones de amplitud. Mientras la componente de amplitud $x_{AM}(t)$ recorre un amplificador clase S y un filtro reconstructor, lo cual la añade un cierto retraso. Esta señal modula dinámicamente el voltaje de polarización en drenador del amplificador clase E.

Por lo tanto lo que obtenemos a la salida es una señal que contiene información de amplitud y de fase. [2]

Idealmente este transmisor debería ofrecernos una eficiencia en potencia del 100% pero esto no es así ya que existen una serie de no linealidades que provocan distorsiones no lineales que limitan su funcionamiento. [3]

2.2.1. No idealidades del Transmisor Polar

Las no idealidades más significativas, pero también más fáciles de controlar, son aquellas que aparecen a nivel de sistema, debidas a la propia arquitectura.

- Demora entre las ramas de AM y PM [4]
- Ancho de banda finito del filtro reconstructor en la rama AM [5]

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. Estas no idealidades fueron estudiadas por Raab [4] y posteriormente Milosevic en [5] empleó un filtro de reconstrucción más general para estudiar la distorsión debida al ancho de banda finito del modulador.

Pero en la etapa de modulación pueden aparecer también mecanismos no lineales de distorsión, como son las no linealidades en la característica de modulación de amplitud VDD-AM, o las no linealidades asociadas a la modulación parasita de fase VDD-PM (provocadas por el denominado fenómeno feed-through en el amplificador)

Estos procesos son intrínsecos al dispositivo y es necesario utilizar técnicas de predistorsión digital o combinación de técnicas EER/ET para corregirlos [6]

2.3 Técnicas Envelope Tracking (ET) mediante polarización variable

Tal y como recoge [6] y [9] Las mejoras de eficiencia que se logran con la polarización variable (sea de puerta o de drenador) por seguimiento de la envolvente son inferiores a las conseguidas mediante estructuras del tipo

‘transmisores polares’, pero actualmente su implementación presenta menos dificultades tecnológicas

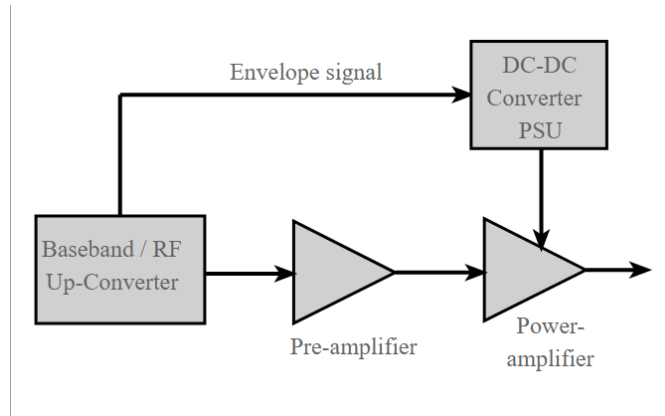


Figura 2.4: Diagrama de bloques básico de un sistema Envelope Tracking

El principio de la arquitectura de Envelope Tracking se basa en la variación de la tensión de drenador o la de puerta del transistor del amplificador de potencia, de modo que esta polarización variable se ajuste al nivel de la envolvente de la señal a amplificar tal como muestra la figura 2.4

Los sistemas de comunicaciones más actuales emplean modulaciones digitales complejas en los que la envolvente tiene un elevado PAPR. Esta condición de alta PARP implica que solo en ciertos momentos la señal llega a alcanzar los extremos de funcionamiento fijados por la polarización del transistor, o lo que es lo mismo, durante gran parte de su funcionamiento, el margen dinámico del amplificador se encuentra desaprovechado. Por este motivo se estudian diversas técnicas de envelope tracking que solventen este problema.

Destacan La técnica Seguimiento de envolvente mediante polarización variable de puerta en la que la tensión de puerta se ajusta según el valor de la envolvente de la señal lo que provoca grandes variaciones en la ganancia, y la técnica Seguimiento de envolvente mediante polarización variable de drenador, que es más eficiente que la de polarización de puerta, fuentes de alimentación eficientes y que sean capaces de seguir el ancho de banda de la envolvente de hasta varias MHz

Es por ello que en ambas técnicas de polarización variable será necesario el uso de predistorsionadores. Al modificarse el punto de trabajo del transistor nos vamos a encontrar con la no-linealidad que introduce la consiguiente variación de la ganancia. O como ocurre en la técnica de polarización variable de drenador nos encontramos trabajando con señales de gran ancho de banda y es entonces cuando además aparecen las no-linealidades dinámicas, nonlinear memory effects, que provoca la necesidad de uso de predistorsionadores más complejos.

2.4. Fundamentos del Transmisor Outphasing

La técnica outphasing fue descrita por primera vez por H. Chireix [7] en 1935 con idea de optimizar las condiciones de eficiencia y linealidad en transmisores AM. Más tarde tras obtenerse una gran eficiencia y una amplificación lineal a pesar de emplear amplificadores no-lineales esta técnica pasó a denominarse “LINC” [8] (linear amplification using non-linear components)

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.

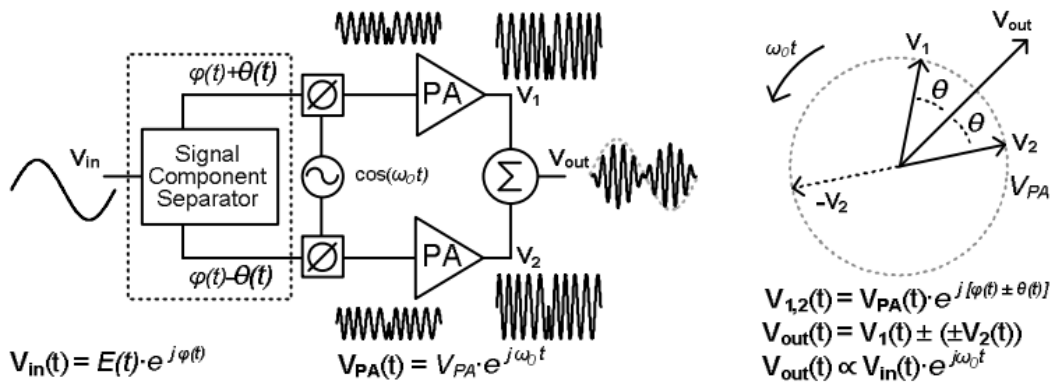


Figura 2.5: Esquema de un amplificador outphasing genérico y su representación equivalente en fasores

2.4.1. Modulación Outphasing

El principio en el que se basa la modulación outphasing puede ser descrito analíticamente como sigue: a la frecuencia de portadora w_0 , una señal compleja modulada $Sin(t)$ con envolvente $E(t)$ y fase $\phi(t)$, es proporcional a la suma vectorial de dos señales de amplitud constante ($S_1(t)$ y $S_2(t)$) :

$$Sin(t) = E(t) \cdot \cos(w_0 t + \phi(t)) \quad (2.2)$$

$$Sout(t) = G \cdot [S_1(t) + S_2(t)] \propto Sin \quad (2.3)$$

$$S_{1,2}(t) = \cos(w_0 t + \phi(t) \pm \theta(t)) \quad (2.4)$$

Donde $Sout(t)$ representa la salida del transmisor outphasing y S_1 y S_2 serán las señales moduladas en fase y normalizadas a la salida de las ramas del amplificador, G su ganancia total y $\theta(t)$ es el ángulo de outphasing que representa la variación de fase relativa entre las dos señales, y para el caso ideal de (2.2)-(2.3) viene dado por la expresión: $\theta(t) = \arccos(\overline{E(t)})$ (2.5)

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 $\theta(t)$

- $\arccos(\overline{E(t)})$ si se trata de una combinación aditiva o

- $\arcsen(\overline{E(t)})$ si se trata de una combinación sustractiva.

De forma equivalente si tomamos la función seno tenemos $\theta(t) = \arcsen(\overline{E(t)}) + \theta_{offset}$ (2.9) en donde el ángulo θ_{offset} :

- $-\pi/2$, para una combinación aditiva

- 0, para una combinación sustractiva

Desde el punto de vista teórico cualquier par de vectores con la misma magnitud pueden utilizarse para controlar la amplitud de la señal a la salida del transmisor.

Cabe destacar la utilización de esta técnica en transmisores que requieran altas linealidades y eficiencias, esto es debido a que la linealidad de un transmisor outphasing es independiente de la que tenga cada una de sus ramas.

2.4.2 Eficiencia del Transmisor Outphasing

La eficiencia de un amplificador outphasing dependerá fundamentalmente de tres aspectos: el elemento combinador empleado a la salida, la clase de operación de los amplificadores de cada rama y la señal introducida a la entrada. Se va a proponer una generalización de la expresión analítica para la eficiencia de drenador independientemente del elemento combinador o de la clase de operación.

La eficiencia total en drenador para N fuentes o lo que es mismo, para N amplificadores de potencia, que combinan sus potencias sin pérdidas pueden definirse como:

$$\eta_{DEN} = \frac{\sum_{n=1}^N P_{out_n}}{\sum_{n=1}^N P_{DC_n}} \quad (2.10)$$

Dónde 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:

$$P_{out_n} = \frac{1}{2} \text{Re} \{ \mathbf{V}_n \cdot \mathbf{I}_n^* \} = \frac{1}{2} |\mathbf{V}_n|^2 \cdot \text{Re} \{ \mathbf{Y}_n \} \quad (2.11)$$

$$P_{DC_n} = V_{DC_n} \cdot I_{DC_n} = \left(\frac{V_{DC_n}}{|\mathbf{V}_n|} \frac{I_{DC_n}}{|\mathbf{I}_n|} \right) \cdot |\mathbf{V}_n|^2 \cdot |\mathbf{Y}_n| \quad (2.12)$$

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 .

$$\eta_{DEN} = \eta_s \cdot PF_N \quad (2.13)$$

$$\eta_s = \frac{1}{2} \frac{|\mathbf{V}_n|}{V_{DC_n}} \frac{|\mathbf{I}_n|}{I_{DC_n}} \quad (2.14)$$

$$PF_N = \frac{\sum_{n=1}^N \text{Re}\{Y_n\}}{\sum_{n=1}^N |Y_n|} \quad (2.15)$$

PF_N puede entenderse como una figura de mérito del proceso de combinación [10], 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*.

2.4.3 El elemento combinador

Basándonos en lo recogido en [11] la combinación de potencia en 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. 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 en principio conserva la linealidad pero compromete la eficiencia porque el aislamiento se produce a costa de añadir un elemento con pérdidas en la red de combinación. 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)**

Cuando empleamos combinadores no aislados (también llamados “sin pérdidas” o loss less), los dos amplificadores de ramificación interactúan entre sí

durante la operación de salida y por lo tanto sus cargas dinámicas son dependientes el uno del otro. 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:

$$PF = \frac{Re(Y_1) + Re(Y_2)}{|Y_1| + |Y_2|} \quad (2.16)$$

Donde la impedancia de carga fundamental vista por cada rama viene dada por Y_1 e Y_2 . Durante la modulación outphasing estas cargas Y_1 e Y_2 van a presentar una componente reactiva no deseada que reduce el factor de potencia, 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 [7], Chireix propone añadir a la arquitectura dos elementos reactivos con impedancias opuestas entre cada rama y el combinador de con el fin de minimizar dicha reactancia indeseada. Esto a su vez aumenta eficiencia al aumentar el factor de potencia neto del combinador. Desde entonces, esta práctica de introducir elementos reactivos de compensación se ha hecho común en el diseño de amplificadores outphasing con combinadores no aislados y, recibe comúnmente el nombre de amplificador outphasing Chireix.

2.4.4. Fundamentos del combinador Chireix

Los dos esquemas más básicos de combinadores no aislados Chireix con compensación son los de la figura (2.6) y figura (2.7). En las que los amplificadores se comportan como fuentes de tensión o de corriente respectivamente. Como se detalló en secciones anteriores, en la topología propuesta por Chireix [7], la carga se modula mediante el control de fase de las señales a la salida de los dos dispositivos activos. Sin embargo, en un amplificador *Outphasing* que usa combinadores no aislados, la fase de las componentes de tanto tensión como intensidad en la carga se encuentran

influenciadas por ambos dispositivos, esto supone que las formas de onda de corriente y/o voltaje presentes en los amplificadores de cada rama, no se encuentren sujetas a una relación ortogonal, provocando por ello que la eficiencia se deteriore. La solución deriva en seleccionar un punto de operación denominado de máxima eficiencia para ambos amplificadores y a partir de él añadir al combinador dos reactancias de compensación con el fin de optimizar la impedancia de carga vista por los dos dispositivos. En la figura 4.3, se muestra la representación de un combinador Chireix con y sin elementos de compensación. A la izquierda expresados los amplificadores como fuentes de tensión y a la derecha como fuentes de corriente.

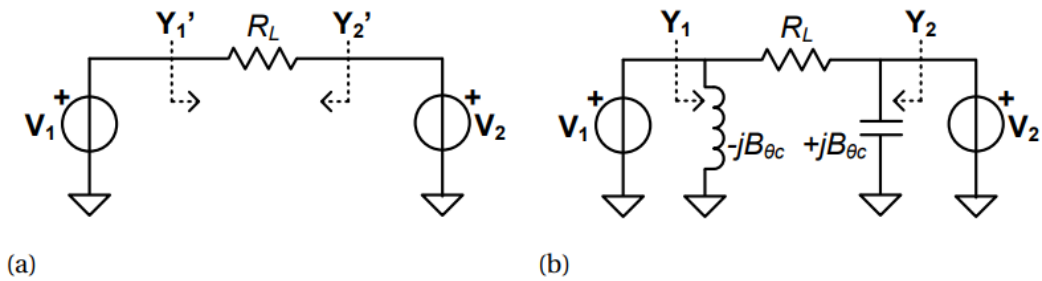


Figura 2.6: Combinadores de potencia outphasing con fuentes de tensión: a) combinador básico con fuente de tensión b) combinador Chireix con fuente de tensión y compensación

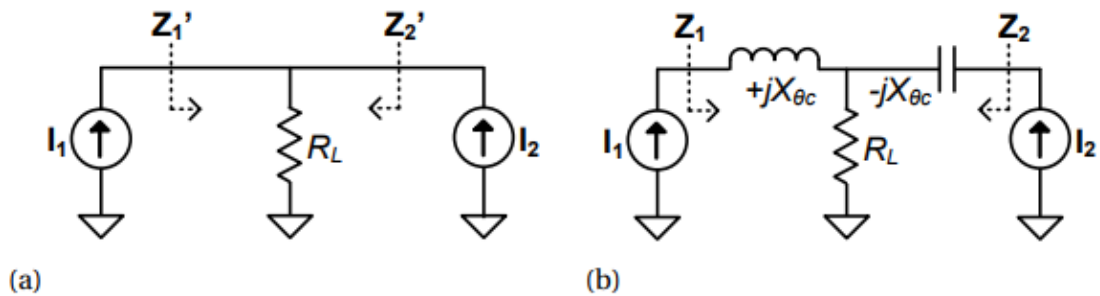


Figura 2.7: Combinadores de potencia outphasing con fuentes de tensión: a) combinador básico con fuente de corriente b) combinador Chireix con fuente de corriente y compensación

Suponiendo que las fuentes de tensión del circuito de la figura 2.6 son vectores modulados en fase $V_{1,2}(t) = V_{PA} \cdot e^{\pm j\theta(t)}$ con amplitud arbitraria V_{PA} , entonces la admitancia dinámica la carga $Y_{1,2}$ observada por cada fuente de tensión viene dada por:

.

$$\mathbf{Y}_{1,2}(\theta(t)) = G(\theta(t)) \pm j [B(\theta(t)) - B_{\theta c1,2}] \quad (2.17)$$

$$G(\theta(t)) = \left(\frac{1}{R_{PA}} \right) \sin^2(\theta(t)) \quad (2.18)$$

$$B(\theta(t)) = \left(\frac{1}{R_{PA}} \right) \frac{\sin(2 \cdot \theta(t))}{2} \quad (2.19)$$

$$B_{\theta c1,2} = B(\theta_{c1,2}) \quad (2.20)$$

Donde $R_{PA} = R_L / 2$ es la carga vista por cada fuente de voltaje (o amplificador) a plena potencia $G(\theta(t))$ y $B(\theta(t))$ son las partes real e imaginaria respectivamente de la admitancia compleja que representa la carga, $\theta_{c1,2}$ y $B_{\theta c1,2}$ son los ángulos de compensación Chireix y las susceptancias de la rama 1 y 2, respectivamente. La potencia de salida a través de la resistencia de carga R_L es:

$$P_{out}(t) = \frac{V_{PA}^2}{R_{PA}} \sin^2(\theta(t)) \quad (2.21)$$

Por lo tanto la potencia máxima se alcanza cuando la de tensión $v_{1,2}(t)$ están desfasadas, esto ocurre para $\theta(t) | P_{out, max} = \pi/2$. Este combinador es en realidad un ejemplo de combinación "sustractiva".

El otro circuito implementado en la figura 2.8 es el dual de la figura 2.7 por tanto [11]

$$\mathbf{Z}_{1,2}(\theta(t)) = R(\theta(t)) \mp j [X(\theta(t)) - X_{\theta c1,2}] \quad (2.22)$$

$$R(\theta(t)) = R_{PA} \cdot \cos^2(\theta(t)) \quad (2.23)$$

$$X(\theta(t)) = R_{PA} \cdot \frac{\sin(2 \cdot \theta(t))}{2} \quad (2.24)$$

$$X_{\theta c1,2} = X(\theta_{c1,2}) \quad (2.25)$$

$$R_{PA} = 2 \cdot R_L \quad (2.26)$$

Referencias

- [1] L. R. Kahn, Single-sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration, Proc. Of the IRE, vol. 40, no. 7, July 1952
- [2] Beatriz Bedia Expósito, "Optimización del Compromiso Linealidad-Eficiencia en Transmisores Polares", Proyecto fin de Carrera, Universidad de Cantabria, Julio 2008
- [3] 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
- [4] F. H. Raab, "Intermodulation Distortion in Kahn-Technique Transmitters," IEEE Trans. on MTT, vol. MTT-44, no. 12, pp. 2273-2278, Diciembre 1996.
- [5] D. Milosevic, J. van der Tang and A. van Roermund, "Intermodulation Products in the EER Technique Applied to Class-E Amplifiers," Int. Symp. on Circuits and Syst. Dig., vol. I, pp.637-640, Vancouver, Mayo 2004.
- [6] 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 Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2009), 2009.
- [7] H. Chireix, ((High Power Outphasing Modulation)), Proc. IRE, vol. 23, n.o 11, págs. 1370-1392, Nov 1935.
- [8] D. C. Cox, ((Linear Amplification with Nonlinear Components)), IEEE Trans. Commun, vol. COM-23, págs. 1942-1945, Dec 1974.
- [9] D. F. Kimball, J. Jeong, et al., "High-Efficiency Envelope-Tracking WCDMA Base-Station Amplifier Using GaN HFETs," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 11, pp. 3848-3856, Nov. 2006.
- [10] "A new power combining and outphasing modulation system for high efficiency power amplification," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 58, no. 8, pp. 1713–1726, Aug. 2011.
- [11] D. A. Calvillo, "Energy Efficient and Compact RF High-Power Amplifiers", Tesis doct. Delft University of Technology., 2014.

Capítulo 3

Clases de Amplificación

El Amplificador Clase E

En este capítulo se exponen los fundamentos teóricos de principales los amplificadores de potencia y las distintas clases. Finalmente profundizaremos en el estudio de la clase E que es la de interés en este proyecto

3.1. Parámetros de los Amplificadores

Los amplificadores de potencia o gran señal, proporcionan tanto ganancia en tensión como ganancia en corriente. Su función es la de convertir la potencia de DC en potencia de RF, amplificando la señal de RF de entrada.

La potencia de entrada ($P_{in\ RF}$), se trata de la potencia que fluye hacia el amplificador con una cierta gama de frecuencias o ancho de banda. La potencia de entrada también puede estar compuesta de una única componente frecuencial (la fundamental).

La potencia de salida ($P_{out\ RF}$), es la potencia que sale del amplificador. Estará compuesta de una gama de frecuencias determinadas o ancho de banda. Si la potencia de entrada estaba únicamente compuesta de la frecuencia fundamental, la potencia de salida será la medida a esa frecuencia fundamental.

A la salida también nos encontraremos con potencia de salida debida a los componentes armónicos distintos del fundamental y que son debidos a las características no lineales que presentan estos amplificadores.

Por último, se tiene la potencia de entrada de DC ($P_{in\ DC}$), que se corresponde con la potencia de DC extraída de la fuente de alimentación durante el funcionamiento del amplificador.

Eficiencia en drenador (η_D):

Para empezar, se define la eficiencia como la potencia de salida del amplificador ($P_{out\ RF}$) dividida por el consumo de potencia de DC ($P_{in\ DC}$). También es conocida como eficiencia de conversión DC-RF, da idea de en qué medida la potencia de entrada de DC se convierte en potencia de salida de RF. Su expresión viene dada por la siguiente ecuación.

$$\eta_D = \frac{P_{out\ RF}}{P_{in\ DC}}$$

Eficiencia total (η_t):

La eficiencia completa o total, compara la potencia total suministrada al amplificador ($P_{in\ DC} + P_{in\ RF}$) con la potencia total entregada a la salida ($P_{out\ RF}$). Su expresión viene dada por la siguiente ecuación.

$$\eta_t = \frac{P_{out\ RF}}{P_{in\ DC} + P_{out\ RF}} = \frac{\eta_D}{\frac{\eta_D}{G} + 1}$$

PAE (Power Added Efficiency):

El término PAE, denominado eficiencia de potencia añadida. Se define como la diferencia entre la potencia de salida de RF y la potencia de entrada de RF, dividida entre la potencia de entrada de DC. Su valor puede ser calculado mediante la siguiente ecuación.

$$PAE = \frac{P_{out\ RF} - P_{in\ RF}}{P_{in\ DC}} = \eta_D \left(1 - \frac{1}{G} \right)$$

La PAE nos aporta más información que la eficiencia total, ya que tiene en cuenta también la ganancia del amplificador. Esta crece monótonamente con la potencia de entrada de RF hasta alcanzar un máximo a partir del cual disminuye hasta alcanzar el valor cero o incluso valores negativos.

Linealidad

La linealidad de un amplificador da una idea de la capacidad del dispositivo para reproducir correctamente en la salida la amplitud y la fase de la señal de entrada.

Para que podamos asumir que un dispositivo es lineal, deben darse las siguientes condiciones: El dispositivo es lineal a la frecuencia de trabajo si la amplitud de la señal de salida varía linealmente con la amplitud de la señal de entrada y además, la diferencia entre la fase de la señal de salida y la de la señal de entrada permanece constante

Cuando el dispositivo es no lineal, la señal de salida aparece distorsionada: la amplitud de salida se comprime y la fase deja de ser constante. La linealidad es función de la porción de tiempo que el amplificador permanece en la región de funcionamiento de saturación. La no linealidad de la amplitud suele provocar mayor distorsión que la variación de fase.

El comportamiento no lineal provocado por la compresión de la ganancia se da cuando la amplitud de la señal de entrada al amplificador es tan grande que satura al dispositivo.

La variación de la fase de la señal de salida también es función del grado de saturación. Por lo tanto, la distorsión de la señal es más significativa a medida que el amplificador se aproxima a la zona de funcionamiento en saturación [1]

3.2 Clases de Amplificadores de Potencia

3.2.1 Modo fuente de corriente dependiente

Los amplificadores clase A, B y C operan como fuente de corriente controlada (ya sea por corriente o voltaje) y para ello aprovechan la región de saturación (región lineal en el caso de los bipolares) de sus características I-V (figura 3.1). Los amplificadores clase A y B presentan muy buena linealidad a niveles pequeños de señal, no siendo en general el caso para los amplificadores clase AB, y en especial para los clase C, que pueden sin embargo ofrecer puntos óptimos de linealidad a niveles mayores de señal (large-signal sweet-spots).

Los amplificadores de potencia de modo conmutado (clases D, E y F) consiguen altas eficiencias debido a que minimizan las pérdidas de potencia en el transistor funcionando como un conmutador. Es decir, la tensión drenador-fuente es cero cuando por el conmutador fluye corriente (interruptor en corto),

mientras que la corriente se hace cero cuando existe diferencia de tensión entre los terminales drenador-fuente (interruptor en abierto).

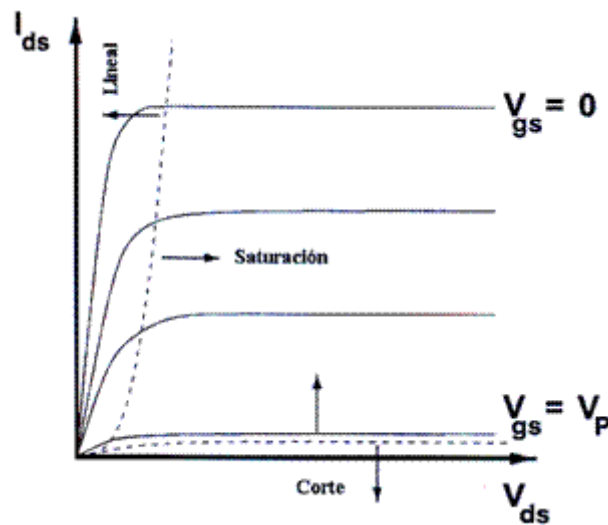


Figura 3.1: Características I/V de un FET con sus zonas de operación bien definidas.

En amplificadores conmutados clase D, E y F el transistor está altamente saturado por una señal de gran amplitud a la entrada, y el dispositivo aparece polarizado cerca del corte. Las formas de onda de tensión y corriente se ven recortadas por estas dos condiciones, haciendo posible que el transistor se comporte como un conmutador, con un 100% de eficiencia de drenador teórica. En la práctica, sin embargo, existen pérdidas provocadas por elementos parásitos, como reactancias o la resistencia existente cuando el conmutador se encuentra en estado ON (idealmente cero). Estos factores, junto con un tiempo de conmutación también distinto de cero, hacen que la eficiencia teórica sea inalcanzable en la práctica [1].

Amplificadores modo fuente dependiente

3.1.1.1 Clase A

Se define este tipo de clase cuando el transistor se encuentra siempre polarizado en su región lineal, mediante la inyección de una corriente continua y constante en drenador. De este modo el transistor se comporta como una fuente de corriente controlada por la tensión de entrada.

La señal mantiene al transistor conduciendo durante los 360° del ciclo y las corrientes y tensiones presentes en el circuito de salida son una réplica de las señales de entrada.

Esta clase tiene la ventaja de proporcionar la amplificación más lineal y el mayor factor de ganancia de los amplificadores. Esto va a permitir su uso a frecuencias próximas a la máxima de operación del transistor, ya que no hay armónicos en el proceso de amplificación.

Por otro lado su eficiencia es muy baja ya que presenta el inconveniente de disipar potencia aun cuando no tenemos señal de entrada. Para un amplificador de potencia clase A ideal la eficiencia máxima que se consigue es del 50%.

3.1.1.2 Clase B

En esta clase los transistores están polarizados en el límite entre la región de saturación y la región de corte. Cuando se le aplica señal de entrada, el transistor actúa como una fuente de corriente. La conducción sólo se realiza durante un semiciclo (180°).

La corriente de polarización cuando no hay conducción es cero, por lo tanto, no hay consumo de potencia en ausencia de señal de entrada. Por esta razón la eficiencia del amplificador clase B es alta, llegando a alcanzar en condiciones ideales un 78.5%.

Tienen una distorsión notable con señales pequeñas, denominada distorsión de cruce por cero, porque sucede en el punto que la señal de salida cruza por su nivel de cero volt a.c. y se debe justamente a la falta de polarización, ya que en ausencia de esta, mientras la señal no supere el nivel de umbral de conducción de los transistores estos no conducen.

3.1.1.3 Clase AB

Es una combinación de los amplificadores clase A y clase B, tanto desde el punto de vista de eficiencia como de ganancia en potencia y linealidad.

Este tipo de amplificadores trata de corregir la distorsión de cruce recurriendo al montaje en contrafase mediante diodos. El punto de trabajo, en

este caso, es tal que el ángulo de conducción está comprendido entre algo más de 180° y bastante menos de 360° . Esta situación se da cuando el punto de polarización se encuentra en la zona lineal pero bastante más cerca del de corte que del de saturación.

Se produce un empeoramiento del rendimiento respecto a la clase B, ya que se consume la potencia necesaria para dicha polarización en reposo. En este caso, si se aplica a la entrada una señal senoidal, la señal de salida será cero en un intervalo de tiempo inferior a medio periodo.

La operación en clase AB proporciona, al igual que la clase A una señal de salida altamente lineal con respecto a la señal de entrada, ya que, aunque cada dispositivo sólo conduce durante medio ciclo, ambos dispositivos “se ceden el relevo”, en el paso por cero, de modo que en su conjunto se comportan de manera lineal, especialmente si ambos transistores son idénticos.

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

3.1.1.4 Clase C

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

Se aumenta la eficiencia respecto a los anteriores, a costa de reducir la linealidad. Puede llegarse teóricamente a eficiencias del 100%, a medida que el ángulo de conducción se aproxima a cero. Pero esto conlleva que la ganancia vaya disminuyendo, de manera que la potencia de excitación necesaria va aumentando.

La respuesta de un clase C es esencialmente no lineal, incluso para la frecuencia fundamental.

3.2.2 Amplificadores en Modo Conmutado: Clases D, E, F

Estos amplificadores funcionan como un conmutador (estados ON y OFF) disminuyendo las pérdidas de potencia del transistor, por lo cual conseguimos altas eficiencias.

Funcionan haciendo la tensión drenador fuente cero cuando por el conmutador fluye corriente (interruptor en ON), y forzando la corriente a cero cuando existe diferencia de tensión entre los terminales drenador-fuente (interruptor en OFF).

Teóricamente su eficiencia sería del 100% pero las pérdidas ocasionadas por los distintos elementos parásitos, el valor de la resistencia cuando nos encontramos en estado ON que va a ser distinto de cero y el tiempo de conmutación van a ocasionar que este porcentaje de eficiencia no sea alcanzable

3.1.2.1 Clase D

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

La señal de corriente de entrada es una senoide lo suficientemente fuerte como para producir la saturación y el corte de los dispositivos en el momento adecuado.

Las formas de onda de tensión y corrientes están completamente desfasadas, de modo que sólo circula corriente cuando la tensión en el transistor es nula, y viceversa. Este es el principio básico de funcionamiento en modo conmutado, y permite idealmente conseguir que no existan pérdidas de potencia en el transistor.

Esta clase puede verse como una clase B modificado operando en gran señal, donde la energía que debía disiparse en el transistor se almacena en una

capacidad y es entregada al circuito de salida. El valor real distinto de cero de la resistencia en estado ON y los tiempos de conmutación finitos producen que las formas de onda se solapen y no se alcance la eficiencia ideal del 100%, pero pueden conseguirse buenas aproximaciones.

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

3.1.2.2 Clase E

Un amplificador clase E tiene un transistor conmutador conectado a una red de carga pasiva.

Los amplificadores que trabajan en régimen de saturación, como el clase E, son extremadamente no lineales, y los armónicos generados en el proceso de distorsión aparecen en su salida, donde deben ser convenientemente filtrados. En contra partida, el rendimiento de estos amplificadores es muy alto, pudiendo superar el 90 %, y en condiciones ideales, un 100%.

Actualmente, el amplificador clase E está considerado como la mejor opción en amplificadores de potencia para sistemas inalámbricos. Su alta eficiencia se debe a que funciona como un interruptor (conectado a una fuente de corriente constante) que evita las pérdidas de potencia mediante a la carga y descarga del condensador del que dispone

Este tipo de amplificador va a ser desarrollado más extensamente en el siguiente capítulo

3.1.2.3 Clase F

Propuesto en 1958 [5] por V.J. Tyler como una mejora a la clase B. Fue uno de los primeros intentos para mejorar la eficiencia de los amplificadores no lineales. En ellos, el dispositivo activo actúa como fuente de corriente (saturación), tal y como ocurre en la típica clase C.

La eficiencia se consigue mediante la utilización de resonadores armónicos en la red de salida, para conformar las formas de onda del drenador, y hacerlas lo más parecidas posible a ondas cuadradas.

La forma de onda de tensión incluye uno o más armónicos impares, con lo que se acerca a una onda cuadrada, mientras que la de corriente incluye los pares y se asemeja a una onda semi-sinusoidal. Asumiendo que el transistor es ideal, un clase F puede ofrecer una eficiencia máxima de un 88.4%

3.3 Análisis del Amplificador Clase E Original

Existen dos clases de amplificadores clase E, amplificador clase E original, con conmutación a tensión cero (*ZVS Class E Amplifier* o *clase E original*) y el amplificador clase E inverso (*ZCS Class E Amplifier*), con conmutación a corriente cero. En ambos casos, el dispositivo activo, actúa como un conmutador. En esta memoria vamos a estudiar la topología clase E original.

En la Figura 4.2 se muestra la topología propuesta por primera vez por Alan y Nathan Sokal en 1975 [2] donde las formas de onda de tensión y corriente en el conmutador están desplazadas en el tiempo consiguiéndose así una mínima disipación de potencia y por consiguiente un incremento en la eficiencia.

El análisis del amplificador clase E en modo conmutado que a continuación se va a exponer en este capítulo sigue lo recogido por Mader en [3].

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

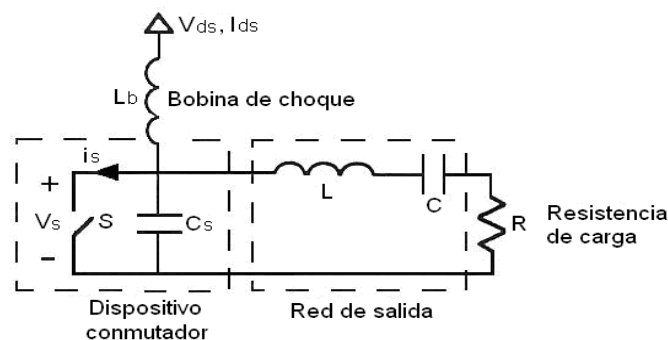


Figura 3.2: Circuito de alta eficiencia clase E original

Idealmente, la eficiencia solo está limitada por la resistencia de saturación drenador-fuente del transistor, y por las propiedades de sus elementos parásitos. Las reactancias parásitas del elemento activo están incluidas en el diseño del circuito sintonizado por lo que no degradan las prestaciones del amplificador. La capacidad C_s en el circuito mostrado a continuación puede representar la capacidad de salida intrínseca del transistor, mientras que parte de la inductancia L estaría relacionada con el efecto del empaquetado del transistor.

Para analizar el circuito clase E se realizan varias suposiciones como recoge [3]:

- El “duty cycle” de este análisis debe ser del 50%, por lo que el conmutador está en estado ON durante medio periodo y en estado OFF durante el otro medio. Este valor es el que produce un funcionamiento óptimo.
- La resistencia en estado ON (R_{ON}) será nula, e infinita en estado OFF (R_{OFF}). Se trata de conseguir que la resistencia del dispositivo cuando se encuentra en abierto sea lo suficientemente alta, y que la resistencia en corto sea lo más pequeña posible, idealmente cero.
- El condensador C_s , se corresponde con la capacidad parásita a la salida del amplificador y será independiente de la tensión colector-emisor (transistor bipolar) o drenador-fuente (transistores FET). Aunque en la realidad va a ser no lineal variando con el voltaje aplicado.
- 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 lo suficientemente alto como para considerar que la corriente que circula por la carga es sinusoidal a la frecuencia de trabajo.

La solución exacta de este circuito en el dominio del tiempo, aun asumiendo elementos ideales y C_s lineal, requiere la solución de un sistema de ecuaciones diferenciales de tercer orden variante en el tiempo pero, con las

aproximaciones supuestas anteriormente, se reduce a un sistema de primer orden variante en el tiempo, como muestra la Figura 3.3:

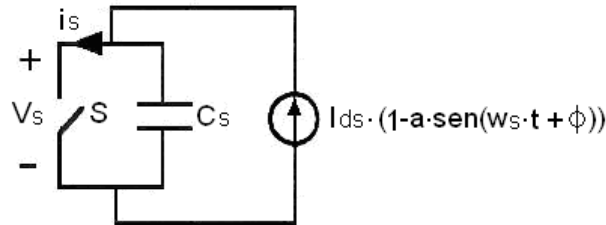


Figura 3.3: Circuito de alta eficiencia clase E diseñado como conmutador

3.3.1. Pérdidas por la conmutación del transistor

- Conmutación de estado ON (cerrado) al estado OFF (abierto).

Cuando se produce este cambio de estado nos vamos a encontrar con un salto en la corriente que circula por el conmutador. Esto es debido a que la capacidad en paralelo recibe la corriente del interruptor lo que ocasionará pérdidas en cualquier inductancia parásita entre el conmutador y el condensador. Esta capacidad es la capacidad parásita interna del transistor, la cual está minimizada. La existencia de una inductancia entre el colector y esta capacidad, es una fuente de pérdidas. En condiciones ideales, esta inductancia es casi nula, pero lo habitual es utilizar una capacidad externa, y esto provoca una pérdida de energía que viene definida por:

$$P_{ON-OFF} = \frac{1}{2} \cdot f \cdot L_s \cdot i_{OFF}^2 \quad (3.1)$$

L_s será la inductancia total de la unión colector-emisor, o drenador-fuente en caso de tener un FET y f la frecuencia de operación

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

En el estado OFF la capacidad en paralelo C_s se encuentra en carga al estar el conmutador abierto. La energía acumulada en este condensador junto con

la capacidad de carga y la capacidad de salida del transistor antes de realizarse la conmutación, puede expresarse como:

$$W = \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_{dd}^2 \quad (3.2)$$

Al producirse la conmutación de estados esta energía se va a disipar a través de R_{ON} , y esto va a provocar pérdidas que podemos definir así:

$$P_{OFF-ON} = \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot f \cdot V_{dd}^2 \quad (3.3)$$

Para que no existieran pérdidas por conmutación sería necesario que V_s fuera cero en el instante de cambio hacia el estado ON.

Para que las pérdidas por conmutación sean lo más mínimas posibles será necesario establecer unas condiciones que aseguren unas transiciones lo más imperceptibles posibles en la forma de onda de la señal:

- Si V_{DS} es cero en el momento en que se produzca el cambio de estado la capacidad en paralelo C_s será nula

$$V_{DS}(t = t_{ON}) = 0 \quad (3.4)$$

Si la derivada de V_{DS} respecto a $t = t_{ON}$ es cero en el momento en que t_{ON} las transiciones en el cambio de estado serán mínimas y al mismo tiempo i_s se irá incrementando de forma gradual al cerrarse el conmutador

$$\left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial t} \right|_{t=t_{ON}} = 0 \quad (3.5)$$

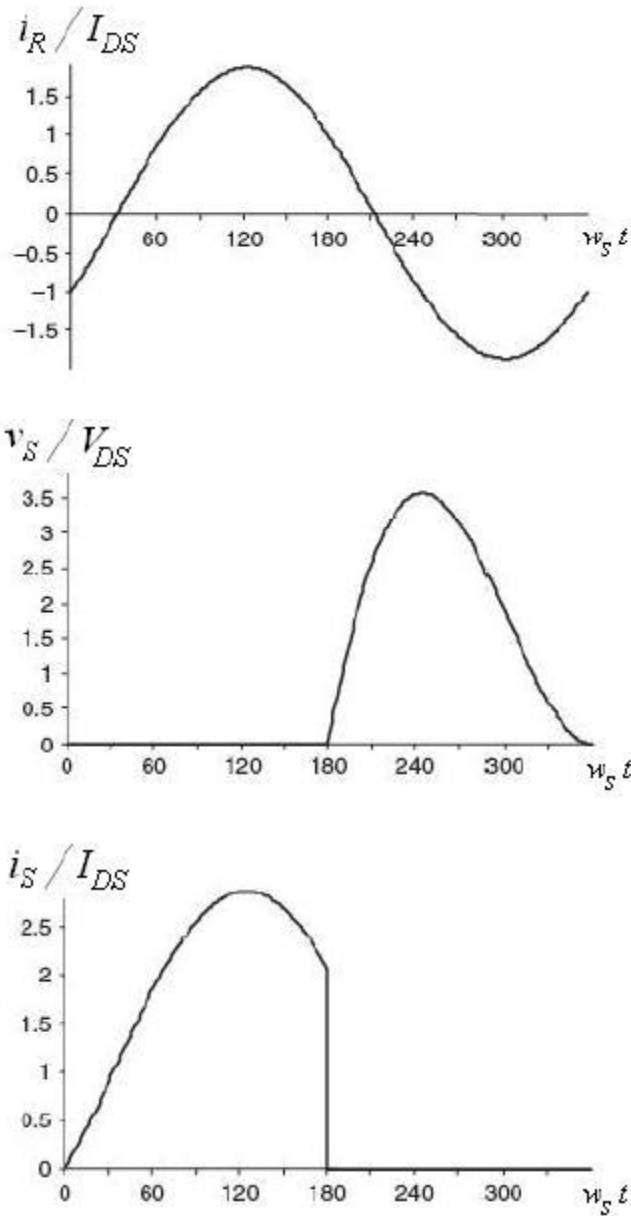


Figura 3.4: Formas de onda normalizadas para la corriente en la carga, tensión, y corriente de colector de un amplificador clase E original

Para garantizar el condicionamiento óptimo del clase E, las condiciones (3.4) y (3.5) deben darse en el instante $\omega_S t = 2\Phi$. Se observa que las dos formas de onda son positivas para un funcionamiento óptimo.

Además si el factor de calidad es lo suficientemente alto (generalmente $QL > 2,5$), 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 condicionada por la capacidad paralela de salida.

Para que se consigan estas condiciones óptimas de funcionamiento, dependemos 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 se considera que el circuito resonante está sintonizado para la frecuencia fundamental (f). Así se garantiza que la terminación a los armónicos superiores es un circuito abierto

3.3.2. Análisis de Estados y Formas de Onda de un Amplificador Clase E Original

Analizaremos ahora cómo se comporta el amplificador según los distintos estados de conmutación:

- Estado ON, conmutador cerrado: como ya hemos comentado la resistencia R_{ON} no va a ser nula, sino que va a tener un valor muy pequeño dependiendo de la tecnología que utilicemos, pero que en cualquier caso se van a introducir unas pérdidas, las llamadas pérdidas de conducción:

$$P_{COND} = \frac{1}{2} \cdot I_{DS}^2 \cdot R_{ON} \quad (3.6)$$

- Estado OFF, conmutador abierto: en este estado es la corriente va a circular por la capacidad en paralelo C_s

$$C_s \cdot \frac{\partial v_{DS}}{\partial t} = I_{DS} \cdot (1 - a \cdot \sin(w_s t + \varphi)) \quad (3.7)$$

Integrando en el tiempo obtenemos la tensión del conmutador

$$v_s(t) = \frac{I_{DS}}{C_s} \cdot \int_{\pi}^{wt} (1 - a \cdot \sin(w_s t + \varphi)) d(wt) \quad (3.8)$$

$$v_s(t) = \frac{I_{DS}}{w_s \cdot C_s} \cdot ((w_s t - \pi) + a \cdot (\cos(w_s t + \varphi) + \cos(\varphi))) \quad (3.9)$$

En resumen podemos expresar la tensión y corriente en el conmutador durante un ciclo completo como:

$$v_s(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ \frac{I_{DS}}{w_s \cdot C_s} \cdot ((w_s t - \pi) + a \cdot (\cos(w_s t + \varphi) + \cos(\varphi))) & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.10)$$

$$i_s(t) = \begin{cases} I_{DS} \cdot (1 - a \cdot \sin(w_s t + \varphi)) & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.11)$$

Si sustituimos (3.4) en (3.10) cuando $w_s \cdot t_{ON} = 2\pi$ obtenemos que la relación entre la amplitud de la componente DC de la corriente y la de la componente sinusoidal es la siguiente:

$$a = \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}} \cong 1,8621 \quad (3.12)$$

Si ahora en la expresión tomamos $w_s \cdot t = \pi$ obtenemos la fase de la señal sinusoidal:

$$\varphi = \arctan\left(-\frac{2}{\pi}\right) \cong -32,48^\circ \quad (3.13)$$

Obteniendo de esta manera:

$$v_s(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ \frac{I_{DS}}{w_s \cdot C_s} \cdot (w_s t + -\frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \cos(w_s t) - \sin(w_s t)) & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.14)$$

3.3.3. Análisis en DC del amplificador clase E

La componente DC de la tensión entre los terminales de una bobina de choque es idealmente nula, así que podemos definir la tensión de DC en la entrada del amplificador como:

$$V_{DS} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} v_s(t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \frac{I_{DS}}{w_s \cdot C_s} \quad (3.15)$$

Siendo la corriente y la resistencia de carga:

$$I_{DS} = \pi \cdot w_s \cdot C_s \cdot V_{DS} \quad (3.16)$$

$$R_{DC} = \frac{1}{\pi \cdot w_s \cdot C_s} \quad (3.17)$$

Tomando estas expresiones podemos decir que la corriente máxima que acepta el transistor es:

$$I_{max} = (1 + a) \cdot I_{DS} \cong 2,8621 \cdot I_{DS} \quad (3.18)$$

Y el valor máximo de la frecuencia de trabajo a la que el amplificador trabajaría como un amplificador clase E ideal. Por encima de ella la eficiencia disminuiría.

$$\begin{aligned} f_{max} &= \frac{I_{DS}}{2 \cdot \pi^2 \cdot C_s \cdot V_{DS}} = \frac{I_{max}}{C_s \cdot V_{DS}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi^2 \cdot (1 + a)} \\ &\cong \frac{I_{max}}{56,5 \cdot C_s \cdot V_{DS}} \end{aligned} \quad (3.19)$$

3.3.4. Estudio frecuencial del amplificador clase E

Estudiando la componente de la tensión $v_s(t)$ a la frecuencia fundamental podemos obtener datos sobre las impedancias complejas del circuito y a partir de ellas podemos por tanto diseñar la red de carga. Para este análisis vamos a suponer que la impedancia de la red de carga es infinita y así no tendremos en cuenta los armónicos superiores ya que en esta situación tenderán a cero.

Como vimos en el apartado anterior la corriente en la carga es una señal sinusoidal dependiente de la frecuencia de conmutación. La componente fundamental de la tensión será la derivada de $v_s(t)$, al ser periódica la obtenemos mediante series de Fourier:

$$v_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} K_n \cdot e^{j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} \quad \text{con} \quad K_n = \frac{1}{T_s} \int_{T_s/2}^{T_s} v_s(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} dt \quad (3.20)$$

Para el primer armónico:

$$K_1 = \frac{I_{DS}}{\omega_s \cdot C_s \cdot T_s} \int_{T_s/2}^{T_s} ((\omega_s t - \pi) + a \cdot (\cos(\omega_s t + \varphi) + \cos(\varphi))) dt \quad (3.21)$$

$$v_s(t)_1 = a_0 \cdot I_{DS} \cdot \sin(\omega_s t + \varphi_0) \quad (3.22)$$

Siendo las constantes de amplitud y fase

$$a_0 = \frac{2 \cdot |K_1|}{I_{DS}} = \frac{1}{\omega_s \cdot C_s} \cdot \sqrt{\frac{\pi^2}{16} + \frac{4}{\pi} - \frac{3}{4}} \quad (3.23)$$

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{2} + \text{ang}(K_1) = \frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{2\pi}{8 - \pi^2}\right) \quad (3.24)$$

Con todo esto podemos obtener el fasor de la impedancia de la red de carga se puede calcular a partir de (3.22)

$$\begin{aligned} Z_{net} &= \frac{a_0}{a} \cdot e^{j \cdot (\varphi_0 - \varphi)} \cong \frac{0,1836}{\omega_s \cdot C_s} + j \cdot \frac{0,2116}{\omega_s \cdot C_s} \\ &\cong \frac{0,28015}{\omega_s \cdot C_s} \cdot e^{j \cdot 49,0524^\circ} \end{aligned} \quad (3.23)$$

La fase de esta impedancia es por tanto una constante independiente del resto del circuito, y la magnitud de la impedancia es directamente proporcional a la impedancia de C_s

3.3.5. Diseño de la red de carga

Para este diseño necesitamos asegurar la alta impedancia de los armónicos superiores al fundamental, para ello seguiremos considerando las condiciones de conmutación a tensión cero y conmutación de derivada de la

tensión cero. Así la impedancia de la red de carga del amplificador será igual al valor de Z_{net} que obtuvimos en (3.23):

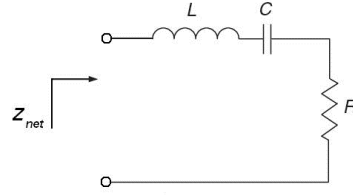


Figura 3.5: Diseño de la red de carga del amplificador E original

$$Z_{net} = Z_{net}(f_0) = R + j \cdot X_L - j \cdot X_C = R + j \cdot w_s \cdot L - \frac{1}{j \cdot w_s \cdot C} \quad (3.25)$$

$$Z_{net}(f) = R + j \cdot w_s \cdot L - \frac{1}{j \cdot w_s \cdot C} = \frac{0,1836}{w_s \cdot C_s} + j \cdot \frac{0,2116}{w_s \cdot C_s} \quad (3.26)$$

Si definimos el factor de calidad

$$Q_L = \frac{w_s \cdot L}{R} \quad (3.27)$$

Para la frecuencia fundamental siendo $Z_{net}(K \cdot f) = \infty$ para $K > 1$ (armónicos superiores)

$$C_s = \frac{1}{w_s \cdot R \cdot \left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \cdot \frac{\pi}{2}} \quad (3.28)$$

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

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

$$\cong C_s \cdot \frac{5,447}{Q_L} \cdot \left(1 + \frac{1,153}{Q_L - 1,153} \right) \quad (3.29)$$

Sokal en [4] utiliza valores experimentales para ajustar las constantes, de ahí que la expresión sea algo distinta. Normalmente se toma un factor de calidad con valores pequeños

$$C = C_s \cdot \left(\frac{5,447}{Q_L} \right) \cdot \left(1 + \frac{1,42}{Q_L - 2,08} \right) \quad (3.30)$$

Para el diseño de un amplificador clase E siguiendo esta topología deberemos establecer unos valores a ω_s , R y L para obtener el factor de calidad y así calcular las capacidades C_s y C. Una de las limitaciones que nos vamos a encontrar con esta topología es por ejemplo en circuitos de microondas ya que no vamos a poder establecer de manera independiente los valores de la frecuencia, la impedancia de carga y la capacidad del conmutador.

Normalmente un amplificador en el estado de saturación tiene una impedancia de carga de 50Ω , y el valor de la capacidad C_s nos lo determinará el transistor que utilicemos. Pero nos faltaría conocer el valor de la frecuencia de operación ω_s que estaría establecida por los requisitos de trabajo del amplificador, por lo que será complicado encontrar un valor adecuado para el factor de calidad Q_L .

3.4 Modelo Generalizado del Amplificador Clase E

El modelo del amplificador clase E original que acabamos de detallar, contempla un funcionamiento óptimo del mismo, según el cual, se deben cumplir las condiciones conmutación a tensión cero (3.4) y conmutación a derivada de la tensión cero (3.5). Sólo va a ser necesario que se cumpla condición de conmutación a tensión cero para obtener una eficiencia ideal del 100%. Cuando la derivada de la tensión en el conmutador es distinta de cero en el cambio de estado, aparece el concepto de modo de operación “sub-óptimo”, cuyo funcionamiento aparece descrito en [4].

A continuación, se muestra el análisis que se ha realizado en torno a la idea de utilización de una bobina de choque no ideal, de valor finito, que da como resultado una variación de la conmutación.

Se siguen manteniendo las siguientes condiciones: la red de carga que tiene un factor de calidad elevado, la corriente que circula por la red es sinusoidal y el funcionamiento del transistor va a ser como el de un switch ideal.

La condición de conmutación a derivada de la tensión cero (3.5), va a representar la envolvente de V_{DS} en el momento en el que se cierra el conmutador.

$$\left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial t} \right|_{t=t_{ON}} = w_s \cdot V_{DS} \cdot k \quad (3.31)$$

K es un valor real con el que diseñaremos el amplificador. Para $K=0$ obtendremos el modo de operación óptimo. Así podremos realizar variaciones en la red de carga del amplificador en función del diseño que necesitemos. Esta variación se expresa con el parámetro de diseño q, definido por Mustafa Acar [6]:

$$q = \frac{1}{w_s \sqrt{L_b \cdot C_s}} \quad (3.32)$$

Este parámetro determina la contribución de la capacidad paralela y la bobina de choque a la impedancia del amplificador

Podemos expresar la impedancia de carga óptima como:

$$Z_{net} = j \cdot w_s \cdot L \parallel (R + j \cdot X) \quad (3.33)$$

Y la potencia máxima de salida:

$$P_{out} = K_P(q) \cdot \frac{V_{DS}^2}{R} \quad (3.34)$$

Siendo:

$$R = \frac{K_C(q)}{w_s \cdot C_s} \quad (3.35)$$

$$L_b = R \cdot \frac{K_L(q)}{w_s} \quad (3.36)$$

$$X = R \cdot K_X(q) \quad (3.37)$$

Con los parámetros $K = \{K_L, K_C, K_P, K_X\}$, (función del parámetro q), los correspondientes al set de diseño obtenido de la resolución de las ecuaciones planteadas para esta generalización [7]. Estos parámetros se van hacer constantes una vez que se establecen los valores de C_S y w_S para una solución analítica del problema, tomando siempre un valor para q .

$$K_L = \frac{w_s \cdot L_b}{R} \quad (3.38)$$

$$K_C = w_s \cdot C_s \cdot R \quad (3.39)$$

$$K_P = P_{out} \cdot \frac{R}{V_{DS}^2} \quad (3.40)$$

$$K_X = \frac{X}{R} \quad (3.50)$$

Para el modelo de clase E original $q=0$ por lo que $L_b=\infty$ y la impedancia vista desde choque $Z_E=R_{PA}+j \cdot X_L$

3.4.1. Análisis del funcionamiento del Amplificador Clase E Generalizado

Vamos a partir de unos supuestos similares a los que se han utilizados para el amplificador clase E original.

- Para un ciclo de trabajo $0 < d < 2$, siendo $d = \frac{2t}{T}$ (el valor que determina el ciclo de trabajo del amplificador), se supone que el conmutador se cierra en $t=0$ y se abre en $d = \frac{d\pi}{\omega_s}$ con periodo $T = \frac{2\pi}{\omega_s}$.
- Supondremos también que las pérdidas reactivas son despreciables y que el factor de calidad del circuito serie L-C (Q_L) es lo suficientemente alto
- También será condición necesaria garantizar el cumplimiento de las condiciones de conmutación a tensión cero y conmutación a la derivada de la tensión cero en el momento previo al cierre del conmutador ($t = \frac{2\pi}{\omega_s}$) para una operación óptima.

Bajo estas condiciones que hemos supuesto, la corriente en la carga se asume sinusoidal. De esta forma, cuando el conmutador está cerrado ($0 \leq w_s t \leq d\pi$), la tensión estará expresada como:

$$v_s(w_s t) = V_{DS} - v_L(w_s t) = 0 \quad (3.51)$$

La corriente en el conmutador será:

$$i_s(w_s t) = \frac{V_{DS}}{wL} w_s t + I_{DS} [\sin(w_s t + \varphi) - \sin \varphi] \quad (3.52)$$

Cuando el circuito se encuentre en su estado abierto ($d\pi \leq w_s t < 2\pi$), $i_s(w_s t) = 0$ y la intensidad a través del condensador en paralelo será:

$$i_c(w_s t) = i_L(w_s t) + i(w_s t) \quad (3.53)$$

Esta ecuación puede desplegarse como una ecuación diferencial de segundo orden lineal y no homogénea:

$$LC \frac{d^2 v_s(w_s t)}{dt^2} + v_s(w_s t) - V_{DS} - w_s L I_{DS} \cos(w_s t + \varphi) = 0 \quad (3.54)$$

Cuya solución general se obtiene de la forma.

$$v_s(w_s t) = C_1 \cos(q w_s t) + C_2 \sin(q w_s t) + V_{DS} - \frac{q}{1 - q^2} p V_{DS} \cos(w_s t + \varphi) \quad (3.55)$$

Donde

$$q = \frac{1}{w_s \sqrt{LC}} \quad (3.56)$$

$$p = \frac{w_s L I_{DS}}{V_{DS}} \quad (3.57)$$

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

$$C_1 = \left\{ \frac{q^2 \cos(2q\pi) \cos(\varphi)}{1 - q^2} p + \frac{\sin(2q\pi) q \sin(\varphi)}{1 - q^2} p - \cos(2q\pi) \right\} V_{DS} \quad (3.58)$$

$$C_2 = \left\{ \frac{\sin(2q\pi)q^2 \cos(\varphi)}{1 - q^2} p - \frac{q \cos(2q\pi) \sin(\varphi)}{1 - q^2} p - \sin(2q\pi) \right\} V_{DS} \quad (3.59)$$

Para unos valores de d , q , p y φ conocidos, $V_s(\omega_s t)$ e $I_s(\omega_s t)$ se pueden expresarse en términos de la tensión de polarización y la frecuencia de trabajo. Ambas formas de onda de tensión y corriente en el conmutador a la frecuencia fundamental ($i_{s1}(\omega_s t)$ y $v_{s1}(\omega_s t)$), se pueden descomponer en dos componentes de cuadratura: la parte activa (i_R , v_R) y la reactiva (i_X , v_X), cuya amplitud podrá obtenerse a partir de un análisis de Fourier.

$$I_R = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(w_s t) \sin(w_s t + \varphi) d(wt) = I_{DS} \quad (3.60)$$

$$I_X = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(w_s t) \cos(w_s t + \varphi) d(wt) \quad (3.61)$$

$$V_R = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_s(w_s t) \sin(w_s t + \varphi) d(wt) = V_{DS} \quad (3.62)$$

$$V_X = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_s(w_s t) \cos(w_s t + \varphi) d(wt) \quad (3.63)$$

Referencias

- [1] Convertidor resonante E2 en RF sobre tecnología GaAs E-pHEMT - María Pampín González, Julio 2014
- [2] 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.
- [3] T. B. Mader. "Quasi-Optical Class-E Power Amplifiers". PhD Dissertation, University of Colorado, 1995
- [4] M. Kazimierczuk y T. Suetsugu. "Analysis of Sub-optimum Operation of Class E Amplifier". Circuits and Systems, 2003 IEEE 46th Midwest Symposium on, Vol. 3, pp. 1071-1074, December 2003.
- [5] F. H. Raab, "Intermodulation Distortion in Kahn-Technique Transmitters," IEEE Trans. on MTT, vol. MTT-44, no. 12, pp. 2273-2278, Diciembre 1996.
- [6] M. Acar, A. J. Annema y B. Nauta. "Generalized Design Equations for Class-E Power Amplifiers with Finite DC Feed Inductance". Microwave Conferense, 2006. 36tg European, pp.2706-2717, December 2007.
- [7] A. A. M. Acar y B. Nauta. "Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers". Circuits and Systems I: Regular Papers

Capítulo 4

Diseño y Caracterización del Amplificador Clase E

En este capítulo vamos a describir el proceso seguido para la simulación, implementación y medida de un amplificador de potencia clase E trabajando en condiciones de máxima eficiencia en la banda de 770MHz.

Utilizaremos para este diseño el modelo no lineal del transistor CGH35030 de Nitruro de Galio (GaN HEMT) del proveedor Cree (actualmente Wolfspeed) y las simulaciones se realizarán mediante Microwave Office (AWR).

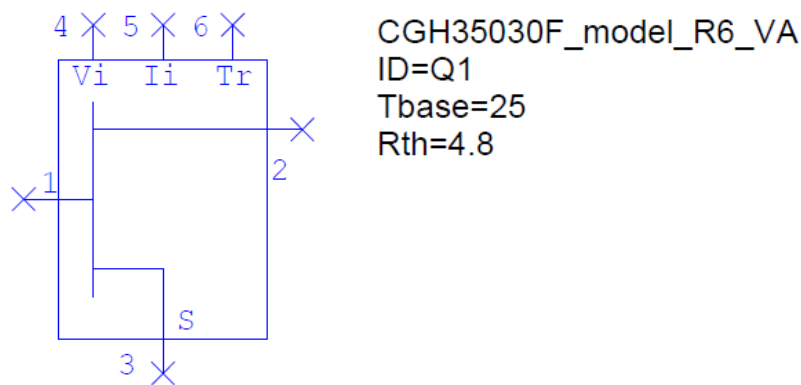


Figura 4.1: Modelo del transistor CGH35030 de (actualmente Wolfspeed)

4.1 Caracterización del transistor y comparación con el modelo

Primeramente necesitamos conocer el valor de las tensiones de polarización de nuestro transistor. Para la elección de la tensión de polarización V_{DS} , partimos de la expresión:

$$V_{DS(m\acute{a}x)} = 3,562 \cdot V_{DS} \quad (4.1)$$

Sabiendo que la tensión de ruptura $V_{DS(m\acute{a}x)}$ debe ser menor a 120V [1] obtenemos que V_{DS} no puede superar los 35V. En nuestro diseño escogeremos como valor: $V_{DS} = 28V$.

Seguidamente elegimos la tensión de polarización V_{GS} , este valor será el más alto antes de que se observe que el transistor empieza a conducir, es decir la tensión más alta a la que no hay signos de conducción entre drenador y fuente.

Mediante el esquemático de la figura 4.2 vamos a simular los parámetros [S] del transistor usando su modelo no lineal, en estado OFF ($V_{GS} < V_p$). Para distintos valores de V_{GS} desde -4V a -3V con pasos de 0,1V

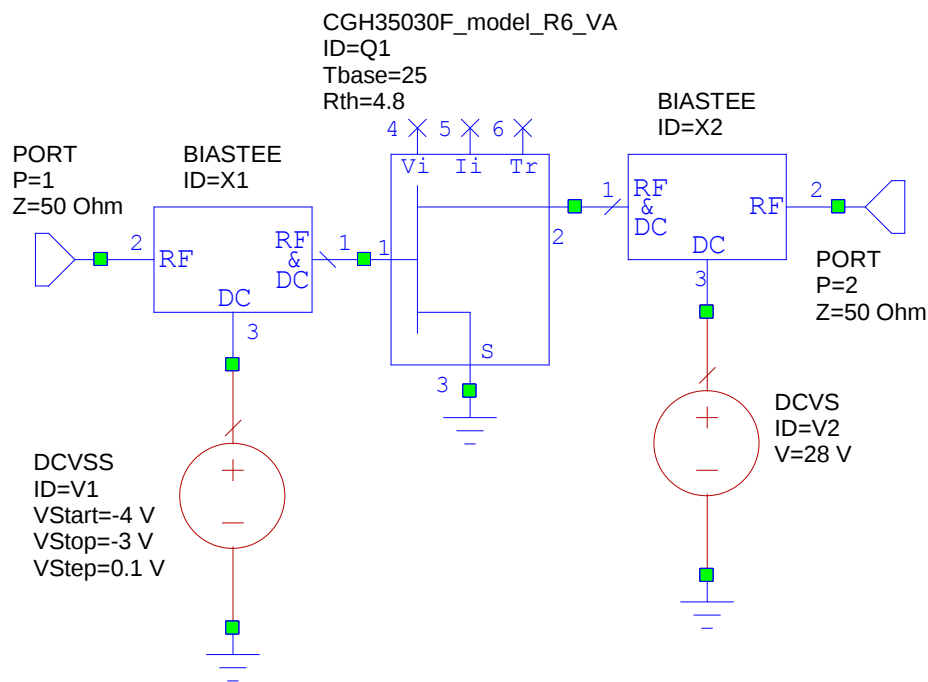


Figura 4.2: Esquemático para simular los parámetros [S] del transistor, usando su modelo no lineal, en estado OFF ($V_{GS} < V_p$).

Viendo la evolución del parámetro S_{22} , el dispositivo no evidencia una conducción apreciable hasta superado el valor $V_{GS} = -3.5$ V. Este debería ser el valor recomendado para la polarización en puerta. De la parte imaginaria de la admitancia vista desde el puerto 2 (Figura 4.2) a esta tensión, sería posible extraer el valor de su capacidad equivalente a la frecuencia de diseño.

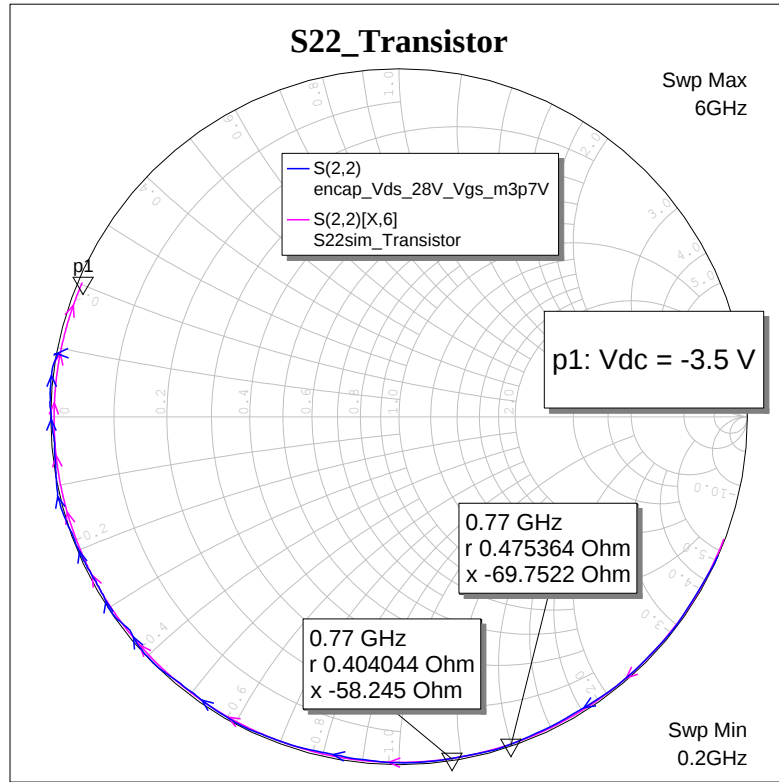


Figura 4.3: Evolución del parámetro S22 en frecuencia

En la Figura 4.3, se muestra además la evolución del parámetro S22 en frecuencia para el dispositivo caracterizado en el laboratorio. En este caso, la tensión más alta a la cual no se evidenciaba conducción apreciable fue de -3.7 V en lugar de -3.5 V. A partir de esta medida, se extrajo el valor de la capacidad equivalente de salida:

$$C_{out} = B_{out} / 2 \cdot \pi \omega = 3.55 \text{ pF} \quad (4.2)$$

Como esta capacidad equivalente es ligeramente más elevada que la ofrecida por el modelo, decidimos añadir un condensador en paralelo a la salida del modelo para corregir las diferencias observadas en C_{OUT} . Para ello se implementó el siguiente esquemático:

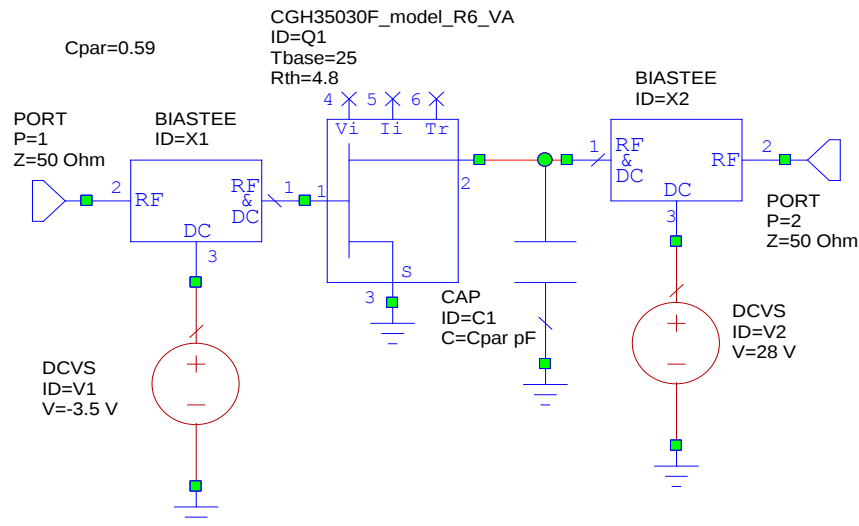


Figura 4.4: Modificación del sistema incorporando un condensador para corrección en la medida de la C_{OUT}

Con este condensador en paralelo se consiguió que el dispositivo simulado reprodujese aproximadamente las medidas realizadas, tanto al fundamental como los armónicos:

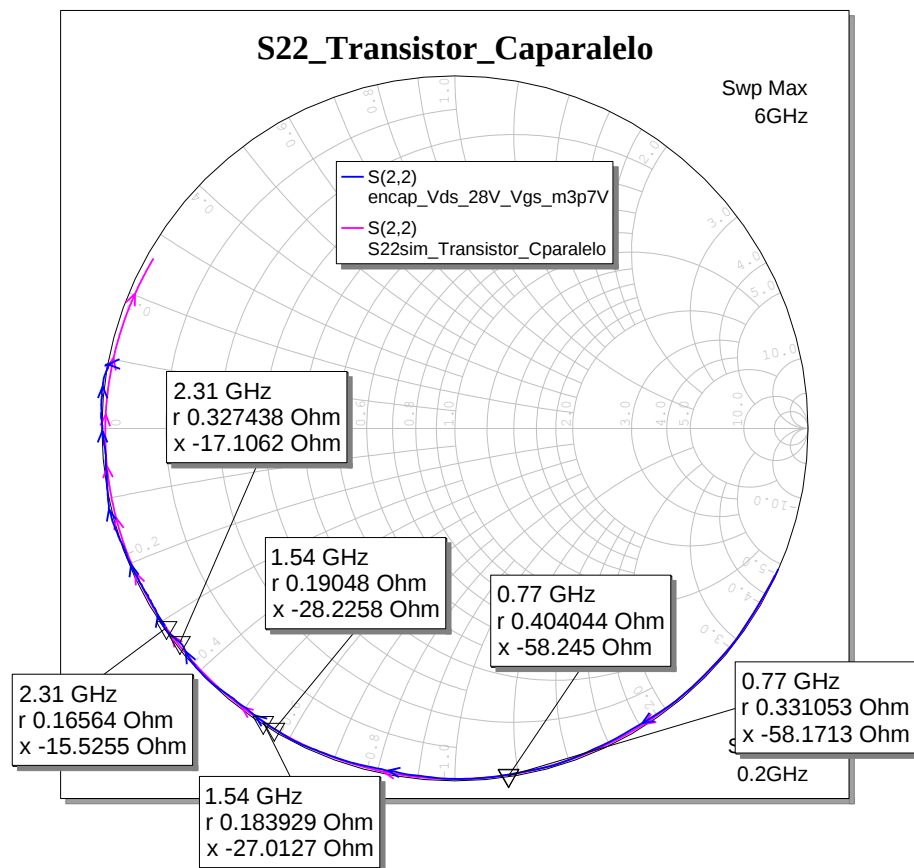


Figura 4.5: Parámetros S22 del transistor con la capacidad en paralelo para ajustar C_{OUT}

A partir de este valor, y según la expresión de $Z_{opt}(f)$ que estudiamos en el capítulo 3 expresión (3.26) se obtuvo la impedancia nominal para operación clase E (en un caso ideal, con $R_{on} = 0$ y $R_{off} = \infty$), que resultó ser igual a:

$$Z_{opt}(f) = 10.69 + j*12.32 \, \Omega \quad (4.3)$$

Usando entonces el modelo del transistor, con la capacidad añadida en paralelo, se procedió a realizar un barrido de potencia a la entrada, con el drenador terminado al fundamental y los armónicos en sus valores nominales ideales: $Z_d(f) = 10.69 + j*12.32$, $Z_d(2f) = \infty$ y $Z_d(3f) = \infty$,

Con ayuda del elemento HBTUNER se forzaron dichas condiciones de terminación, con valores del coeficiente de reflexión de módulo 1 y fase 0 al segundo y tercer armónico. El esquemático es el siguiente:

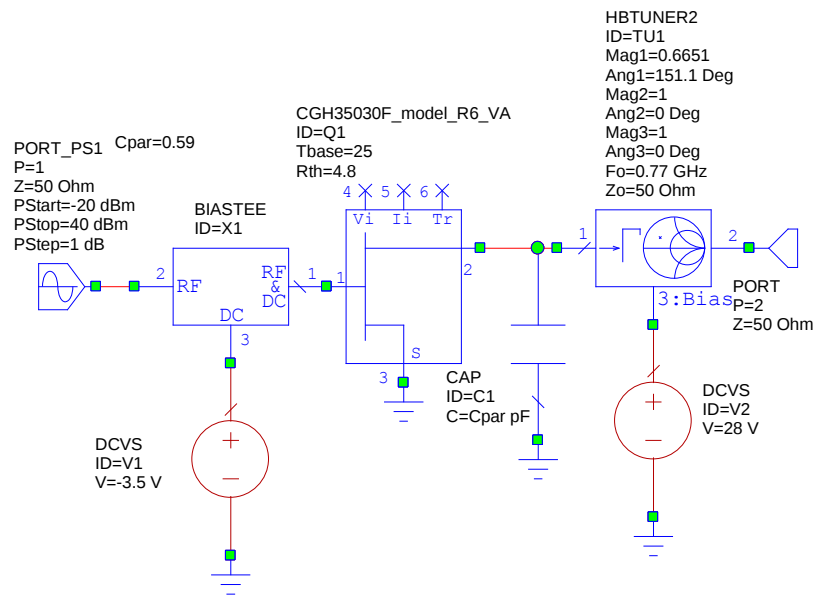


Figura 4.6: Esquemático amplificador clase E, Modo Original, con terminaciones ideales a segundo y tercer armónico

Se trazó entonces la evolución de la corriente de DC en el terminal de puerta frente a la potencia de entrada, tal y como se muestra en la siguiente figura, y se seleccionó un valor para el cual la corriente no superase 1 mA (30 dBm en este caso):

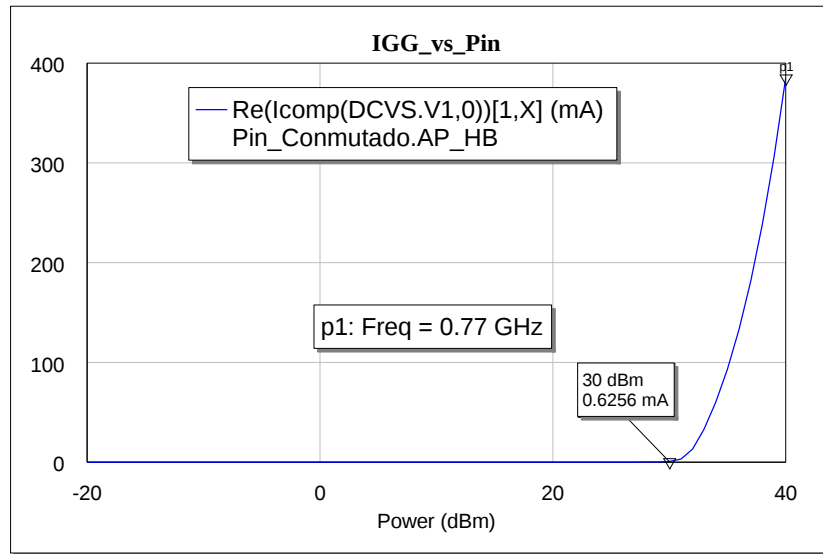


Figura 4.7: Pin máxima que permite reproducir una operación del transistor en modo conmutado

Este valor de potencia sería el más alto que se podría aplicar en la puerta del dispositivo (no adaptado a la entrada) para aproximar una operación en modo conmutado.

4.2 Simulación Load-Pull

Las simulaciones de Load-Pull utilizan sintetizadores de impedancia que permiten variar las impedancias de entrada y salida vistas por el transistor y permiten de este modo predecir el funcionamiento a través de la potencia reflejada y entregada, la potencia a la salida, el consumo de DC, la eficiencia en potencia, y otra serie de parámetros.

En nuestro caso vamos a realizar una simulación load-pull para observar los contornos de la eficiencia y del nivel de potencia en la salida con respecto a la impedancia de la terminación óptima.

Por tanto una vez definido el valor máximo de potencia, que permitiría reproducir una operación del transistor en modo conmutado, se procedió a una simulación load-pull al fundamental.

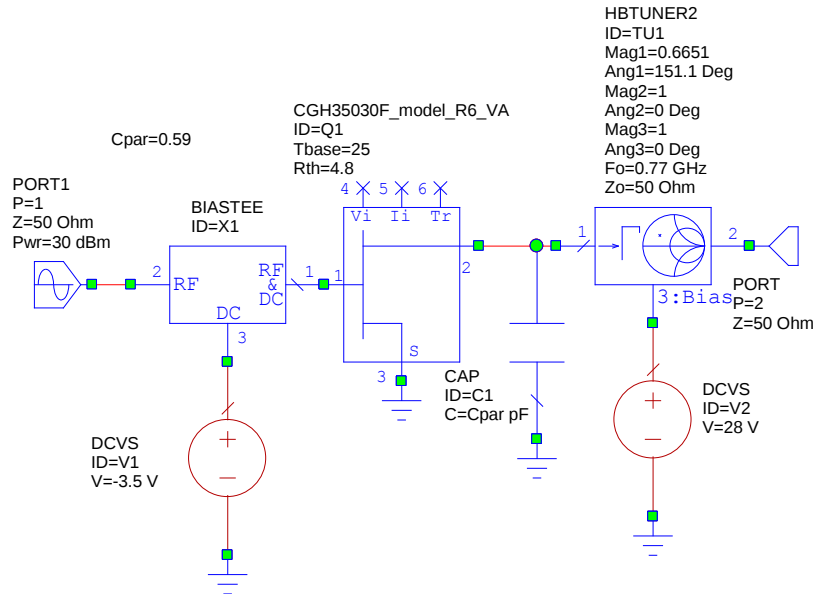


Figura 4.8: Esquemático para la simulación load-pull del transistor

A nuestra frecuencia de 770MHz los contornos resultantes, para la potencia de salida expresada en dBm y la eficiencia de drenador en tanto por ciento se representan en la siguiente figura (4.9), hemos añadido además la impedancia nominal teórica para operación clase E.

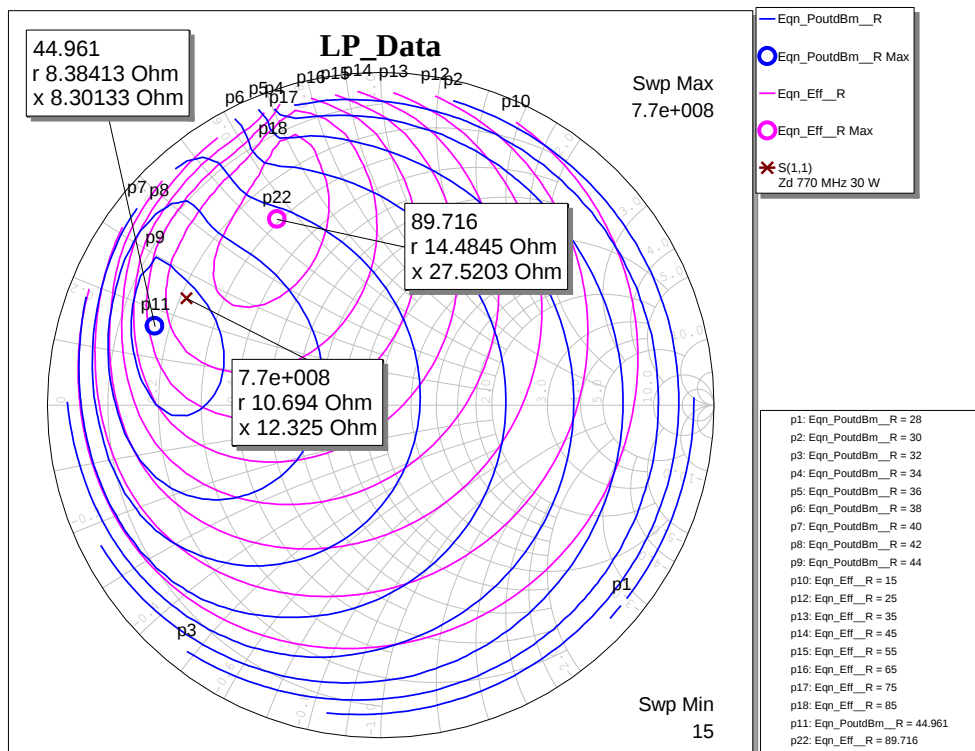


Figura 4.9: Contornos de load-pull para la Pout y la eficiencia en drenador

Como se puede apreciar, aunque el valor teórico no encaja con el máximo de eficiencia, sí se encuentra relativamente cerca. La diferencia entre el valor nominal teórico y el punto de máxima eficiencia se deben a que se trata de un dispositivo real con $R_{on} \neq 0$, $R_{off} \neq \infty$ y tiempos de conmutación finitos entre un estado y otro.

4.3 Diseño de la red de terminación a la salida

Se procedió a ajustar entonces, en simulación, una red LC de salida que permitiese sintetizar los valores deseados de impedancia al fundamental, segundo y tercer armónico.

El principal objetivo de la red es que, en el armónico fundamental, se obtenga una impedancia de valor muy cercano al valor de la impedancia nominal (que ya hemos calculado previamente en las simulaciones) y que el segundo y tercer armónico se aproximen a un circuito abierto. La red de salida resultante figura 4.10, tras varias simulaciones con bobinas y condensadores de distintos tipos, es la siguiente:

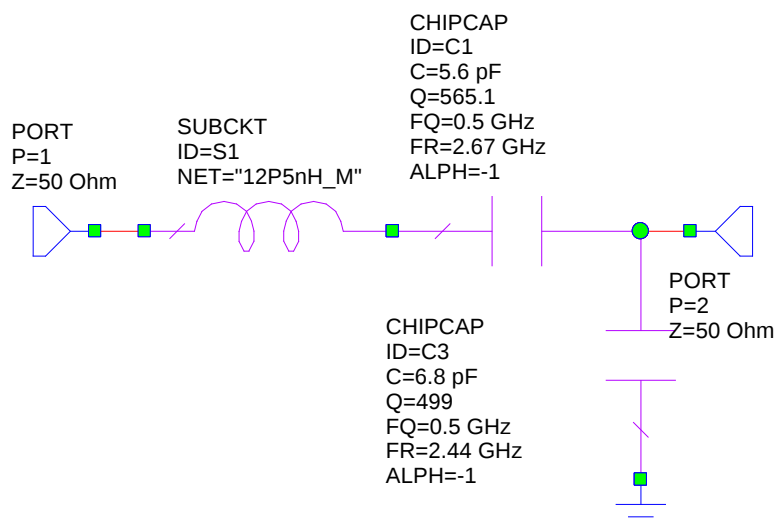


Figura 4.10: Red de adaptación a la salida del amplificador

Se seleccionó una bobina de 12.5 nH de la Serie Mini Spring Air Core de Coilcraft, de alto factor de calidad y con una frecuencia de resonancia propia tal que ofreciese una terminación cercana al abierto a segundo y tercer armónico.

Seguidamente se ajustaron los valores de condensador en serie y a tierra para conseguir que la impedancia al fundamental se aproximase al valor teórico. Se usaron modelos de condensadores cerámicos multicapa de ATC, con muy buen factor de calidad y capacidad de manejo de tensión.

Con los valores de 5.6 pF y 6.8 pF, la evolución en frecuencia de la impedancia de entrada de esta red es la que se presenta en la siguiente figura 4.11 sobre los contornos de load pull dibujados anteriormente.

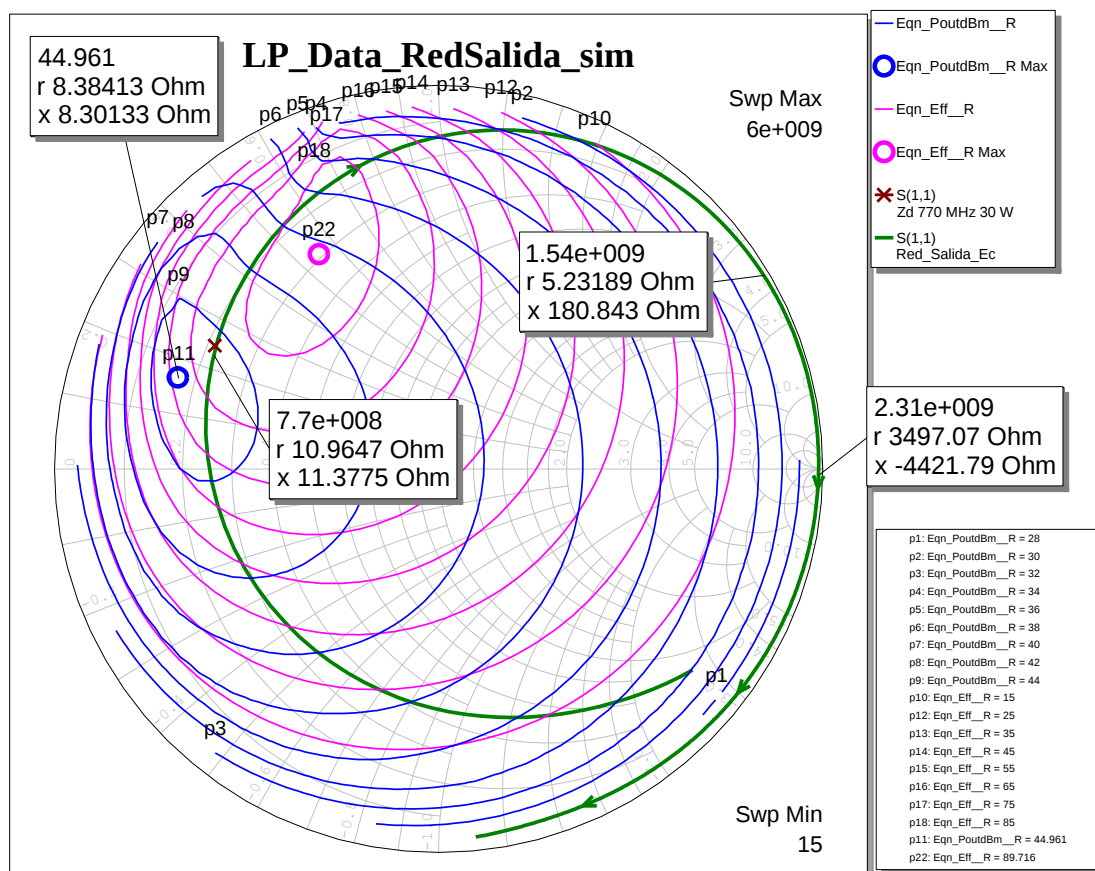


Figura 4.11: Evolución en frecuencia de la impedancia de entrada ofrecida por la red de salida

Finalmente, se procedió al montaje y ajuste de la red de salida en el laboratorio. Para su implementación se utilizó como sustrato ARLON 25N [2], cuyas características principales se muestran en la 0.

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

Características del substrato ARLON 25N.

Dado que en el proceso de simulación no se tuvieron en cuenta los tramos de línea asociados a los pads de interconexión entre los componentes, así como los efectos parásitos de las vías a masa, era de esperar que los valores de condensadores reales fuesen inferiores a los obtenidos de simulación. Los mejores resultados en el laboratorio se consiguieron con dos condensadores en serie de 4.7 pF y un condensador a tierra de 2 pF. La evolución de la impedancia de entrada de la red medida, en comparación con la simulada anteriormente, se presenta sobre los contornos de loadpull en la siguiente figura 4.12:

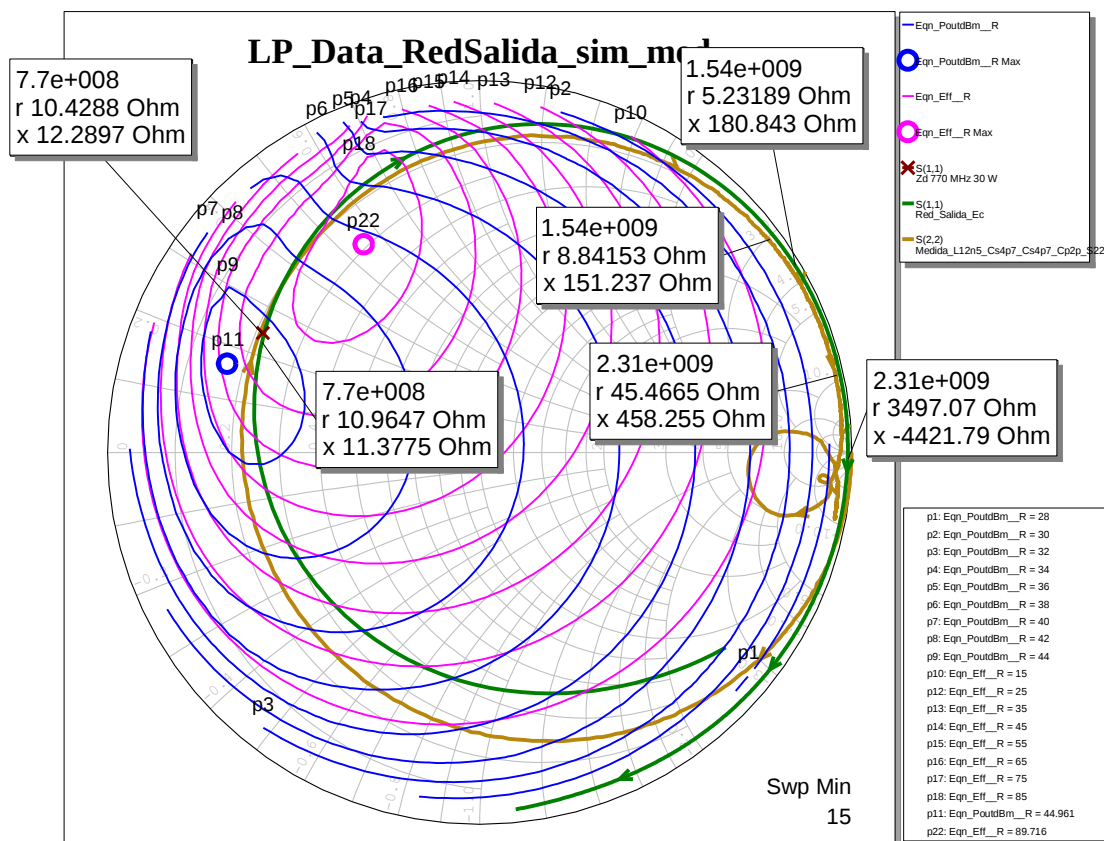


Figura 4.12: Evolución en frecuencia de la impedancia de entrada comparándola con la simulada anteriormente

Tal y como es posible apreciar, se consigue una terminación apropiada al fundamental e impedancias elevadas a los armónicos superiores más relevantes (segundo y tercero).

4.4 Diseño de las redes de polarización y adaptación de entrada

Para la redes de polarización en puerta y drenador se seleccionó una bobina de choke de 150 nH de la Serie Midi Spring Air Core de Coilcraft que resuena cerca de la frecuencia de trabajo (impedancia cercana al circuito abierto), seguida de un condensador de 82 pF a tierra, con una frecuencia de resonancia propia también en la banda (Impedancia cercana al cortocircuito). En ambas vías de polarización se utilizó un banco de condensadores de alto valor (1 nF, 10 nF, 100 nF, 1 μ F y 10 μ F en paralelo) para forzar un cortocircuito en una banda amplia de bajas frecuencias. Ello permite evitar variaciones indeseadas en la tensión de polarización y contribuye a la estabilidad. En el lado de puerta, se introdujo además una resistencia de 51 Ω en serie por motivos de estabilidad.

La red de salida se reajustó, con el transistor y las vías de polarización ya montadas, de modo a conseguir máxima eficiencia. Para ello se utilizaron dos condensadores en serie de 6.8 pF. Una vez convenientemente ajustada la red de salida, se adaptó la entrada, utilizando para ello una pequeña bobina en serie (3.85 nH de la Serie Mini Spring Air Core de Coilcraft) seguida de un condensador a tierra de 8.2 pF. Se fue incrementando el valor de la bobina, y con cada una de ellas probando distintos condensadores hasta conseguir que apareciese rectificación en puerta (operación aproximada en modo conmutado) a una menor potencia de entrada. Los valores obtenidos para cada uno de los elementos son:

Cc = 82 pF
Lin = 3.85 nH
Lb = 8.2 pF
Ls = 12.5 nH
Cs = 3.4 pF (dos condensadores de 6.8 pF en serie)
Cp = 2pF

El esquemático resultante del amplificador es el que aparece a continuación:

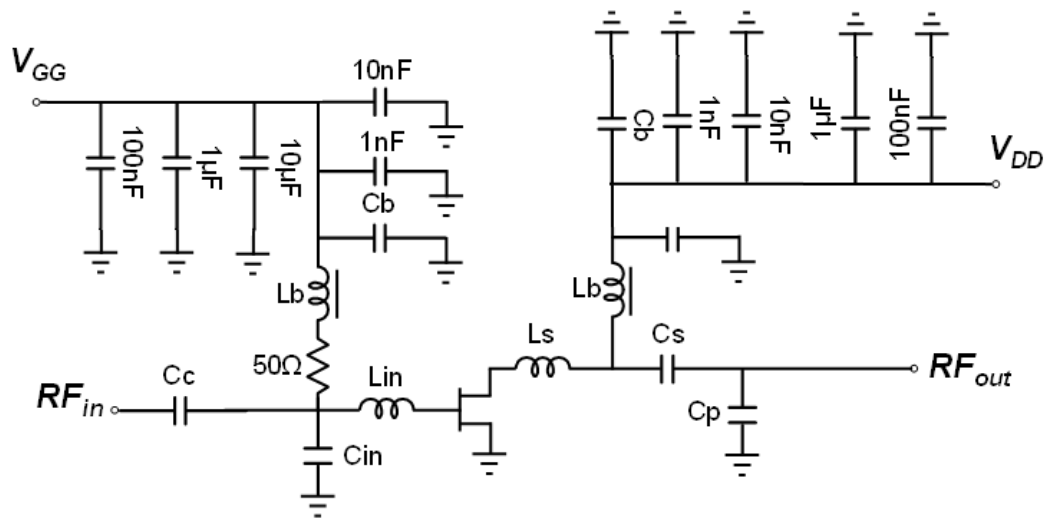


Figura 4.13: Esquemático del amplificador clase E con elementos concentrados

En la siguiente figura se muestra una fotografía del amplificador implementado, con conectores en las vías de polarización además de en la entrada y salida de RF.

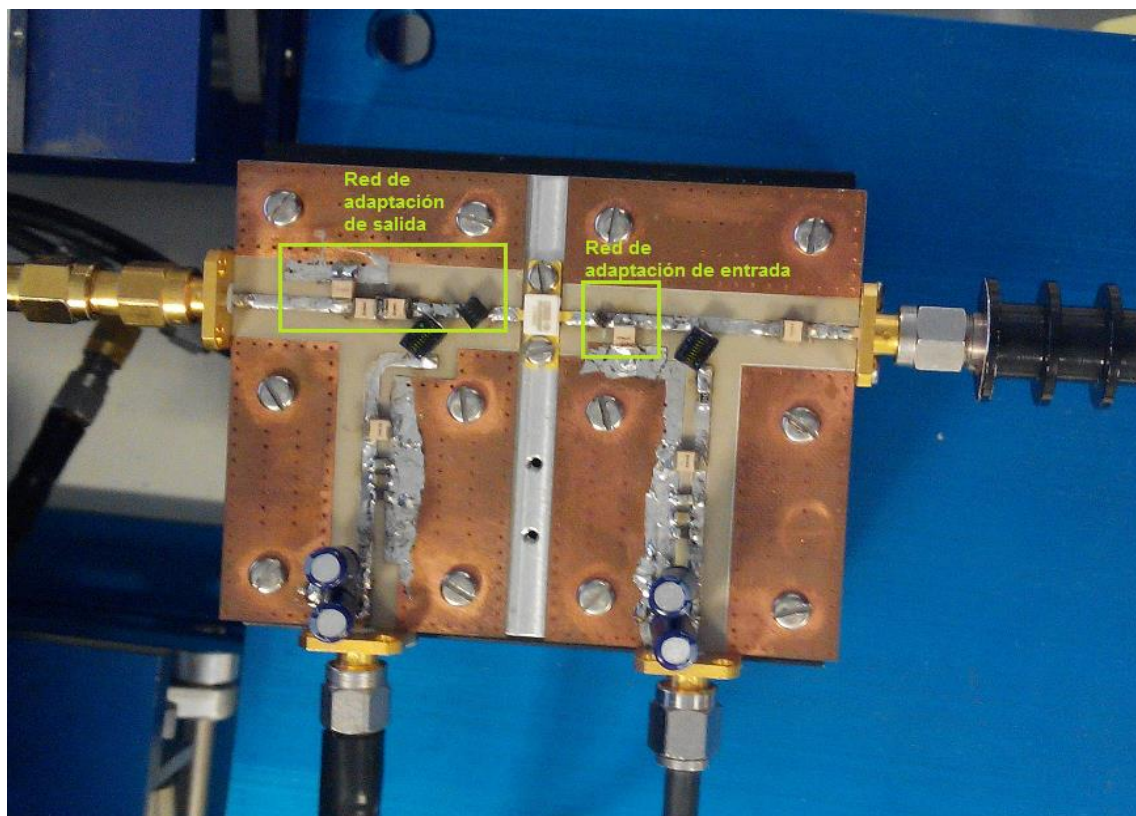


Figura 4.14: Amplificador implementado en el laboratorio con sus redes de adaptación

A continuación el amplificador se caracterizó con una excitación de onda continua (CW), frente a la variación de frecuencia, potencia de entrada (P_{inRF}), tensión en drenador (V_{DD}) y resistencia de carga (R_L), utilizando un sistema de medida como el mostrado en la figura 4.15, adaptado a cada tipo de barrido. De este modo, se puede conocer su comportamiento global de cara a su posterior uso en arquitecturas de transmisión eficientes (basadas principalmente en la modulación de la carga o de la tensión en drenador).

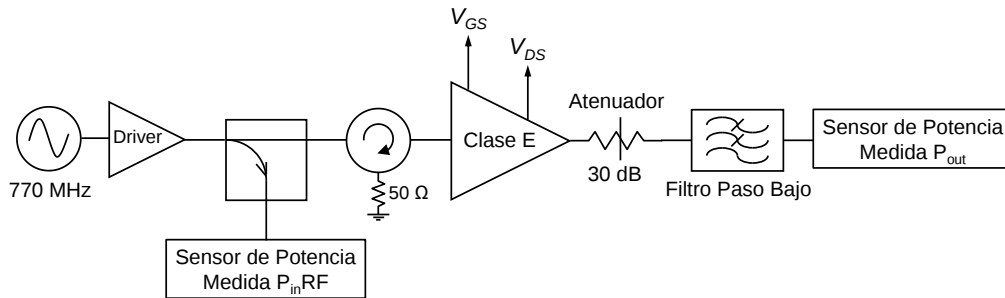


Figura 4.15: Sistema de medida utilizado en la caracterización del amplificador

Tomando $V_{GS} = -3.7$ V y $V_{DS} = 28$ V representamos la evolución de la eficiencia, eficiencia de la potencia añadida (PAE) y ganancia con respecto a la potencia de entrada. Para el valor de $P_{in}=23,8$ dBm, la eficiencia es de 87% y PAE de 85.5% con una potencia a la salida de salida $P_{out}= 40.2$ dBm, y una ganancia de 16.5 dB. Figura 4.16

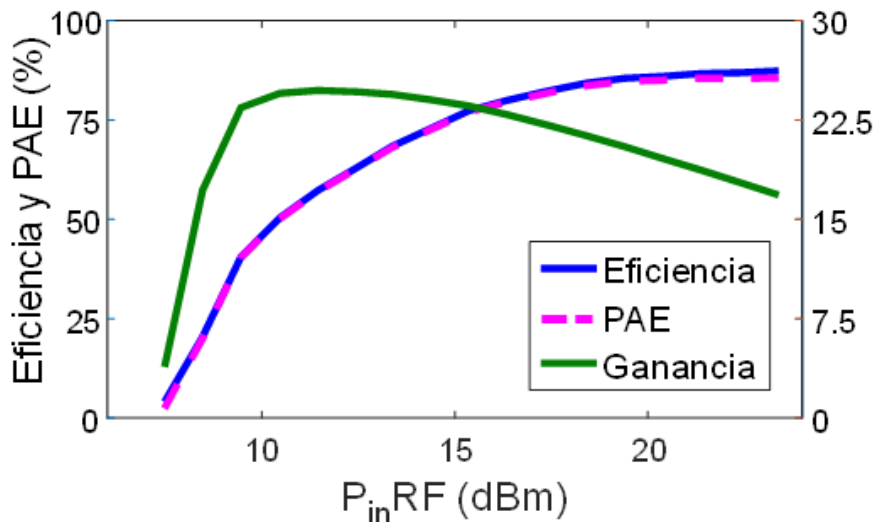


Figura 4.16: Evolución de eficiencia, potencia y PAE en relación a la potencia de entrada

También es interesante caracterizar el amplificador con la tensión de polarización en drenador, para así poder valorar su posible uso como etapa

de modulación en un esquema transmisor de tipo EER o ET. La variación de la amplitud de la tensión de salida, en 770 MHz, que se muestra en la figura 4.17, sigue linealmente a la polarización en drenador. Este resultado de linealidad es satisfactorio de acuerdo a los altos requerimientos de los sistemas de comunicación inalámbricos.

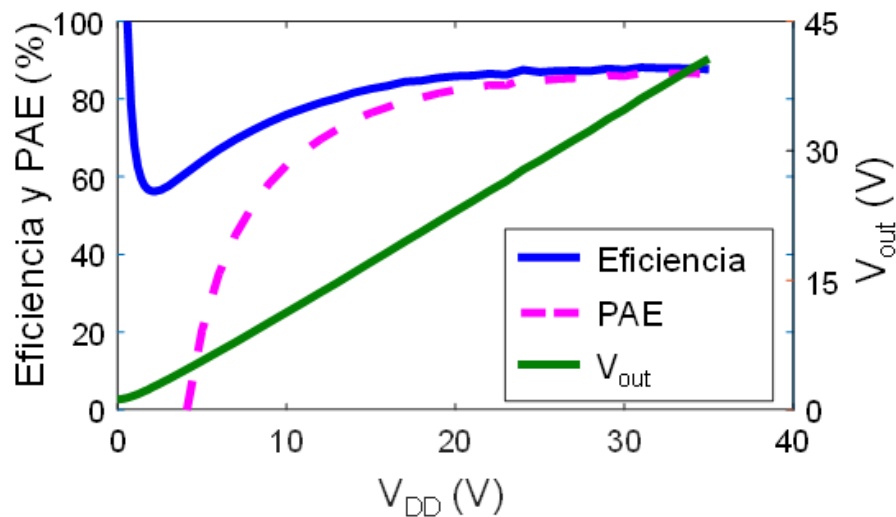


Figura 4.17: Evolución de eficiencia, potencia y PAE en relación a la tensión en drenador

El comportamiento frente a la frecuencia se muestra en la figura 4.18, donde se observa que el perfil de eficiencia está centrado a 770 MHz, mientras que el perfil de potencia de salida es decreciente. Se obtiene un valor de eficiencia superior al 80% en un ancho de banda de 135 MHz (695 – 830 GHz) y de 115 MHz (700 – 815 GHz) en el caso de la PAE.

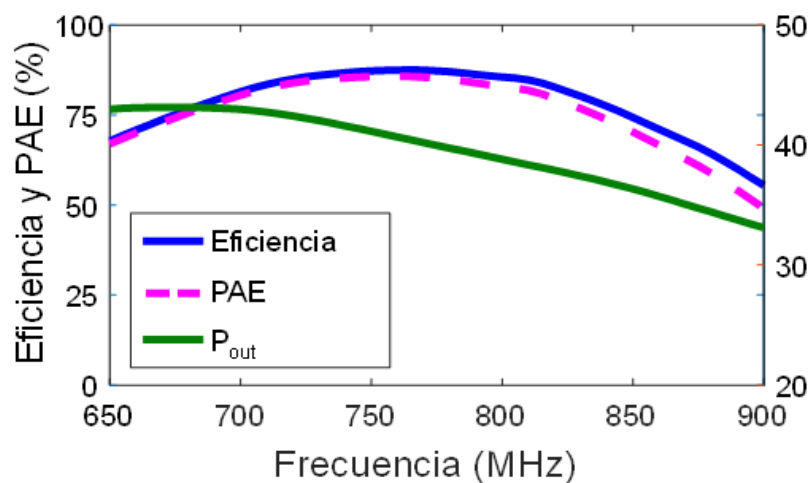


Figura 4.18: Evolución de eficiencia, potencia y PAE en relación a la frecuencia

La caracterización frente a la variación de la carga figura se realiza en el rango de $100\ \Omega$ a $250\ \Omega$, como vamos a introducir posteriormente un transmisor outphasing, es interesante ver la respuesta de la eficiencia si se opera el amplificador lejos de la condición de carga de $50\ \Omega$ así como el rango de potencia que se puede abarcar. En la medida se utilizó un sintonizador manual con stubs deslizantes y una línea coaxial extensora, insertada entre la salida del amplificador y el sintonizador, para ajustar la longitud eléctrica necesaria para trasladar la variación de la impedancia vista en drenador a la zona de impedancia óptima. Según los resultados mostrados en la figura 4.19 se obtiene una eficiencia del 70% para una de carga de $250\ \Omega$, 6.5 dB por debajo de la potencia a $50\ \Omega$ (40.1 dBm).

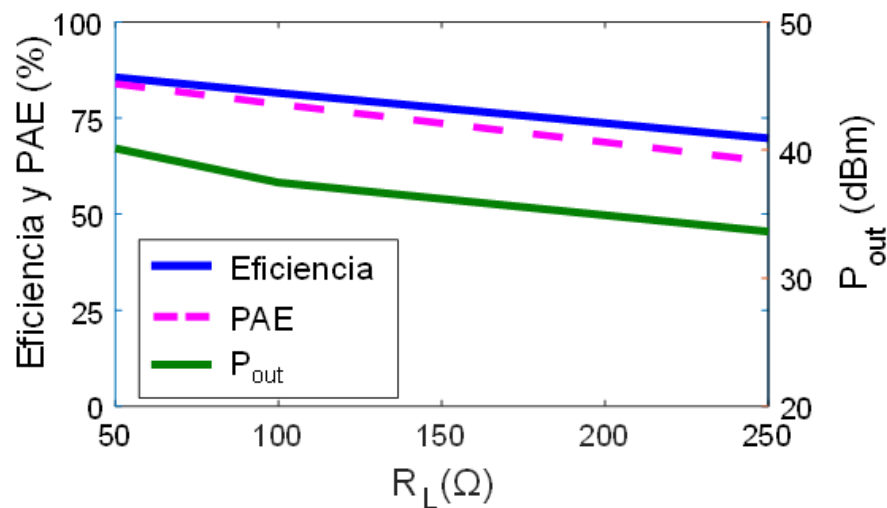


Figura 4.19: evolución de la eficiencia, PAE y P_{out} frente a la variación de carga

Referencias

[1] Data sheets CGH35030F url:

<http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/239/product/152/cgh35030f.pdf>

[2] 25N/25FR - Cirexx url: <https://www.cirexx.com/wp-content/uploads/25N25FR.pdf>

Capítulo 5

Transmisor Outphasing

Tal como se estudió en el diseño del amplificador de potencia clase E, basado en la topología propuesta por Sokal 0, el uso de una red de salida compuesta por una red LC serie ofrece un alto factor de calidad. Se propone la implementación de un transmisor outphasing utilizando dos amplificadores a 770 MHz, con el fin de obtener un perfil de eficiencia alto para niveles de potencia de salida inferiores al máximo.

5.1 Implementación del transmisor outphasing

Debido a la falta de tiempo y la intermitencia con la que se realizó el proyecto, este capítulo 5 se apoya en el estudio realizado en [2], según el cual se utiliza la topología del transmisor outphasing con combinación asimétrica desarrollado por Beltrán [3] Figura 5.1.

Este diseño que hemos elegido presenta dos ramas, y en cada una de ellas tenemos un amplificador clase E junto con una línea de transmisión de longitud variable, y el combinador Chireix. Ajustamos la longitud las líneas y el valor de las reactancias de compensación del combinador, con el fin de que las trayectorias de modulación de carga se encuentren dentro de la zona de máxima eficiencia y que atravesen el máximo de contornos de potencia de salida.

Estas trayectorias de modulación han sido representadas sobre los círculos de load-pull de nuestro amplificador, De este modo situando la impedancia en drenador en esa zona se pueden controlar señales con alta PAPR

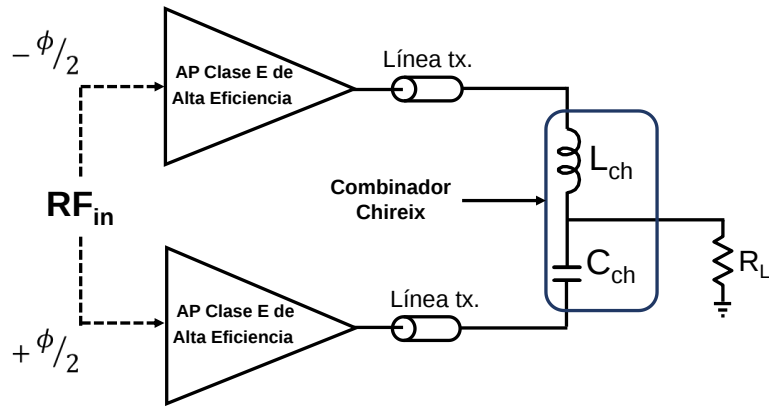


Figura 5.1 Esquema del transmisor outphasing

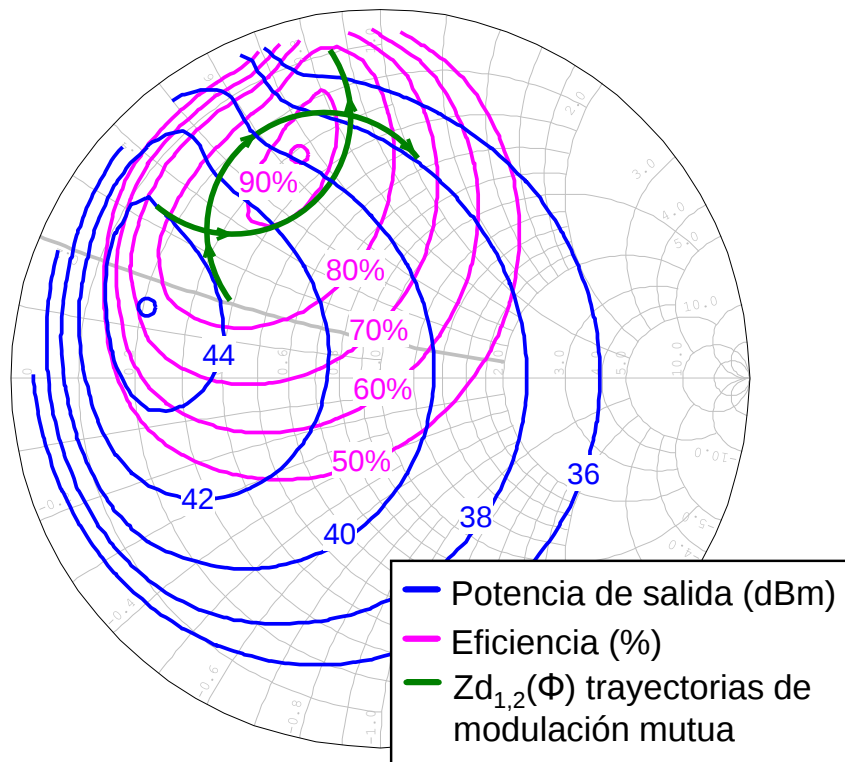


Figura 5.2: Trayectorias de modulación mutua y contornos de potencia de salida y eficiencia del amplificador clase E a 770 MHz

A continuación vamos a proceder a elaborar el transmisor outphasing y el combinador Chireix. Para ello implementaremos dos amplificadores de potencia independientes. El elemento combinador se realiza de manera externa ajustando las longitudes de las líneas de transmisión mediante transiciones SMMA.

Se establece un valor de $X_{ch} = 35 \, \Omega$ para la reactancia de compensación, y unos valores de $L_{ch} = 8.8 \, \text{nH}$ y $C_{ch} = 6.8 \, \text{pF}$ para los elementos que conforman el combinador Chireix.

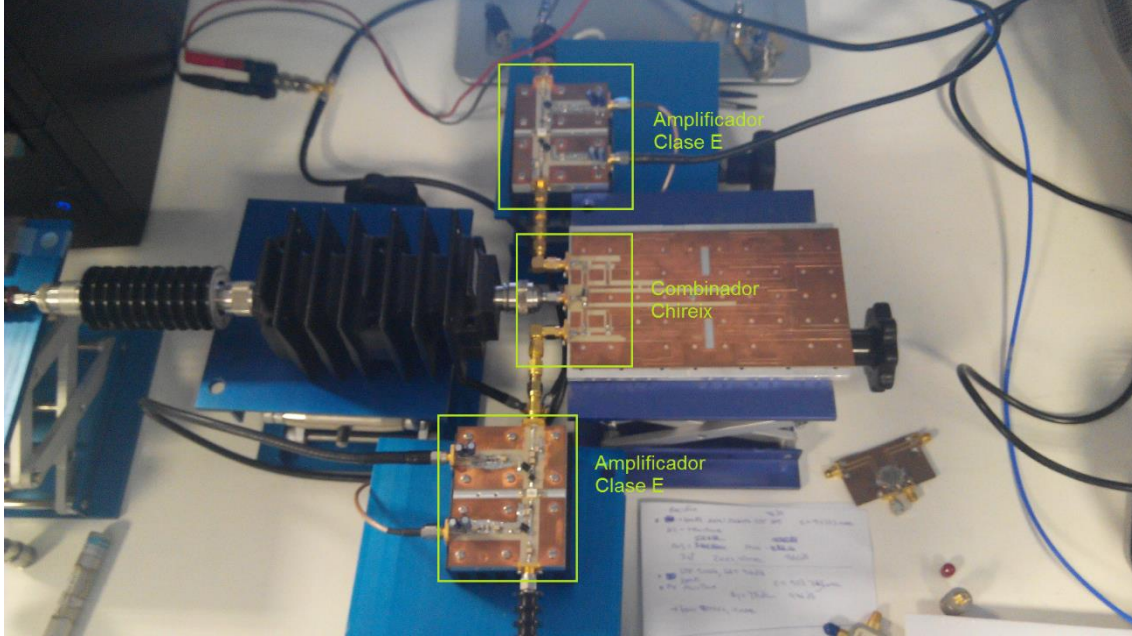


Figura 5.3: fotografía del transmisor Chireix implementado junto con los dos amplificadores.

5.2 Caracterización del transmisor a 770 MHz

Comenzamos este proceso con una caracterización de forma estática del sistema final del nuestro transmisor outphasing con respecto al ángulo outphasing. Para ello utilizaremos un par de generadores vectoriales de señal que van a enviar sendas señales de amplitud constante (ecuaciones 5.1 y 5.2). La potencia en la salida P_{out} va a ser medida mediante un sensor de potencia.

$$S_i^1(t) = A_c \cdot \cos\left(\omega_c \cdot t + \theta(t) + \frac{\phi(t)}{2}\right) \quad (5.1)$$

$$S_i^2(t) = A_c \cdot \cos\left(\omega_c \cdot t + \theta(t) - \frac{\phi(t)}{2}\right) \quad (5.2)$$

A continuación, añadiendo un analizador de espectros y un analizador vectorial de señal realizamos la caracterización dinámica del transmisor,

analizando evolución de la eficiencia, potencia y la amplitud de la tensión de salida frente al ángulo de outphasing.

Tal y como vemos en la figura (5.4) se consigue una amplitud de la señal que puede ser controlada de una forma lineal mediante la variación del ángulo de outphasing manteniéndose al mismo tiempo una alta eficiencia.

También conseguimos que la Potencia a la salida P_{out} adquiera un valor de 45.3 dBm, el cual se sitúa por encima del 70% hasta que el nivel de P_{out} decrece a 35.6 dBm, resultando un rango de potencia de 9.7 dB, lo cual es un resultado óptimo.

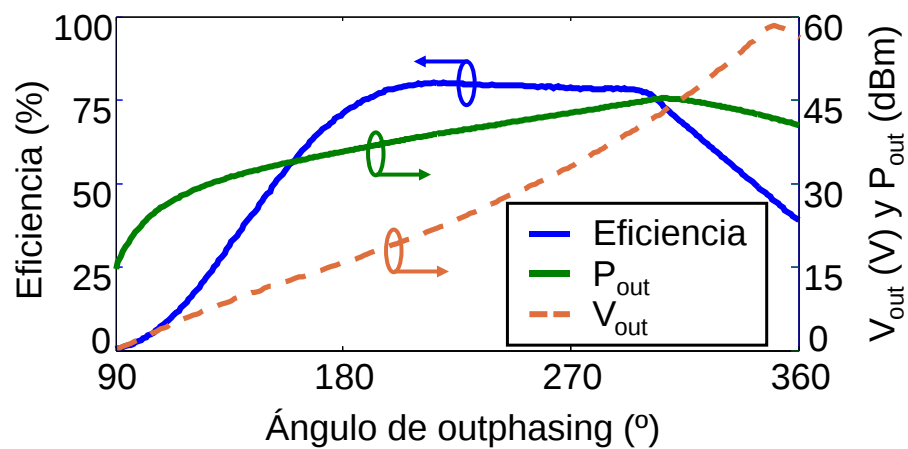
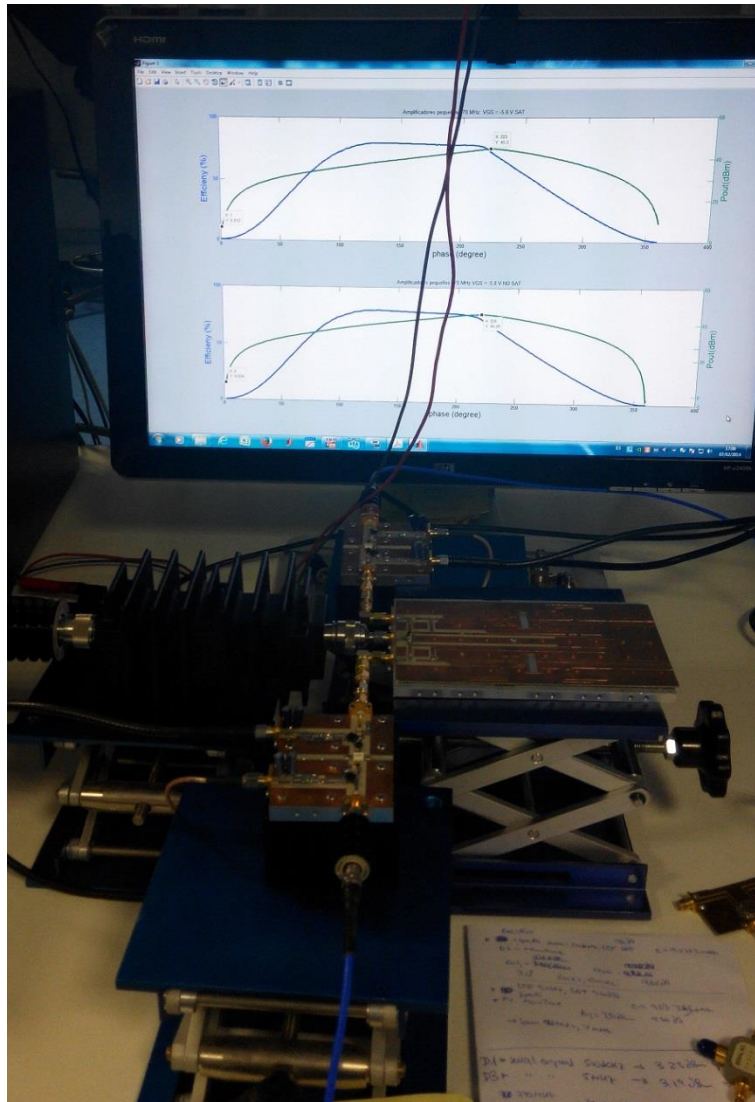


Figura 5.4: evolución de la eficiencia, potencia y la amplitud de la tensión de salida frente al ángulo de outphasing



Fotografía 5.5: fotografía que muestra el momento en el que se miden la Pout y la eficiencia

Vistos los óptimos resultados que se han obtenido en relación a la variación del ángulo de outphasing, se decide evaluar el sistema frente a una señal de comunicaciones 4G con alto PAPR. Se elige una señal LTE de 9.6 dB de PAPR y un ancho de banda de 1.4 MHz

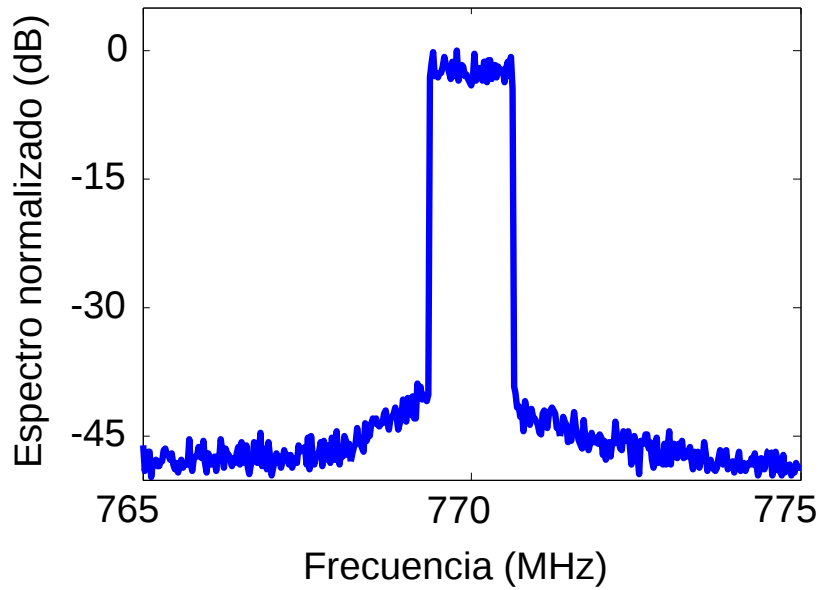


Figura 5.6: Señal LTE recuperada a la salida del transmisor Chireix

Como vemos, se consigue reproducir la señal, con valores de eficiencia y PAE promedios de 57.5% y 47.8%. La potencia de salida promedio obtenida es de 3.33W.

Al mismo tiempo se satisfacen los rigurosos requerimientos de linealidad de canal adyacente ligados a este tipo de señal ($ACPR_{adj} \geq 44.2$ dBc)

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

Referencias

- [1]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.
- [2] María Nieves Ruiz Lavín, "Diseño de Topologías Rectificadoras e Inversoras Clase E Basadas en Tecnologías GaN HEMT y E-pHEMT para Aplicaciones de Transmisión Inalámbrica y Reciclado de Energía", Tesis Doctoral, Universidad de Cantabria, Julio 2017
- [3]R. Beltran, F. H. Raab and A. Velazquez, "HF Outphasing Transmitter using Class-E Power Amplifiers," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., June 2009.

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras

En el desarrollo de este trabajo se ha presentado primeramente el diseño de un amplificador de potencia de clase E con transistores de nitruro de galio GaN HEMT a una frecuencia de 770 MHz en el que se han obtenido una eficiencia del 87.5%, una PAE del 85.5%, potencia a la salida de 40.1dBm, y una ganancia de 16.5dB con respecto a la potencia de entrada, los cuales son unos valores muy óptimos

Se caracteriza el amplificador con la tensión de polarización del drenador obteniéndose una amplitud de la tensión a la salida controlable de forma casi lineal a variaciones de la tensión de polarización en drenador. Este resultado de linealidad es cuanto menos satisfactorio dados los altos requerimientos de los sistemas de transmisión inalámbricos.

En su comportamiento con respecto a la frecuencia se obtienen un valor de la eficiencia por encima del 80% en un ancho de banda de unos 135MHz e igualmente la PAE, esta última en un ancho de banda de 115MHz

Por último se estudió la caracterización frente a la variación de carga, punto importante para su incorporación al sistema de transmisión outphasing. Se alcanza una eficiencia del 70% para una R_L de 250 Ω

En resumen puede afirmarse que el amplificador implementado nos proporciona elevados valores de eficiencia a nuestra frecuencia de trabajo de 770MHz

Con respecto a los resultados obtenidos en la caracterización del sistema de transmisión outphasing completo, destacamos la respuesta del sistema ante la variación del ángulo de outphasing. Se obtienen unos excelentes resultados, logrando una amplitud de la tensión a la salida prácticamente controlable linealmente mediante variación del ángulo de outphasing, manteniéndose al mismo tiempo un alto valor de eficiencia satisfaciendo así los objetivos del proyecto respecto al esquema transmisor. Esta respuesta del transmisor le puede situar como un buen candidato para el manejo de señales con formatos de modulación complejos

Por último dados los buenos resultados con respecto a la variación del ángulo de outphasing se analizó en el sistema una señal de comunicaciones 4G con alto PAPR, en concreto una señal LTE de 9.6 dB de PAPR y un ancho de banda de 1.4 MHz, obteniéndose una alta eficiencia y PAE y una potencia promedio de 3.33W la cual satisface otro de los puntos marcados en el proyecto ya que se cumplen los requisitos de linealidad del canal adyacente que para este tipo de señal $ACPR_{adj} \geq 44.2$ dBc

Los resultados y conclusiones del presente documento serán utilizados por el grupo para la mejora del diseño y la implementación de futuras arquitecturas de transmisión inalámbrica