

Proyecto Fin de Carrera

Ingeniería de Telecomunicación

Utilización de herramientas de diseño asistido por ordenador para la simulación de arquitecturas amplificadoras basadas en la técnica envelope tracking

Autor: José Manuel Gómez Rodríguez

Tutor: Luis Javier Reina Tosina

Cotutor: Carlos Crespo Cadenas

Dpto. Teoría de la Señal y Comunicaciones
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2020



Proyecto Fin de Carrera
Ingeniería de Telecomunicación

Utilización de herramientas de diseño asistido por ordenador para la simulación de arquitecturas amplificadoras basadas en la técnica envelope tracking

Autor:

José Manuel Gómez Rodríguez

Tutor:

Luis Javier Reina Tosina

Profesor titular

Cotutor:

Carlos Crespo Cadenas

Catedrático de Universidad

Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones

Escuela Técnica Superior de Ingeniería

Universidad de Sevilla

Sevilla, 2020

Proyecto Fin de Carrera: Utilización de herramientas de diseño asistido por ordenador para la simulación de arquitecturas amplificadoras basadas en la técnica envelope tracking

Autor: José Manuel Gómez Rodríguez

Tutor: Luis Javier Reina Tosina

Cotutor: Carlos Crespo Cadenas

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2020

El Secretario del Tribunal

A mi familia

A mis maestros

Agradecimientos

Con este proyecto termina una etapa muy importante de mi vida, es el fruto de mucho tiempo de esfuerzo y dedicación. En la carrera no sólo aprendes cantidad de cosas interesantes, aprendes a estar contigo mismo y a superarte, a usar el trabajo y el esfuerzo para la realización de uno mismo. Por todo ello quiero agradecer a todas esas personas que durante esta etapa me han acompañado, mi familia, mis amigos. En especial a Santiago Romero, quien ha sido mi compañero de viaje desde el primero momento. A Esther Naranjo, por todo el amor que me regala y ser mi compañera en la vida. A mi mamá y mis hermanas, por su apoyo incondicional. A mi papá, allí donde me espera. También quiero nombrar a mi tutor Luis Javier Reina, sin el este proyecto no hubiera sido posible, gracias por su dedicación en la enseñanza, pues es un ejemplo para todos. Gracias a todos los profesores a los que he tenido la suerte de acudir a sus clases, pues de cada uno de vosotros he sacado algo positivo.

José Manuel Gómez Rodríguez

Sevilla, 2020

Resumen

La sociedad avanza en dirección a un sistema que demanda cada vez más datos. Una mayor cantidad de datos requiere enviar la información en un espectro muy limitado y con señales cada vez más complejas. El problema de los sistemas complejos es que requieren una alta linealidad. Esta linealidad no suele ir acompañada de una buena eficiencia, por lo que, en este proyecto, vamos a plantear los problemas que suponen una mala eficiencia en los sistemas de telecomunicación y vamos a abordar algunas posibles soluciones para intentar mejorarla. Nos centraremos en los amplificadores de potencia, pues en su mayoría, son la pieza fundamental para conseguir obtener el mejor rendimiento en los sistemas de telecomunicaciones móviles e inalámbricas.

En este trabajo utilizaremos un amplificador de media potencia comercial de una empresa con gran prestigio llamada Wolfspeed. Para este dispositivo y junto con el programa ADS (Advanced Design System) de Keysight se realizarán diferentes simulaciones para conocer las características funcionales del dispositivo con las que poder justificar una mejora de la eficiencia en este tipo de amplificadores. Se llevará a cabo la implementación de la técnica Envelope Tracking, junto a los esquemáticos utilizados en las simulaciones de este trabajo también se reflejarán tablas y gráficas representativas con las que podremos realizar conclusiones en la finalización del proyecto.

Abstract

Society is moving towards a system that demands more and more data. A greater amount of data requires sending the information in a very limited spectrum and with increasingly complex signals. The problem with complex systems is that they require high linearity. This linearity is not usually accompanied by good efficiency, so in this project, we are going to raise the problems of poor efficiency in telecommunication systems and we are going to address some possible solutions to try to improve it. We will focus on power amplifiers, since most of them are the fundamental piece to obtain the best performance in mobile and wireless telecommunications systems.

In this document we use a commercial power media amplifier from a prestigious company called Wolfspeed. For this device and together with Keysight's ADS (Advanced Design System) program, different simulations are carried out to determine the functional characteristics of the device, which justify an improvement in the efficiency of this type of amplifier. The implementation of the envelope tracking technique will be carried out, along with the diagrams used in the simulations of this work, representative tables and graphs can also be identified with which we can draw conclusions at the end of the project.

Índice

Agradecimientos	ix
Resumen	xi
Abstract	xiii
Índice	xiv
Índice de Tablas	xvi
Índice de Figuras	xviii
1 Introducción	1
1.1 <i>Motivación</i>	1
1.2 <i>Objetivos</i>	2
1.3 <i>Estructura del proyecto</i>	2
2 Amplificadores de potencia	5
2.1 <i>Introducción</i>	5
2.2 <i>Párametros más importantes de los amplificadores de potencia</i>	7
2.2.1 Ganancia	7
2.2.2 Eficiencia	8
2.2.3 Linealidad	8
2.3 <i>Clasificación de los amplificadores de potencia</i>	13
2.3.1 Clase A	14
2.3.2 Clase B	15
2.3.3 Clase AB	16
2.3.4 Clase C	17
2.3.5 Resumen de las clases de amplificador	17
2.4 <i>Adaptación de impedancias</i>	19
2.4.1 <i>Introducción</i>	19
2.4.2 <i>Método Load-Pull</i>	19
2.4.3 <i>Método Source-Pull</i>	19
2.4.4 <i>Aplicación del método Load/Source-Pull</i>	20
3 Técnicas de Aumento de Eficiencia	11
3.1 <i>Introducción</i>	11
3.1.1 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)	12
3.1.2 <i>Envolvente</i>	13
3.1.3 <i>Eficiencia</i>	14
3.2 <i>Técnicas de aumento de eficiencia</i>	15
3.2.1 <i>Amplificador APT (Average Power Track)</i>	15
3.2.2 <i>Envelope Elimination and Restoration (EER)</i>	16
3.2.3 <i>Técnica de amplificación lineal con arquitectura Doherty</i>	17
3.2.4 <i>Técnica de amplificación lineal con arquitectura de componentes no lineales (LINC)</i>	18
3.2.5 <i>Envelope Tracking</i>	20

4	Tecnología GaN	23
4.1	<i>Introducción</i>	23
4.2	<i>Características del semiconductor GaN</i>	23
4.3	<i>Transistor GaN HEMT</i>	24
5	Evaluación de un dispositivo de GaN para su aplicación al diseño de amplificadores de potencia	26
5.1	<i>Transistor CGH40035F de Cree</i>	26
5.2	<i>Software de diseño ADS</i>	27
5.3	<i>Diseño del amplificador de potencia</i>	28
5.3.1	Curvas I-V del transistor CGH40035F	28
5.3.2	Estabilidad	30
5.3.3	Caracterización en gran señal	31
5.3.4	Aplicación de la técnica Load/Source Pull	34
5.3.5	Redes de adaptación de impedancias	37
6	Envelope tracking	41
6.1	<i>Introducción</i>	41
6.2	<i>Simulación de envolvente con un tono a la entrada</i>	43
6.2.1	Señal de 1 tono con potencia de drenador fija	43
6.2.2	Señal de 1 tono con Envelope Tracking	45
6.3	<i>Simulación de envolvente con dos tonos a la entrada</i>	47
6.3.1	Señal de 2 tonos con potencia de drenador fija	47
6.3.2	Señal de 2 tonos con Envelope Tracking	49
6.4	<i>Examinando una señal LTE de prueba</i>	50
6.5	<i>Simulación de envolvente con una señal LTE de prueba</i>	53
6.5.1	Señal LTE con drenador fijo	53
6.5.2	Señal LTE con Envelope Tracking	55
7	Conclusiones	58
7.1	<i>Conclusiones</i>	58
7.2	<i>Futuras líneas de investigación</i>	58
8	Bibliografía	60

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2-1. Eficiencia de las distintas clases de amplificadores de potencia. [6].	18
Tabla 3-1. Características de sistemas de comunicaciones móviles [8].	11

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1. Necesidad de amplificación. (a) Sin amplificador. (b) Con amplificador.	6
Figura 2-2. Esquema simplificado de transmisión en RF.	6
Figura 2-3. Productos de distorsión de un amplificador de potencia en RF. [3]	9
Figura 2-4. Punto de comprensión de 1 dB. [4]	9
Figura 2-5. Productos de intermodulación. [4].	10
Figura 2-6. Punto de Intercepto del IM3 (IP3) [4].	11
Figura 2-7. Medición de potencia de canal principal frente al canal	12
Figura 2-8. Constelación 16 QAM de referencia y medida a la salida	13
Figura 2-9. Clases de un amplificador de potencia en función del punto de operación [5].	14
Figura 2-10. Polarización Clase A [6].	14
Figura 2-11. Polarización Clase B [6].	15
Figura 2-12. Polarización Clase AB [6].	16
Figura 2-13. Polarización Clase C [6].	17
Figura 2-14. Resumen de clases de un amplificador [6].	18
Figura 2-15. Curvas de contorno de Load Pull. [30].	20
Figura 3-1. Señales típicas WCDMA, HSPA y LTE [8].	12
Figura 3-2. Ejemplo de medida de pico y media de una señal [8].	12
Figura 3-4. Envoltura de una señal LTE [8].	13
Figura 3-5. Energía disipada en forma de calor [8].	14
Figura 3-6. Average Power Track. [8].	15
Figura 3-7. Potencia disipada con un amplificador APT [8].	16
Figura 3-8. Esquemas de las topologías ET y EER para mejorar la linealidad y rendimiento de amplificadores de potencia de RF.	17
Figura 3-9. Esquema de la arquitectura de amplificación Doherty. [11].	17
Figura 3-10. Esquema de bloques de un transmisor LINC.	19
Figura 3-11. Diagrama de bloques de un transmisor convencional [16].	20
Figura 3-12. Potencia suministrada para una señal LTE con fuente de alimentación constante [16].	21
Figura 3-13. Potencia suministrada para una señal LTE con fuente de alimentación variable [16].	21
Figura 3-14. Diagrama de bloques con la técnica Envelope Tracking [16].	22
Figura 3-15. Alineación de tiempo en Envelope Tracking [16].	22
Figura 4-1. Estructura típica de capas de un transistor HEMT AlGaIn/GaN	25
Figura 5-1. Esquemático en ADS para obtención del punto de polarización.	29
Figura 5-2. Curvas I-V CGH40035F.	29
Figura 5-3. Esquemático para simulación de parámetros S.	30

Figura 5-4. Resultados de estabilidad para 3.5 Ghz.	30
Figura 5-5. Resultado de la simulación de parámetros S.	31
Figura 5-6. Esquemático para obtener el punto de compresión de 1 dB.	32
Figura 5-7. Resultado del punto de compresión de 1 dB.	32
Figura 5-8. Balance armónico de un tono con barrido en potencia.	33
Figura 5-9. Resultado del balance armónico de un tono con barrido en potencia	33
Figura 5-10. Esquemático Load Pull.en detalle.	34
Figura 5-11. Esquemático Source Pull.en detalle.	35
Figura 5-12. Valores óptimos Zsource y Zload obtenidos por el fabricante.[20]	35
Figura 5-13. Balance armónico de 1 tono con impedancias óptimas.	36
Figura 5-14. Resultado balance armónico de 1 tono con impedancias óptimas.	36
Figura 5-15. Red de adaptación de entrada.	37
Figura 5-16. Simulación de parámetros S de la red de adaptación de entrada.	38
Figura 5-17. Simulación de parámetros S de la red de adaptación de salida.	38
Figura 5-18. Simulación de parámetros S de la red de adaptación de salida.	38
Figura 5-19. Simulación de parámetros S de la red de adaptación de salida.	39
Figura 5-20. Resultados PAE y ganancia de transducción del balance armónico de 1 tono con redes	40
Figura 5-21. Resultados del balance armónico de 1 tono con redes	40
Figura 6-1. Diagrama de bloques de un amplificador convencional [16].	41
Figura 6-2. Diagrama de bloques con la técnica Envelope Tracking [16].	41
Figura 6-3. Esquemático para la simulación de 1 tono con drenador fijo.	43
Figura 6-4. Resultados de la simulación de un tono con drenador fijo.	44
Figura 6-5. Diagrama de bloques con la técnica Envelope Tracking.	44
Figura 6-6. Esquemático para la simulación de 1 tono con arquitectura ET.	45
Figura 6-7. Resultados para la simulación de 1 tono con arquitectura ET.	46
Figura 6-8. Representación temporal de la forma de onda de alimentación del amplificador con ET.	46
Figura 6-9. Esquemático para dos tonos a la entrada y drenador fijo.	47
Figura 6-10. Representación espectral en dBm de las señales de entrada V_{in} y V_{out} .	48
Figura 6-11. Resultados de la simulación de envolvente con dos tonos a la entrada y drenador fijo.	48
Figura 6-12. Esquemático con dos tonos a la entrada y drenador variable.	49
Figura 6-13. Representación espectral en dBm de las señales de entrada V_{in} y V_{out} .	49
Figura 6-14. Resultados de la simulación de envolvente con dos	50
Figura 6-15. Esquemático con la configuración de una señal LTE	51
Figura 6-16. Medidas de la señal LTE de prueba	52
Figura 6-17. Medidas de la señal LTE de prueba	52
Figura 6-18. Esquemático con LTE a la entrada y drenador fijo.	53
Figura 6-19. Representación en el tiempo de las señales de entrada V_{in} y V_{out} .	54
Figura 6-20. Resultado de la simulación con señal LTE y drenador fijo.	54
Figura 6-21. PAE junto con función de distribución de potencia en la carga.	55

Figura 6-22. Esquemático con señal LTE a la entrada y Envelope Tracking.	55
Figura 6-23. Representación en el tiempo de las señales de entrada V_{in} y V_{out} para LTE con Envelope Tracking	56
Figura 6-24. Resultado simulación LTE con Envelope Tracking	56
Figura 6-25. PAE junto con función de distribución de potencia en la carga.	57

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Motivación

Tal vez haya oído que algunos dispositivos electrónicos, típicamente dispositivos de comunicaciones móviles, consumen menos o más batería que otros. O haber oído frases como “Cuando pongo el teléfono móvil en LTE la batería se consume más rápido.”

Desafortunadamente, esto es cierto, sobre todo en el caso del 4G y del 5G. Las tecnologías de acceso móvil demandan altas tasas de datos, esto tiene como consecuencia que los sistemas son cada vez más complejos. La principal explicación técnica para el mayor uso de batería se debe a la característica específica de forma de onda utilizada en el sistema. En la señal de radiofrecuencia OFDM, las “olas” de la señal tienen “picos” y “valles” más extremos que sus predecesores (3G), de modo que pueden lograr un alto rendimiento de datos con recursos de espectro limitado. Podemos introducir aquí un concepto que detallaremos más adelante como es el PAPR (Peak Average Power Ratio) y que, en términos simples, es la relación entre la potencia pico y la potencia promedio de una señal. Se expresa en unidades de dB y está directamente relacionado con la energía que requiere el sistema.

Una solución adoptada por muchos fabricantes ha sido aumentar el tamaño de las baterías, incluso se ven personas que llevan una batería adicional. La batería se incrementó para compensar el “desperdicio” de la energía, que es el problema que venimos a analizar en este proyecto.

Maximizar la eficiencia en el manejo de la potencia en un enlace de comunicaciones viene determinado, entre otros factores, por el amplificador de potencia, quien consume la mayor parte de la potencia disponible y disipa en forma de calor la energía que no ha podido ser consumida. La eficiencia resulta esencial para conseguir alargar el tiempo de vida de los componentes, así como para reducir el consumo en las estaciones base y terminales. Al reducir la disipación de potencia en los dispositivos, se logra evitar su degradación por efecto de la temperatura, aspecto de suma importancia para reducir el coste total del sistema.

Las transmisiones de señales de RF están fundamentalmente limitadas por la distorsión generada por el amplificador y la potencia que consume. En la mayoría de los casos la distorsión puede ser reducida, pero solo a expensas de una disipación de potencia incrementada [1]. Para evitar la distorsión es importante que éstos mantengan un alto grado de linealidad.

Las técnicas clásicas de diseño de amplificadores de potencia de alta eficiencia pasan por la utilización de condiciones de trabajo altamente no-lineales (clases C, D y E). Las condiciones de trabajo esencialmente lineales (clases A y AB) no suelen alcanzar niveles de eficiencia suficientes y se requiere añadir al amplificador algún esquema que aumente su nivel de eficiencia [1] [2].

El trabajo que se presenta tiene como objetivo analizar el efecto de arquitecturas para aumentar la eficiencia de los amplificadores. Es necesario encontrar una relación de compromiso entre eficiencia y linealidad. Una alta eficiencia viene generalmente acompañada de una baja linealidad, por lo que será necesario complicar la estructura del sistema para compensar el comportamiento no lineal.

Más adelante se explicará en detalle la técnica “Envelope Tracking” con el propósito de demostrar la gran importancia que supone el uso de dicha arquitectura en los sistemas de comunicaciones móviles e inalámbricos para contribuir a la reducción de costes y alargar la vida útil de los dispositivos.

1.2 Objetivos

El objetivo de este trabajo es demostrar como la utilización de herramientas de diseño asistido para la simulación de arquitecturas amplificadoras basadas en la técnica envelope tracking son una ayuda para la mejora de eficiencia en los amplificadores de potencia. Dicha mejora ayuda en los nuevos sistemas de comunicación complejos que requieren una alta linealidad.

Para alcanzar este objetivo general se atenderá a los siguientes objetivos específicos:

- Caracterización de un amplificador de potencia con un dispositivo HEMT de GaN, clase AB.
- Diseño de redes de adaptación a la entrada y salida del amplificador.
- Análisis de la eficiencia de potencia agregada o PAE (Power Added Efficiency) con distintos tipos de señales a la entrada del amplificador.
- Estudio de una señal LTE para testear el sistema.
- Integración del amplificador en una arquitectura Envelope Tracking.
- Evaluación de los resultados obtenidos mediante una herramienta de diseño asistido por ordenador.

1.3 Estructura del proyecto

La memoria de este trabajo está estructurada en ocho capítulos, cuyos contenidos se resumen brevemente a continuación:

En el capítulo 2 se realiza una recopilación de los aspectos más importantes de los amplificadores de potencia, así como las diferentes clases que se aplican según su comportamiento.

En el capítulo 3 se analizan diferentes técnicas para el aumento de la eficiencia de los amplificadores de potencia, así como conceptos útiles para el análisis de señales de radiofrecuencia.

En el capítulo 4 se presenta la tecnología GaN y sus ventajas respecto a otro tipo de tecnologías para el diseño de amplificadores.

En el capítulo 5 se presenta la herramienta Advance Design System que se ha tomado como referencia para el diseño de la arquitectura objeto de estudio del presente trabajo y la realización de un estudio por simulación. También se presenta el dispositivo CGH40035 que hemos elegido para realizar las pruebas de concepto y al que se le ha realizado la caracterización de sus parámetros.

Sobre la arquitectura propuesta, en el capítulo 6 se realizan pruebas con diferentes señales a la entrada para calcular parámetros como la PAE.

Por otra parte, se realiza el estudio de una señal LTE utilizada para testear el comportamiento del sistema aplicando y no la arquitectura Envelope Tracking.

En el capítulo 7 se derivan las conclusiones del proyecto y las futuras líneas de investigación.

En el capítulo 8 se añade toda la bibliografía consultada para el desarrollo del presente trabajo.

2 AMPLIFICADORES DE POTENCIA

2.1 Introducción

En este proyecto amplificar hace referencia a un tipo de circuito electrónico o una etapa de este cuya función es incrementar la intensidad de corriente, la tensión o la potencia de la señal que se le aplica a su entrada; obteniéndose la señal aumentada a la salida. Para amplificar la potencia es necesario obtener la energía de una fuente de alimentación externa.

El amplificador de potencia (PA) tiene la misión de incrementar el nivel de la señal (no necesariamente la tensión) y transmitirla a la antena con la máxima eficiencia. En eso se parecen a los amplificadores de pequeña señal, pero en estos últimos la distorsión o falta de linealidad puede no ser importante.

El amplificador obtiene la potencia de una fuente de alimentación y aumenta la potencia de la señal a su salida, habitualmente manteniendo la forma de la señal, pero dotándola de mayor amplitud. La relación entre la entrada y la salida del amplificador puede expresarse en función de la frecuencia de la señal de entrada, lo cual se denomina función de transferencia, que indica la ganancia de esta para cada frecuencia. Es habitual mantener un amplificador trabajando dentro de un determinado rango de frecuencias en el que se comporta de forma lineal, lo cual implica que su ganancia es constante para cualquier amplitud de entrada.

El componente principal de estos amplificadores, denominado elemento activo, puede ser un tubo de vacío o un transistor. Las válvulas de vacío todavía se utilizan en algunos amplificadores especialmente diseñados para audio, preferida en algunos estilos musicales por su respuesta en frecuencia, o en amplificadores de alta potencia en radiofrecuencia. Los transistores suponen la base de la electrónica moderna. Con ellos se diseñan circuitos más complejos, como los amplificadores operacionales, que a su vez se usan en otros como los amplificadores de instrumentación.

La amplificación nace de la necesidad de poseer una señal inteligible, o lo que es lo mismo, tener el nivel de señal de información por encima del nivel de ruido presente. El ruido es generado por todos los elementos del sistema y también por supuesto, en el canal de transmisión.

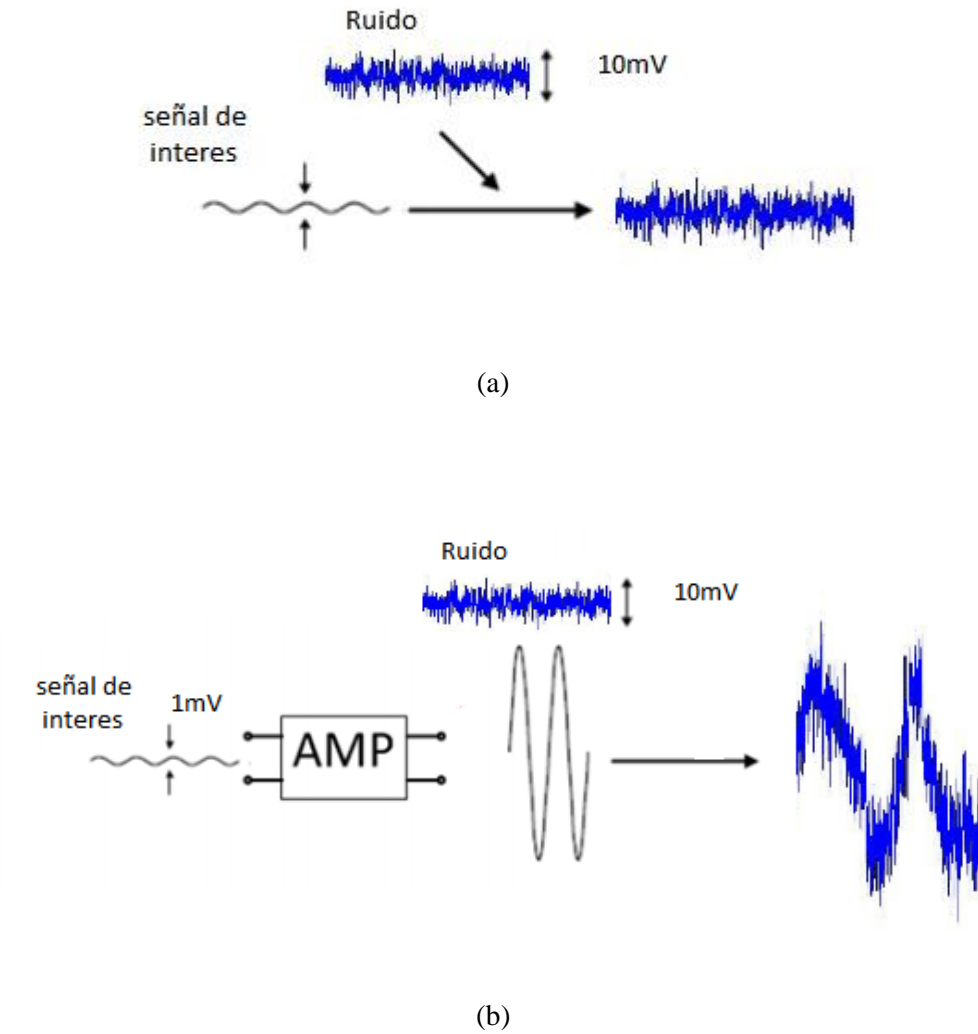


Figura 2-1. Necesidad de amplificación. (a) Sin amplificador. (b) Con amplificador.

El esquema de la Figura 2-1 representa lo expresado de forma gráfica, en el caso a) la señal es enmascarada por el ruido, siendo imposible recuperarla. Por el contrario, en b) la señal es previamente amplificada por lo que, a pesar del ruido añadido en la transmisión, la señal recibida es manejable.

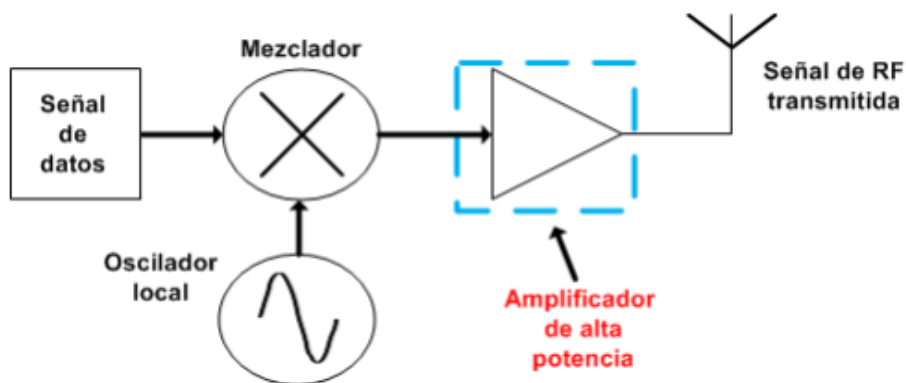


Figura 2-2. Esquema simplificado de transmisión en RF.

La segunda trata de un amplificador de potencia. Este tipo de amplificadores se emplean en las últimas etapas de los sistemas de transmisión, (Véase en la Figura 2-2) precediendo la entrada de la señal a la antena para ser transmitida. A continuación, vamos a detallar sus parámetros más importantes, entre los que se encuentran la potencia de salida, la eficiencia, la ganancia y la linealidad.

2.2 Parámetros más importantes de los amplificadores de potencia

2.2.1 Ganancia

En electrónica, la ganancia, en lo referido a señales eléctricas, es una magnitud que expresa la relación entre la amplitud de una señal de salida respecto a la señal de entrada. Por lo tanto, la ganancia es una magnitud adimensional, que se mide en unidades como belio (símbolo: B) o submúltiplos de éste como el decibelio (símbolo: dB).

Aunque la ganancia, como se ha dicho, es adimensional, sin embargo, se refiere a cierta magnitud, con lo que tenemos:

Ganancia de potencia: Es el cociente entre la potencia entregada a la carga y la entregada a la red.

$$G_p = \frac{\langle P_L \rangle}{\langle P_{in} \rangle} \quad (I)$$

Ganancia de potencia disponible: Es el cociente entre la potencia máxima que se puede entregar a la red y la potencia disponible en el generador.

$$G_{disn} = \frac{\langle P_{max} \rangle}{\langle P_{disp} \rangle} \quad (II)$$

Ganancia de transducción: Es la relación entre la potencia de una magnitud de entrada, por ejemplo: potencia entregada a la carga y potencia disponible en el generador.

$$G_T = \frac{\langle P_L \rangle}{\langle P_{disp} \rangle} \quad (III)$$

2.2.2 Eficiencia

Según el Diccionario de la Real Academia Española, eficiencia (del latín *efficientia*) es la ‘capacidad de disponer de alguien o algo para conseguir el cumplimiento adecuado de una función’.

En física, la eficiencia de un proceso o de un dispositivo es la relación entre la energía útil y la energía invertida.

En el diseño de amplificadores de potencia representa la contribución de la fuente de alimentación de DC a la generación de potencia de RF a la salida del amplificador. Existen dos figuras de mérito representativas de la eficiencia:

2.2.2.1 Eficiencia de drenador

Se define como la relación de potencia de RF transferida a la carga (P_{out}) y el consumo de potencia de la alimentación en DC (P_{DC}).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (IV)$$

2.2.2.2 PAE (Power Added Efficiency)

PAE representa la eficiencia total del dispositivo y se define como el cociente entre la diferencia de potencias de RF a la salida y entrada del amplificador, respectivamente, y la potencia de dc suministrada por la fuente de alimentación, siendo P_{in} la potencia de entrada en RF:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (V)$$

2.2.3 Linealidad

Se trata de una propiedad de los amplificadores en la que se realiza la amplificación sin alterar la forma de onda de la señal.

El diseño de los amplificadores de potencia está basado en transistores (BJT, FET, MOS, ...) y, por lo tanto, son dispositivos no lineales. La potencia que generan a su salida depende de la ganancia del amplificador y, a su vez, la ganancia depende de la potencia de entrada al mismo:

$$P_{out} (dBm) = G(P_{in})(dB) + P_{in}(dBm) \quad (VI)$$

La falta de linealidad del amplificador produce dos tipos de señales no deseadas:

- Productos armónicos.
- Productos de distorsión por intermodulación (IMD).

Los productos IMD (identificados como órdenes tercero, quinto, séptimo y noveno en la Figura 2-3) son prominentes cerca de la frecuencia de portadora, causando distorsión en la señal recibida e interferencias de canal adyacente o ambas. A otras señales no deseadas tales como oscilaciones subarmónicas, señales parásitas o productos indeseados de mezcladores, se les denomina productos espurios. En un amplificador de potencia de RF, los armónicos y alguno de los productos espurios se pueden eliminar con filtros; sin embargo, los IMD generados deben ser de un nivel aceptablemente bajo debido a que se encuentran muy próximos a la señal deseada.

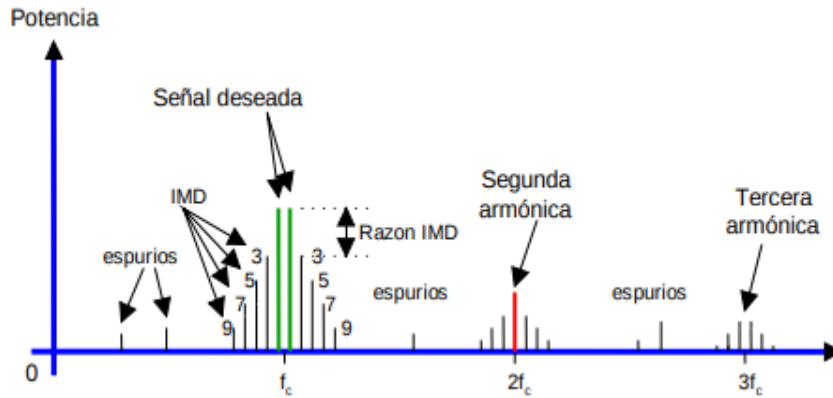


Figura 2-3. Productos de distorsión de un amplificador de potencia en RF. [3]

2.2.3.1 Punto de compresión de 1 dB

La respuesta no lineal de un amplificador aparece cuando su nivel de salida de este está cerca de la saturación. A medida que se va incrementando el nivel de potencia de la señal de entrada, el nivel de potencia a la salida del amplificador va aumentando hasta tal punto que el dispositivo deja de amplificar, dando lugar a la salida de potencia de saturación.

El punto de compresión a 1 dB se define como el punto en la curva de ganancia del dispositivo tal que la potencia aplicada a la entrada hace que a la salida tengamos una potencia que es 1 dB inferior a la que tendríamos si el dispositivo fuese “infinitamente lineal”.

Dicho de otra manera, si la ganancia del dispositivo en pequeña señal (en zona lineal) es de X dB, la ganancia cuando hemos alcanzado el punto de compresión a 1 dB será de (X-1) dB. Este parámetro nos da información sobre cómo de lineal es el dispositivo.

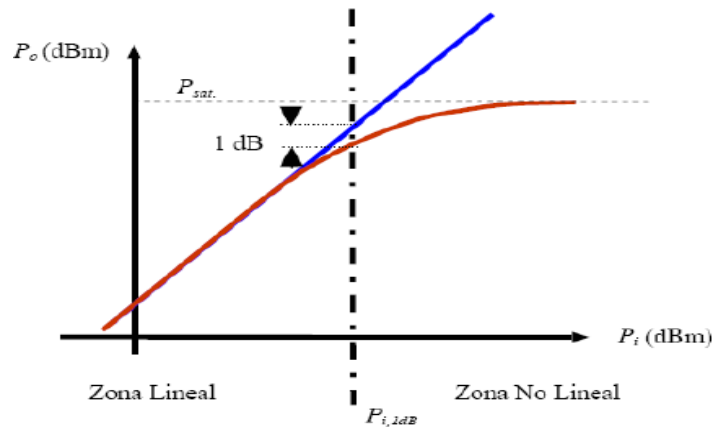


Figura 2-4. Punto de compresión de 1 dB. [4]

2.2.3.2 Distorsión de intermodulación

Hay que considerar que no solo existe un tono a una frecuencia, si no que existirán varios tonos, por ejemplo, porque existan varios canales adyacentes interferentes a la entrada del sistema.

La intermodulación se produce cuando dos o más tonos puros en frecuencia se aplican a la entrada de un dispositivo no lineal, como es el caso de los amplificadores de RF. A la salida no sólo aparecen las componentes fundamentales y los armónicos de éstas, sino que también aparecen unas componentes de mezcla. Debido a estos componentes de distorsión, a la salida del dispositivo bajo prueba tendremos productos de intermodulación, que son los que definen la distorsión no lineal.

La distorsión de intermodulación puede medirse colocando a la entrada del amplificador dos señales senoidales a frecuencias muy cercanas. A la salida de este se obtienen los dos tonos senoidales amplificados y otros tonos producidos por los productos de intermodulación y sus armónicos.

Si llamamos f_1 y f_2 a las frecuencias de los tonos introducidos, los productos de intermodulación aparecen a las frecuencias dadas por:

$$f = mf_1 \pm nf_2 \quad (\text{VII})$$

Donde 'm' y 'n' son valores enteros y varían entre 1 a ∞ .

Téngase en cuenta que conforme aumenta el orden de la distorsión, el nivel de potencia de los productos de intermodulación a la salida del dispositivo disminuye. De todos los productos de intermodulación, los de tercer orden (correspondientes a las frecuencias $2f_2 - f_1$ y $2f_1 - f_2$) son los más críticos debido a que están más cerca a los tonos fundamentales. Además, normalmente caen dentro de la banda de paso del filtro del receptor. En la Figura 2-5 se pueden observar los tonos fundamentales y los productos de intermodulación de segundo, tercer, quinto y séptimo orden.

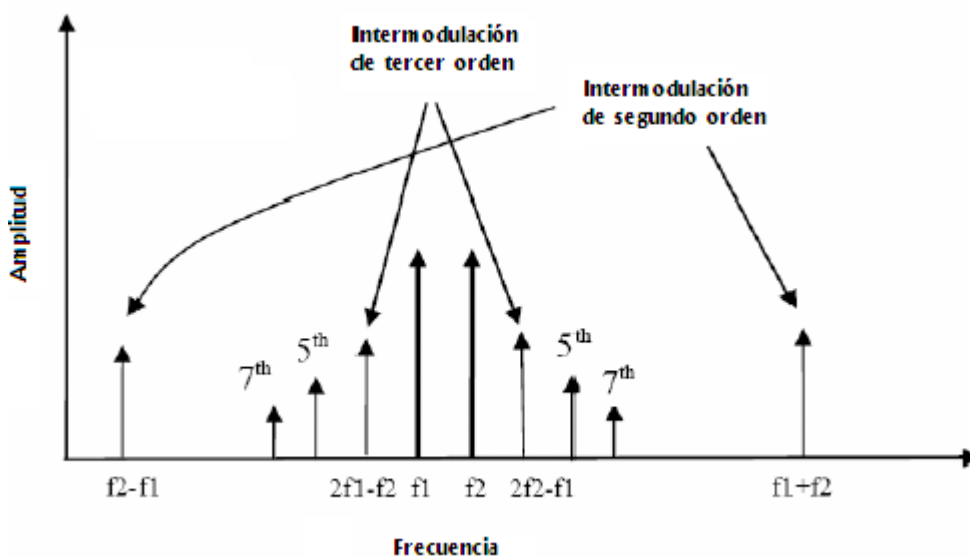


Figura 2-5. Productos de intermodulación. [4].

2.2.3.3 Punto de Intercepto

El punto de intercepto es el punto donde la pendiente de la componente fundamental se cruza con la pendiente del producto de intermodulación de un determinado orden en una representación logarítmica que relaciona la potencia de salida frente a potencia de entrada.

El punto de intercepto del IM3 es un parámetro muy importante a la hora de caracterizar los amplificadores. Se le denomina punto de intercepto de tercer orden (IP3) y se define como el punto donde se interceptan las rectas teóricas de potencia de señal útil y de potencia de intermodulación. [9]. Es decir, es el valor que debe tener la amplitud de la señal de entrada para que, a la salida, el término de mezcla de tercer orden tenga la misma amplitud que la señal deseada.

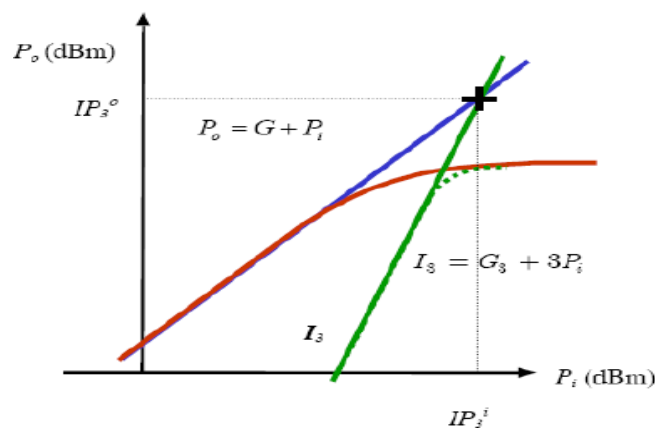


Figura 2-6. Punto de Intercepto del IM3 (IP3) [4].

El IP3, tal y como se observa en la Figura 2-6, puede darse referido tanto a la entrada (IP3o) como a la salida (IP3i).

Cuanto más elevado es el valor del IP3 menor es la distorsión a altos niveles de potencia, lo que implica mayor linealidad.

2.2.3.4 Emisiones fuera de banda

Muchos estándares inalámbricos usan alguna forma de medición de la relación de potencia del canal adyacente (ACPR) para caracterizar la interferencia de un canal al canal adyacente (véase Figura 2-7). Estrictamente definido, ACPR mide la relación de la potencia en un canal principal frente a la potencia en el canal adyacente. Téngase en cuenta que para algunos estándares celulares como UMTS y LTE, la métrica "ACPR" se denomina relación de fuga de canal adyacente (ACLR).

Ambas hacen referencia a relaciones de potencia entre canales adyacentes. Suelen expresarse en decibelios. Una determinada linealidad implica que el ACPR debe encontrarse por debajo de un nivel umbral. En la figura 2-7 se ilustra cuales serían las referencias para calcular el ACPR

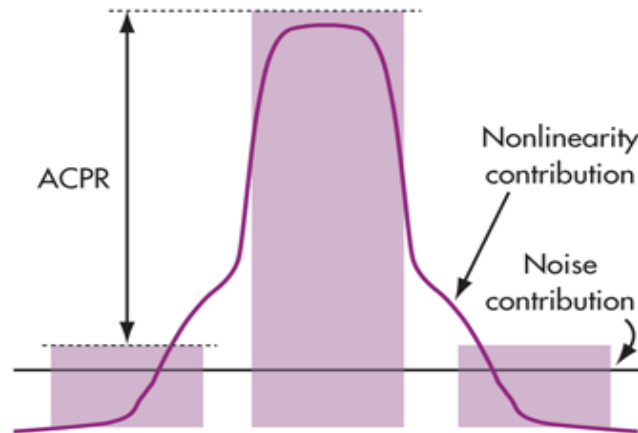


Figura 2-7. Medición de potencia de canal principal frente al canal Adyacente.

2.2.3.5 Magnitud del vector error (EVM)

La Magnitud del vector error es una medida utilizada para cuantificar como afecta el comportamiento no lineal a la distorsión de la constelación de una modulación digital. Se trata de una figura de merito específica de señales de comunicación digitales.

El objetivo del EVM es dar información sobre cuanto se distorsionará la componente en banda base de la señal de entrada. La no linealidad hace que la constelación digital en lugar de alcanzar los puntos ideales se disperse, giren y queden formando una nube de puntos alrededor de su referencia ideal. (véase Figura 2-8)

Es una medida del promedio de los vectores de error que se medirían entre cada punto de la constelación real y cada punto de la constelación teórica. Se suele especificar en tanto por ciento y lo deseable es que el amplificador tenga un EVM lo más bajo posible.

En todos los estándares de comunicaciones inalámbricas, generalmente se establecen unas especificaciones que deben cumplir los transmisores para que sean compatibles con ese estándar, y una de las especificaciones suele ser el EVM.

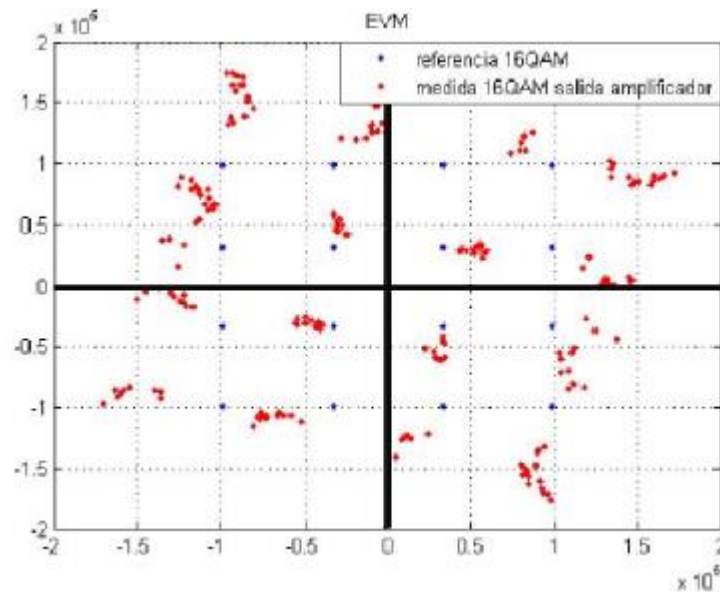


Figura 2-8. Constelación 16 QAM de referencia y medida a la salida de un amplificador. [5]

2.3 Clasificación de los amplificadores de potencia

No todos los amplificadores son iguales, existe una clara distinción entre la forma en que sus etapas de salida están configuradas y funcionan. Las principales características operativas de un amplificador ideal son la linealidad, la ganancia de señal, la eficiencia y la potencia de salida, pero en los amplificadores del mundo real siempre hay una compensación entre estas.

Un método utilizado para distinguir las características eléctricas de diferentes tipos de amplificadores es por "clase", y como tales, los amplificadores se clasifican de acuerdo con su configuración de circuito y método de operación. Luego, las clases de amplificador es el término utilizado para diferenciar entre los diferentes tipos de amplificadores.

Las clases de un amplificador representan la cantidad de señal de salida que varía, dentro del circuito del amplificador, durante un ciclo de funcionamiento cuando este se excita mediante una señal de entrada sinusoidal. La clasificación de amplificadores varía desde operación completamente lineal (para uso en amplificación de señal de alta fidelidad) con muy baja eficiencia, hasta funcionamiento completamente no lineal (donde la reproducción de señal fiel no es tan importante) pero con una eficiencia mucho mayor, mientras que otro tipo de clases son un compromiso entre ambas.

Las clases de operación del amplificador de potencia se pueden dividir en dos grupos: el primer grupo (Clases A, B, AB) está formado por amplificadores de potencia altamente lineales usados en aplicaciones de microondas y comunicaciones móviles, mientras que el segundo grupo (Clases D, E, F) contiene a los amplificadores de gran eficiencia usados en aplicaciones de comunicaciones por satélite [8]. Para que el amplificador opere en una determinada clase, los voltajes DC de puerta y drenador del transistor tienen que polarizarse de manera que estén muy cerca del punto de operación. En la Figura 2-9 se observan las clases más típicas de operación en función del punto de operación.

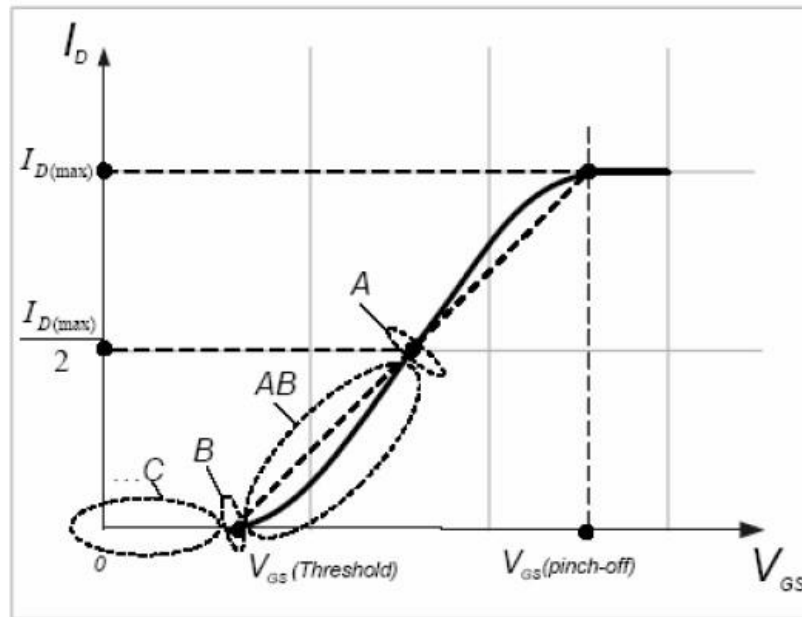


Figura 2-9. Clases de un amplificador de potencia en función del punto de operación [5].

2.3.1 Clase A

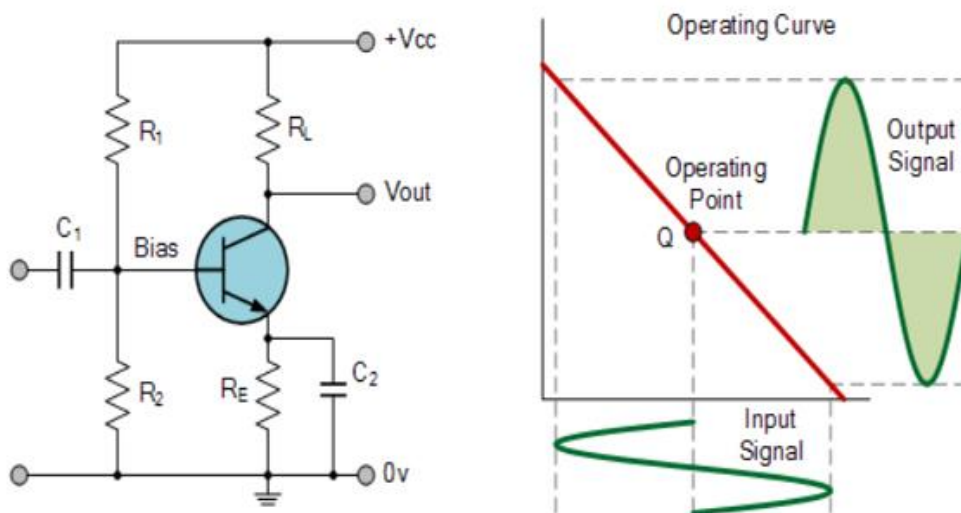


Figura 2-10. Polarización Clase A [6].

Un amplificador clase A opera en la porción lineal de sus curvas características, el dispositivo de salida individual conduce a través de 360 grados completos de la forma de onda de salida tal como se muestra en la Figura 2-10. Entonces el amplificador de clase A es equivalente a una fuente de corriente.

Los amplificadores de clase A son los más lineales debido a que el transistor está polarizado en el centro de la línea de carga, lo cual permite a la corriente y a la tensión llegar a sus máximos sin saturarse. Sin embargo, como el dispositivo de salida está "ON" en todo momento, lleva corriente constantemente, lo que representa una pérdida continua de potencia en el amplificador.

Esta pérdida continua de potencia crea una cantidad de calor que se suma a su muy baja eficiencia, en torno al 25%.

2.3.2 Clase B

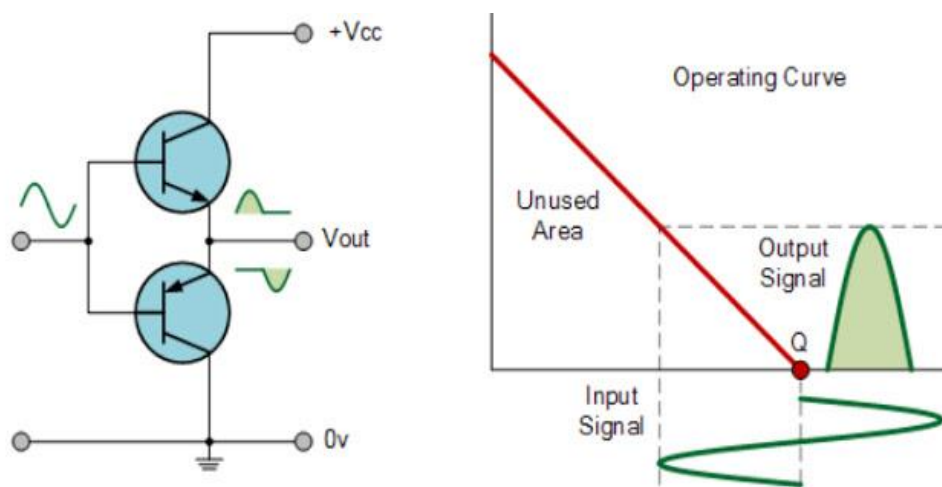


Figura 2-11. Polarización Clase B [6].

El punto de polarización ahora se encuentra en corte (Véase Figura 2-11). Este conduce ahora en semiciclos positivos, cortado en negativos. Una forma habitual de implementarlos es la configuración de la figura, con dos transistores polarizados opuestamente. Cuando la señal de entrada es positiva, el transistor polarizado positivo conduce mientras el transistor negativo está en "OFF". Del mismo modo, cuando la señal de entrada se vuelve negativa, el transistor positivo se "apaga" mientras que el transistor polarizado negativo se pone en "ON" y conduce la parte negativa de la señal. Por lo tanto, el transistor conduce solo la mitad del tiempo, ya sea en el medio ciclo positivo o negativo de la señal de entrada.

Para conseguir esto la polarización para la clase B debe estar en la tensión de ruptura. De esta manera sólo fluye corriente por el dispositivo cuando el nivel de señal de entrada es mayor que la tensión de ruptura. Gracias a este comportamiento no existe tanta disipación de potencia como en la clase A. Su salida actúa como un rectificador de onda, generando armónicos. Es posible la recuperación de la forma de onda original mediante un filtro que elimina los armónicos.

Cabe destacar que la operación en clase B, en ausencia de potencia de polarización de DC cuando no hay señal de entrada, proporciona una eficiencia máxima que llega al 78.5% [7]. Esta mejora en la eficiencia se debe a un empeoramiento de la linealidad ya que la señal de salida que proporciona el amplificador está distorsionada, y además la transición que se produce entre el ciclo positivo y negativo del transistor no es lineal (distorsión de cruce). Para superar esta distorsión de cruce (también conocida como Crossover Distorsión), se desarrollaron los amplificadores de clase AB.

2.3.3 Clase AB

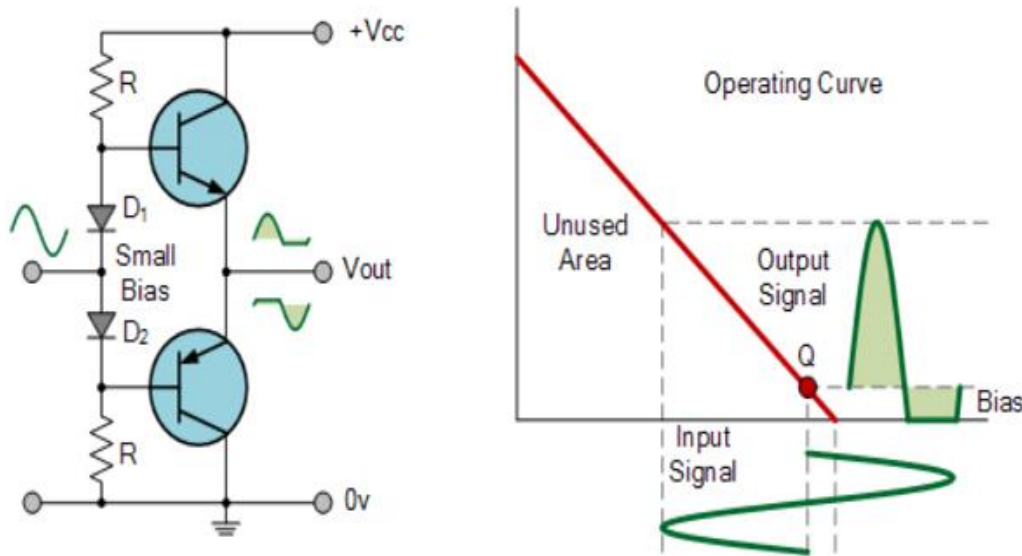


Figura 2-12. Polarización Clase AB [6].

La ventaja de este pequeño voltaje de polarización, proporcionado por diodos o resistencias en serie tal como se muestra en la Figura 2-12, es que se supera la distorsión de cruce creada por las características del amplificador de clase B, sin las ineficiencias del diseño del amplificador de clase A. Entonces, el amplificador clase AB es un buen compromiso entre la clase A y la clase B en términos de eficiencia y linealidad, con eficiencias de conversión que alcanzan entre el 25% y 78.5%.

Por lo tanto, los amplificadores en clase AB son muy buena elección para el diseño de amplificadores de potencia, ya que presentan un buen compromiso entre linealidad y eficiencia.

2.3.4 Clase C

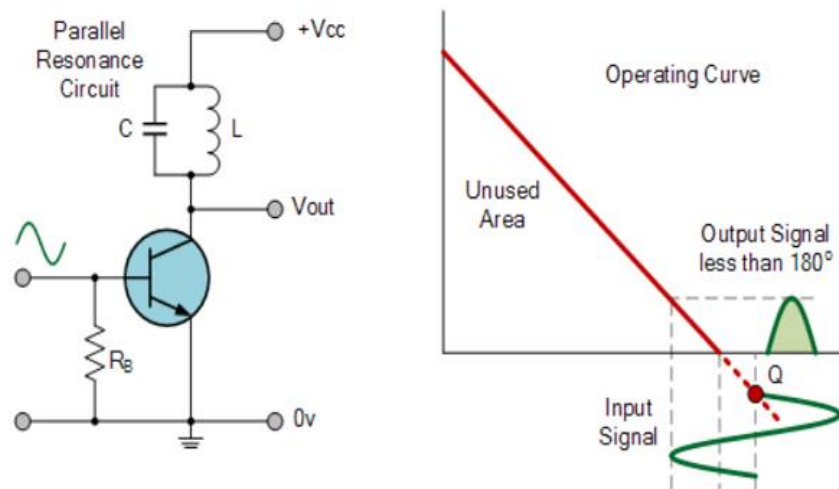


Figura 2-13. Polarización Clase C [6].

En la Figura 2-13 se muestra un amplificador de clase C. Los amplificadores de clase C se usan comúnmente en osciladores de onda sinusoidal de alta frecuencia y ciertos tipos de amplificadores de frecuencia de radio, donde los pulsos de corriente en la salida pueden convertirse en ondas sinusoidales completas de una frecuencia particular.

La salida de un amplificador de clase C está polarizada para operar a menos de 180° del ciclo y solamente con un circuito sintonizado que proporciona un ciclo completo de operación para la frecuencia sintonizada. Por lo tanto, su ángulo de conducción es menor que 180° . De este modo, la corriente de salida es nula en más de la mitad de un ciclo de la señal de entrada consiguiéndose así una alta eficiencia, pero comprometiendo la linealidad del amplificador.

La clase C de los amplificadores de potencia se usan frecuentemente en sistemas de modulación de envolvente constante ya que estas aplicaciones no requieren unos requisitos estrictos sobre la linealidad.

2.3.5 Resumen de las clases de amplificador

El punto de funcionamiento de CC en reposo de un amplificador determina la clasificación de este. Moviendo el punto de operación se cambia el amplificador de una clase a otra.

En la Figura 2-14 se resumen gráficamente las clases de los amplificadores. Se puede observar que a mayor ángulo de conducción se obtiene una eficiencia menor, y conforme se acerca el punto de polarización al corte este ángulo de conducción es menor y se obtiene mayor eficiencia a costa de peor linealidad.

El ángulo de conducción hace referencia al tiempo en el que el transistor está conduciendo, así en los amplificadores de clase A, con un ángulo de 360° , se conduce durante todo el ciclo, y en el caso de los amplificadores de clase B, con un ángulo de conducción de 180° , solo se conduce en semiciclos positivos de la señal de entrada. El resto de los amplificadores varían estos ángulos de conducción subiendo o bajando el punto de polarización y consiguiendo así diferentes linealidades y eficiencias. Por lo general, la clase C no es usada para proporcionar gran cantidad de potencia y por eso no se da la eficiencia. (Véase Tabla 2-1)

Los amplificadores de clase AB tienen especial relevancia en este trabajo, ya que existe en ellos un compromiso entre linealidad y eficiencia, haciendo de estos los dispositivos ideales para amplificar la potencia en sistemas de comunicación móviles e inalámbricas.

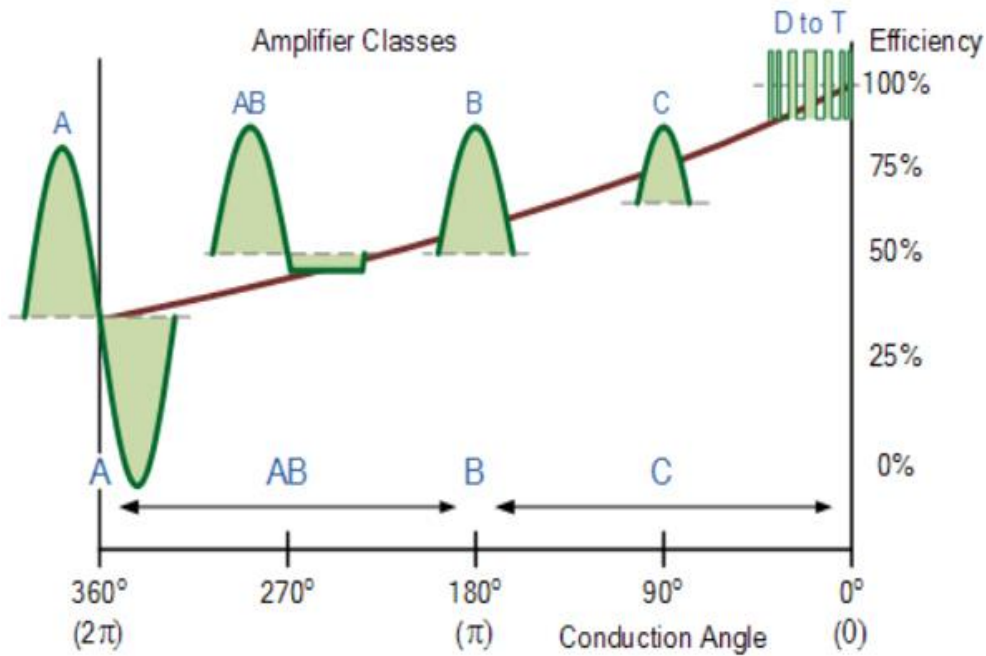


Figura 2-14. Resumen de clases de un amplificador [6].

		Clase			
		A	AB	B	C
Ciclo de Operación	de	360°	180°-360°	180°	<180°
Eficiencia de potencia		25%-50%	25%-78.5%	78.5%	*

Tabla 2-1. Eficiencia de las distintas clases de amplificadores de potencia. [6].

2.4 Adaptación de impedancias

2.4.1 Introducción

En el diseño de amplificadores, la necesidad de utilizar redes para la adaptación de impedancias radica en que, para conseguir la máxima transferencia de potencia a la carga, o para que se comporte de una manera deseada, deben diseñarse terminaciones apropiadas tanto a la entrada como a la salida.

Cuando estamos en el modelo de pequeña señal los transistores son caracterizados a través de los parámetros S del transistor. Estos parámetros permiten una descripción completa de una red de dos puertos y sus parámetros característicos como son la ganancia, la eficiencia o el ancho de banda, entre otros.

Sin embargo, para dispositivos que operan en régimen de alta potencia (gran señal) y, consecuentemente, de forma no lineal, los parámetros S dejan de ser útiles precisamente porque el amplificador deja de ser lineal y los parámetros S asumen una relación lineal entrada-salida, por lo que es necesario el uso de técnicas como por ejemplo Load/Source-Pull para caracterizar los parámetros del amplificador.

2.4.2 Método Load-Pull

La técnica de Load-pull consiste en ir variando el valor de la impedancia de carga que se conecta a la salida del amplificador a medida que se va calculando la potencia de salida. En cada variación de la impedancia de carga se reajusta la impedancia de entrada para maximizar la ganancia. Como resultado de todo esto se obtiene una serie de curvas de contorno de diferentes niveles de potencia (ver Figura 2-15)

La impedancia óptima de carga a la frecuencia de trabajo se encuentra en el punto central del conjunto de contornos obtenidos por el método de Load-pull. Las demás curvas representan potencias relativas a la máxima. Así, según la figura 2.15, la primera curva de contorno corresponde a una potencia 0.5 dB por debajo de la máxima, la segunda corresponde a 1 dB por debajo de la máxima y así sucesivamente.

En el caso más general, los contornos no son únicamente obtenidos en términos de potencia de salida. Dependiendo de la aplicación final del amplificador de potencia, las curvas de Load-pull pueden ser relativas a otros parámetros como la eficiencia o la ganancia.

2.4.3 Método Source-Pull

Para aplicar el método de Source-Pull, en lugar de ir variando la impedancia de carga, se varía la impedancia de fuente. La curva de contornos que se obtiene al aplicar el método de Source-Pull se obtiene de manera análoga a la obtenida por el método Load-pull, de manera que la impedancia óptima de fuente a la frecuencia fundamental sigue siendo el punto central del conjunto de contornos.

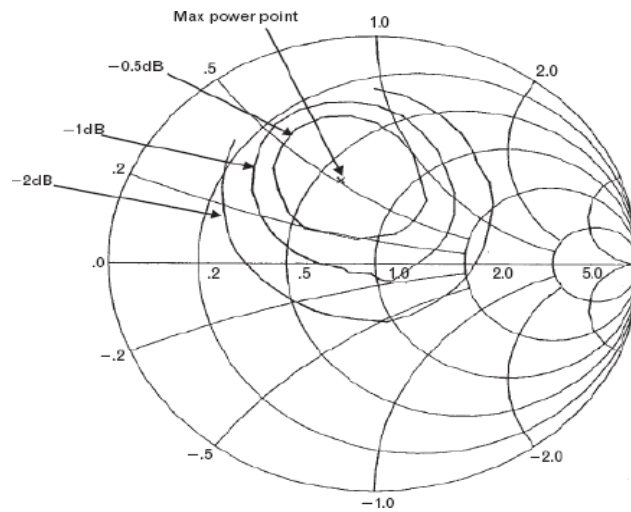


Figura 2-15. Curvas de contorno de Load Pull. [30].

2.4.4 Aplicación del método Load/Source-Pull

Hemos visto que el método de Load/Source-Pull proporciona las impedancias óptimas de carga y de fuente cuando el amplificador opera en régimen de gran señal. Para obtener los valores es necesario realizar un barrido de terminaciones sobre la carta de Smith con el propósito de trazar los contornos de máxima ganancia, los contornos de potencia de salida constante, o bien los contornos de máxima eficiencia.

Dependiendo de la aplicación del amplificador de potencia, se tendrán terminaciones óptimas para maximizar la ganancia, otras para obtener una potencia de salida constante y otras para maximizar su eficiencia. En este proyecto nos centraremos en un amplificador de potencia que trabaje a su máxima eficiencia para, posteriormente, incrementarla aplicando la técnica “Envelope Tracking”.

La técnica sigue el siguiente proceso iterativo:

1. Colocar la impedancia de fuente a un valor de 50 Ohm y aplicar el método Load-Pull.
2. Colocar como terminación de carga el valor obtenido en el paso anterior y calcular la impedancia de fuente con el método Source-Pull.
3. Repetir el paso 1 utilizando como impedancia de fuente el valor del paso 2 y calcular nuevamente la impedancia de carga con el método Load-Pull
4. Se repiten los pasos hasta llegar a una situación de convergencia en la que los valores de impedancia de fuente y carga no varían.

3 TÉCNICAS DE AUMENTO DE EFICIENCIA

3.1 Introducción

Analizando algunas características de las tecnologías de acceso móvil, vemos que cada vez aumentan más su complejidad.

Technique	2G, 3G	3.5G (HSDPA, EVDO)	4G (LTE, WiMAX)
Access Scheme	CDMA		OFDM(A)
Duplexing	FDD		FDD, TDD
Antenna	Rx Antenna Diversity		Several Antenna Diversity, MIMO, BF
Modulation	QPSK	Up to 16QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM
Link Adaptation	Mainly PC	Mainly AMC with channel-aware scheduler	
ARQ	ARQ with Soft Combining	HARQ with Soft Combining	
Handover	SHO	HHO	

Tabla 3-1. Características de sistemas de comunicaciones móviles [8].

En la Tabla 3-1 observamos que conforme se aumenta la complejidad se amplían las opciones del sistema en aspectos como la duplexión, modulación, técnicas de acceso...

Esta complejidad se requiere para soportar altas tasas cada vez más demandadas, pero traen consigo la desventaja de que no son lo suficientemente eficientes debido a sus características de forma de onda de la señal de radiofrecuencia. Veamos una comparación entre OFDM y CDMA:

- OFDM funciona mejor en comparación con CDMA y proporciona una mejor tolerancia con respecto a la propagación de retardo múltiple.
- La tolerancia al ruido gaussiano de OFDM es mejor en comparación con CDMA.
- El sistema basado en OFDM en un entorno de celda única puede asignar entre 2 y 10 veces más suscriptores en comparación con CDMA.
- En la aplicación multicelular, OFDM puede asignar de 0,7 a 4 veces más suscriptores en comparación con CDMA.
- En el caso de múltiples usuarios, el receptor OFDM tuvo que hacer frente a una gran variación de la intensidad de la señal que emana de múltiples usuarios distribuidos.

El principal beneficio de CDMA es proporcionar una comunicación más segura en un entorno de alto ruido debido a los códigos PN. Pero esto se limita a un menor número de usuarios. OFDM también puede proporcionar comunicación segura mediante el uso de cifrado e incorporando un módulo aleatorizador.[9]

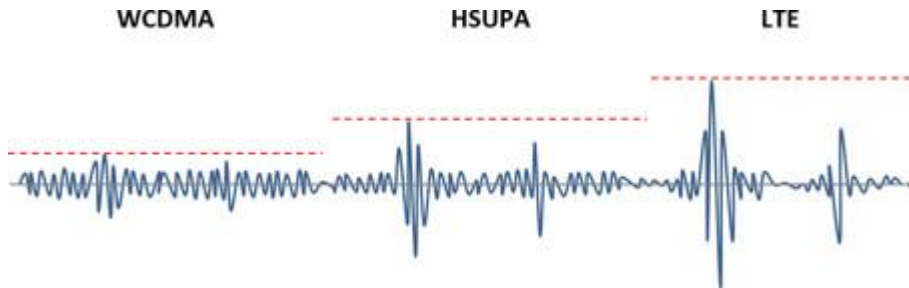


Figura 3-1. Señales típicas WCDMA, HSPA y LTE [8].

Como podemos observar en la Figura 3-1 la señal LTE tiene unos “picos” y “valles” más prominentes que sus predecesores. Existen varios factores que pueden causar que un móvil LTE gaste más batería que uno con 3G, pero sin duda la característica más importante es la relación ‘pico / promedio’ de la intensidad de señal.

Veamos algunos de los aspectos que condicionan la eficiencia de un amplificador de potencia

3.1.1 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)

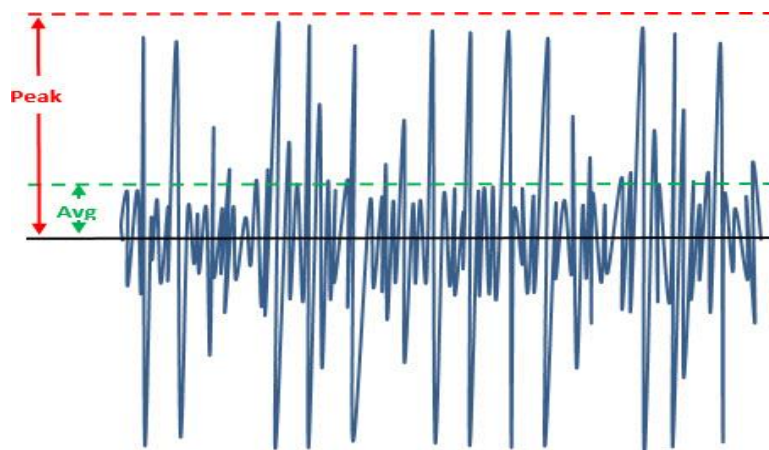


Figura 3-2. Ejemplo de medida de pico y media de una señal [8].

La relación de potencia de pico a potencia promedio se denomina PAPR (véase Figura 3-2), para entender este concepto vamos a utilizar un ejemplo:

Supongamos que la media de la señal es de 200mW, y el pico de la señal llega a 2W. Entonces para que podamos transmitir toda la señal (que tiene un promedio de 200mW), el amplificador debe ser capaz de manejar una señal diez veces más alta (10 dB), es decir, una potencia de 2W. En este caso se obtiene un PAPR de 10 dB.

Valores prácticos (típicos) de esta relación varían en función de la tecnología (o más precisamente a la forma de onda característica). Por ejemplo, para el WCDMA es de alrededor de 3,5 dB, para HSUPA de 6,5 dB y LTE 8,5 dB aproximadamente.

3.1.2 Envoltente

En geometría, una envolvente de una familia de curvas en el plano es una curva que es tangente a cada miembro de la familia en algún punto, y estos puntos de tangencia juntos forman la envolvente completa.

Vamos a considerar una señal de RF LTE tal y como se muestra en la Figura 3-3. Para fines de simplificación, nosotros “envolvemos” la señal de RF, es decir, la forma de onda que se muestra es la envoltura de la forma de onda de RF actual.

La energía mínima necesaria la condicionan los picos mas altos de la envolvente de la señal.

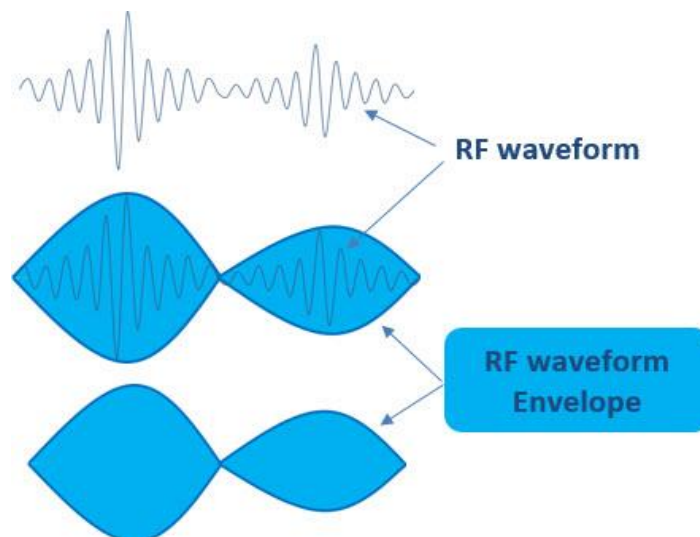


Figura 3-3. Envoltente de una señal LTE [8].

3.1.3 Eficiencia

La forma más simple para un sistema de transmisión sería suministrar un nivel de señal continuo independiente de la señal de RF. Es fácil ver que la eficiencia sería extremadamente pobre, ya que está directamente relacionada con la forma de onda PAPR.

En el ejemplo de la Figura 3-4 en naranja se observa la parte que se pierde o disipa en forma de calor.

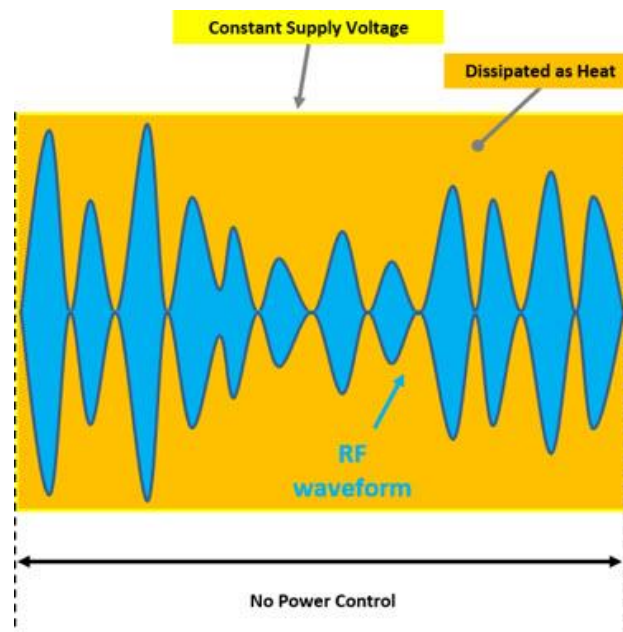


Figura 3-4. Energía disipada en forma de calor [8].

En casos de energía continua como el que se muestra, si comparásemos el consumo de WCDMA vs LTE, LTE consume casi el doble que las redes WCDMA.

La eficiencia de los amplificadores de RF depende del diseño de muchos otros elementos, tales como la fuente de energía que se va a utilizar, si tenemos disipadores de calor o no, etc. En otras palabras, el diseño de RF de todos los sistemas móviles modernos depende de la “eficiencia” de los amplificadores de RF.

En un amplificador de RF, se suministra potencia al circuito, y se genera una señal de salida. La relación entre la potencia de salida y la de entrada es a lo que llamamos eficiencia.

Si la señal está modulada con una amplitud constante y el amplificador no necesita ajustes tenemos una eficiencia que depende directamente de la clase del amplificador. Sin embargo, los sistemas modernos utilizan señales que varían mucho en amplitud y hacen que su función de densidad de probabilidad determine la eficiencia.

Para modulaciones de envolvente constante existe el inconveniente de una baja eficiencia espectral, es decir, pocos bits/símbolos/ancho de banda. Para modulaciones de envolvente no constantes se necesita una mejor eficiencia espectral por la tendencia actual de aumentar cada vez mas la tasa de datos, por lo que es necesario compensar de alguna forma, por ejemplo, mediante predistorsión digital

Es por ello por lo que surgen técnicas que mejoran la eficiencia en el diseño de amplificadores y que se analizan en el siguiente apartado.

3.2 Técnicas de aumento de eficiencia

Muchos tipos de modulación avanzados requieren una gran linealidad para conservar la precisión de la modulación y limitar el recrecimiento espectral

En estos amplificadores clase A, B o AB, el voltaje y la corriente de continua de alimentación del drenador se mantienen mientras que la potencia de salida varía. Debido a esto, el consumo de continua es constante mientras que la eficiencia es proporcional a la potencia de salida de radiofrecuencia.

Si se consigue que la alimentación varíe en función de la potencia de salida esperada, la eficiencia del amplificador puede aumentar significativamente.

3.2.1 Amplificador APT (Average Power Track)

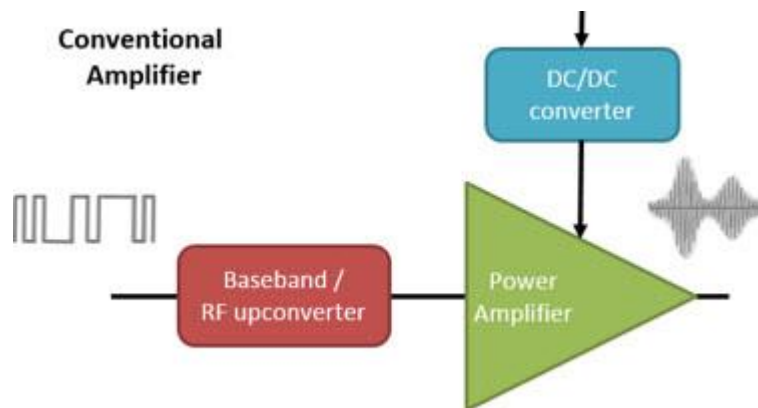


Figura 3-5. Average Power Track. [8].

Se trata de un sistema que no tiene control de potencia, este se establece en intervalos periódicos. Cada slot es rastreado en base a los niveles de transmisión del control de potencia. En casos de baja potencia, esta solución realmente mejora la eficiencia, pero no ayuda en casos de alta potencia. Además, la eficacia también depende de la forma de onda. En la Figura 3-5 vemos su diagrama de bloques.

Los valores se mantienen hasta el siguiente slot de control (véase Figura 3-6). Pero incluso si se ajusta la tensión, simplemente desperdiciamos gran parte de la energía - 'nivelación por arriba'. El PA debe ajustarse de modo que la potencia 'soporte' los picos y valles.

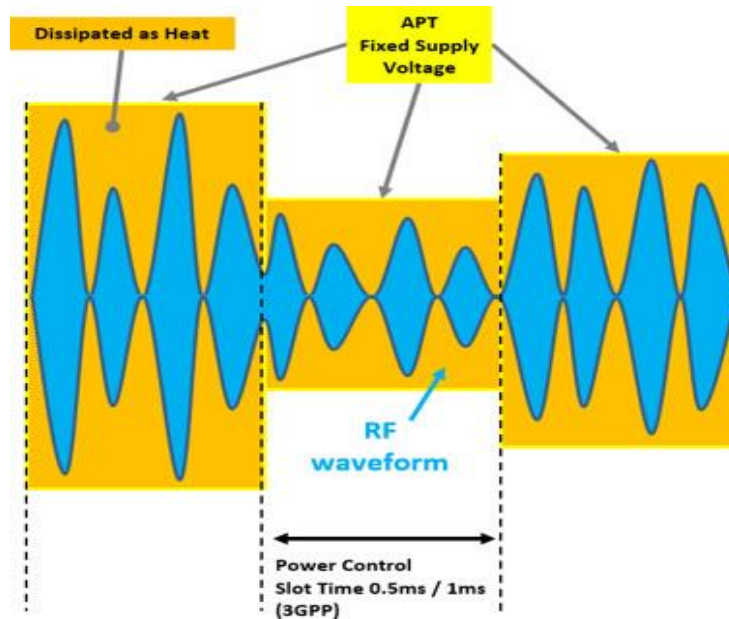


Figura 3-6. Potencia disipada con un amplificador APT [8].

3.2.2 Envelope Elimination and Restoration (EER)

En 1952 Kahn [10] propone la arquitectura de un transmisor capaz de eliminar y restaurar la envolvente de una señal de entrada. Su esquema se puede ver en la Figura 3-7.

La rama superior se encarga de detectar la envolvente mediante un detector de AM con el propósito de obtener la componente de amplitud para su posterior amplificación utilizando un amplificador de envolvente.

La rama inferior elimina la envolvente de la señal mediante un limitador, obteniendo así una portadora modulada en fase con amplitud constante. Esta componente es amplificada hasta el nivel de potencia deseado mediante un amplificador de potencia de RF.

En una implementación moderna, tanto la envolvente como la portadora modulada en fase son generadas por medio de un Procesador Digital de Señal.

La técnica EER se puede emplear en una clase de amplificación no lineal de alto rendimiento, así la tensión de alimentación es la que se encarga de modular en amplitud al amplificador de RF, obteniendo la señal de RF a la salida amplificada y modulada en amplitud.

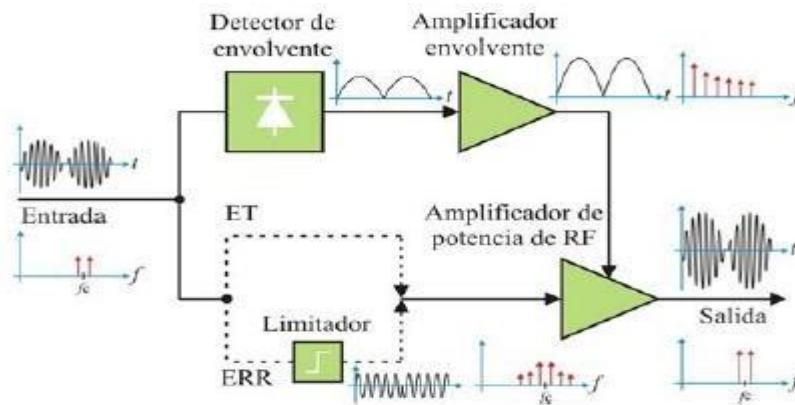


Figura 3-7. Esquemas de las topologías ET y EER para mejorar la linealidad y rendimiento de amplificadores de potencia de RF.

3.2.3 Técnica de amplificación lineal con arquitectura Doherty

Se trata de un método de mejora la eficiencia basandose en el concepto de modulación de carga dinámica. La idea principal detrás de la configuración Doherty (Figura 3-8) reside en el reconocimiento de que la razón por la que la eficiencia promedio de un amplificador de clase B es mucho menor que su máximo ideal de 78,5% [11] es porque el amplificador fue diseñado (es decir, se seleccionó su impedancia de carga) para una variación máxima de la señal de entrada de $V_{iMax} = I_{Max} / G_m$

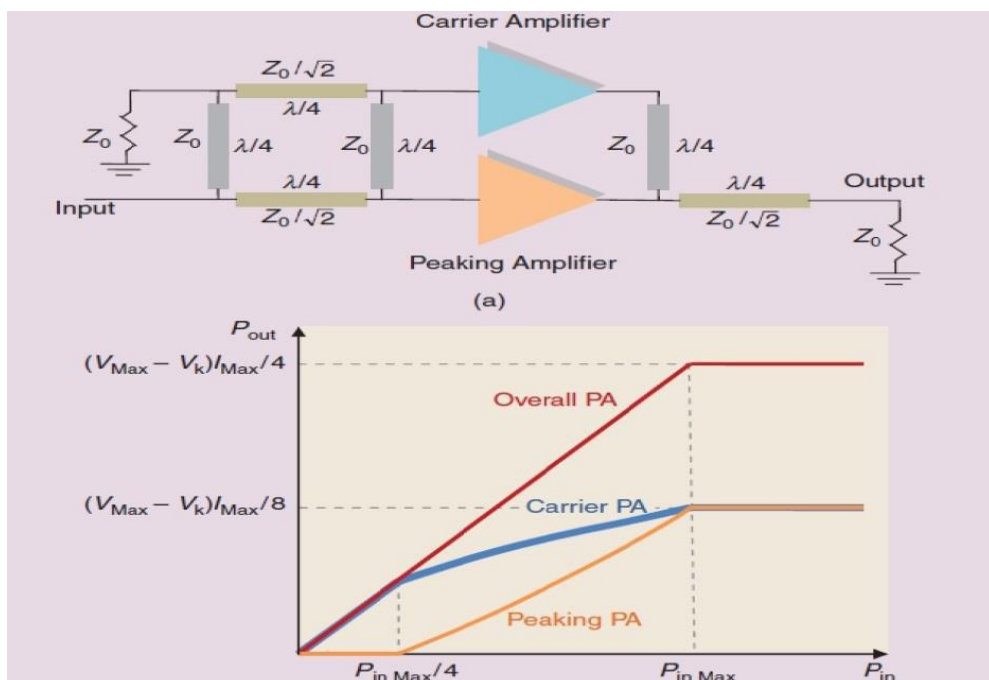


Figura 3-8. Esquema de la arquitectura de amplificación Doherty. [11].

Cuando V_i es inferior a este máximo, el amplificador de potencia no puede utilizar la totalidad de su excursión disponible de la señal de salida de $2(V_{dc} - V_k)$.

La disposición Doherty mostrada en la figura 3-8 (a) es una aproximación a esta modulación de carga ideal, dividiendo el nivel de excitación en tres rangos diferentes [véase la figura 3-8 (b)]. En la primera, el nivel de excitación de entrada es muy bajo, y se supone que la fuente de corriente controlada del amplificador auxiliar (generalmente denominado amplificador de pico en la configuración Doherty) está cortado, $I_p = 0$. Así que, en este caso, no tenemos nada, además del amplificador principal, también conocido como amplificador de portadora (carrier amplifier).

Por lo general, el amplificador principal se diseña en clase B excepto que se termina con una carga de $2Z_0 = 2(V_{Max} - V_k) / I_{Max}$, el doble de lo que se esperaría en una clase B habitual. Tal amplificador de potencia tendrá su máxima eficiencia para $V_i = V_{iMax} / 2 (P_{iMax} / 4)$ y no V_{iMax} .

El segundo intervalo comienza en $V_i = V_{iMax} / 2$. El amplificador de pico se vuelve activo y su corriente se comporta como una carga activa para el amplificador de portadora. En realidad, el amplificador de pico se comporta como una carga activa para el amplificador principal, mientras que éste de portadora actúa sobre el amplificador de pico como otra carga activa.

Aunque ambos de los amplificadores se convierten en no lineales (ya que sus potencias de salida no son proporcionales a la potencia de entrada), esta disposición conceptual Doherty es perfectamente lineal.

En cuanto a la eficiencia, es igual a la máxima eficiencia de un amplificador de potencia clase B cuando el amplificador de pico se vuelve activo, idealmente 78,5%.

Se reduce a un mínimo de 69,8% cuando $V_i = (2/3) I_{Max} / G_m$, y se eleva de nuevo a la eficiencia máxima de la clase B del amplificador de potencia cuando V_i alcanza su máximo. Entonces la disposición Doherty empieza a comprimir, definiendo la tercera región de la operación.

3.2.4 Técnica de amplificación lineal con arquitectura de componentes no lineales (LINC)

El concepto de amplificadores “outphasing” o LINC (amplificación lineal con componentes no lineales) nació alrededor de 1935 cuando Chireix introdujo dicha técnica para modulaciones de amplitud lineal [12]. Posteriormente, en 1974 Cox propuso el amplificador “outphasing” que conocemos hoy en día [13] pero bajo las siglas LINC (linear amplification using nonlinear components). Aunque las dificultades derivadas de su implementación hicieron que se dejaran de utilizar por aquella época, recientemente se han vuelto a emplear en una gran variedad de aplicaciones inalámbricas.

La figura 3-19 muestra un diagrama de bloques simplificado de un transmisor LINC.

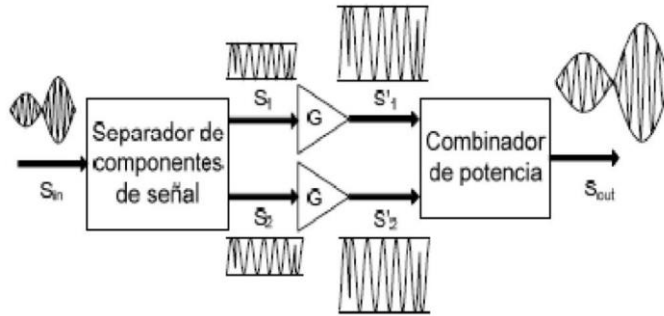


Figura 3-9. Esquema de bloques de un transmisor LINC.

Se trata de introducir en el sistema de amplificación una señal modulada $\sin(t)$ con información en amplitud $A(t)$ y fase $\varnothing(t)$.

Desde el punto de vista matemático, se parte de la señal de entrada de envolvente compleja con variaciones de amplitud y fase [13]:

$$s(t) = a(t) \cos [wc + \varnothing(t)]$$

Esta señal se hace pasar por un módulo denominado separador de componentes de señal (scs), de cuya salida se obtienen dos señales de amplitud constante y modulada en fase:

$$s1(t) = (Amax/2) \cos [wc + \varnothing(t) + \varphi(t)]$$

$$s2(t) = (Amax/2) \cos [wc + \varnothing(t) - \varphi(t)]$$

Donde

$$Amax = \max |a(t)|$$

$$\varphi(t) = \cos^{-1}[a(t)/Amax]$$

Uno de los problemas por los que se habían dejado de utilizar estos esquemas hasta la actualidad fue que mediante el procesamiento analógico de la señal era muy difícil la generación del coseno inverso con precisión [14]. Pero gracias al procesamiento digital de la señal se han empezado a utilizar de nuevo, pudiéndose definir también de la siguiente manera:

$$\sin(t) = a(t)e^{j\theta(t)}, 0 \leq a(t) \leq Vm$$

La señal separada en sus dos componentes quedaría de la siguiente forma:

$$s1(t) = \sin(t) - e(t)$$

$$s2(t) = \sin(t) + e(t)$$

La señal de cuadratura es definida por:

$$e(t) = j \cdot s_{in}(t) \sqrt{V_m^2 a^2(t) - 1}$$

De manera general, con estas estructuras se puede mejorar sustancialmente la eficiencia del sistema, ya que utilizan amplificadores de potencia no lineales altamente eficientes que pueden alcanzar una eficiencia teórica del 100% y lograr una reproducción de la señal de entrada con muy bajos niveles de distorsión [15].

$$S_{out}(t) = G \cdot s_1(t) + G \cdot s_2(t) = 2 \cdot G \cdot s_{in}(t)$$

La ventaja de esta técnica es que a pesar de la no-linealidad de los amplificadores de potencia, la salida final puede ser muy lineal y libre de intermodulaciones, es decir, sin distorsión, lo que se considera una clave para las comunicaciones inalámbricas eficientes en ancho de banda.

3.2.5 Envelope Tracking

Envelope tracking es una técnica para mejorar el nivel de eficiencia del amplificador de potencia. Esta permite suministrar potencia al amplificador dinámicamente, controlada a través de un detector de envolvente de la señal de RF que pasa a través de este (Figura 3-10). En los amplificadores convencionales, la potencia suministrada es descrita por un voltaje DC fijado en el drenador.

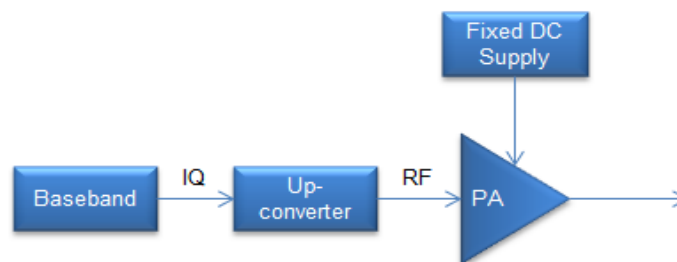


Figura 3-10. Diagrama de bloques de un transmisor convencional [16].

Con el objetivo de un mayor rendimiento de datos en un ancho de banda de radiofrecuencia limitado, se requiere una mayor eficiencia espectral. Para lograr esto, en los sistemas de comunicación modernos, se utilizan los esquemas de modulación y acceso más complicados, como OFDM, CDMA.

En estos esquemas de modulación, la envolvente de la señal varía continuamente durante la transmisión. La Figura 3-11 muestra la envolvente de una señal LTE y cómo esta varía con el tiempo. Si en este caso, el PA todavía funciona con una fuente de alimentación constante, significa una pérdida de eficiencia, ya que el amplificador es más eficiente en su potencia máxima. A niveles de potencia más bajos, el PA funciona por debajo de su potencia máxima. Como resultado, una cantidad significativa de energía se disipa en forma de calor.

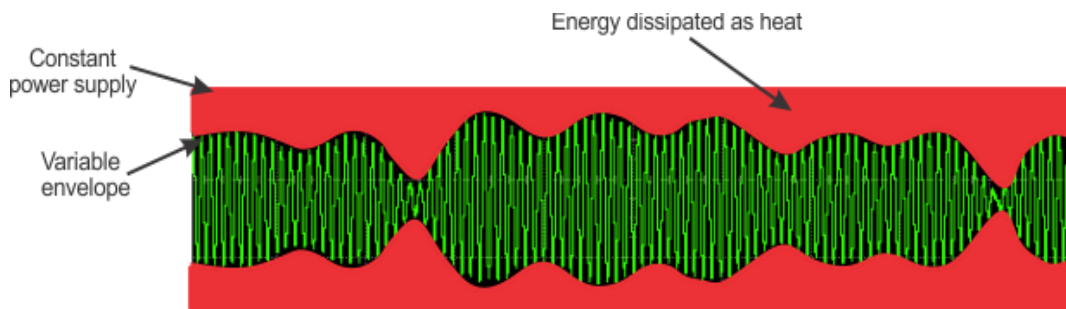


Figura 3-11. Potencia suministrada para una señal LTE con fuente de alimentación constante [16].

Las consecuencias de una mala eficiencia son muy prácticas. Los teléfonos móviles se calentarán más y sus baterías dejarán de ser útiles rápidamente. Al mismo tiempo, los operadores de redes móviles y de difusión deben pagar mucho por el desperdicio de energía.

El concepto básico de Envelope tracking, tal y como se muestra en la Figura 3-12, es ajustar constantemente el voltaje suministrado al amplificador acorde a la envolvente de la señal RF de entrada, para así poder operar siempre en su máxima eficiencia.

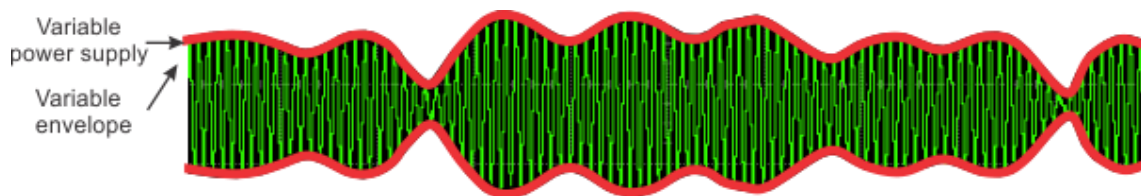


Figura 3-12. Potencia suministrada para una señal LTE con fuente de alimentación variable [16].

La Figura 3-13 muestra el diagrama de bloques para implementar Envelope tracking. En la banda base, el detector de envolvente genera una señal tomando la magnitud de IQ. La magnitud de la señal no es la señal ideal para la fuente de alimentación, para obtener la máxima eficiencia, a menudo la magnitud se modifica mediante el modelado. Se desarrolla una tabla de configuración para mapear la magnitud de la señal al suministro de voltaje requerido en el amplificador de potencia.

Estas tablas de modelaje determinan las características del sistema ET, por lo que los diseñadores del sistema dedican mucho tiempo y esfuerzo para optimizar dichas tablas.

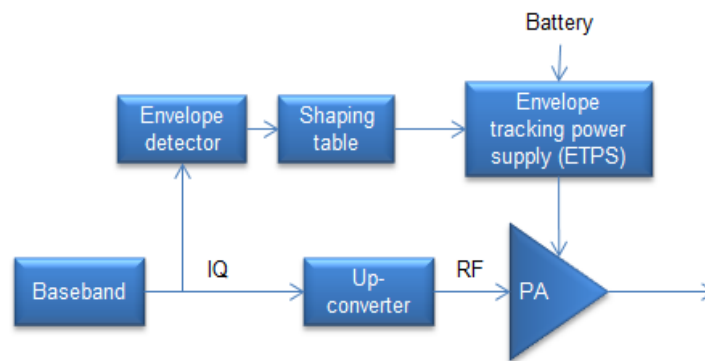


Figura 3-13. Diagrama de bloques con la técnica Envelope Tracking [16].

Para los amplificadores con Envelope tracking, la fuente de alimentación de seguimiento de envoltorio y la señal de entrada de RF deben alinearse estrictamente en el tiempo. Incluso las pequeñas desviaciones de tiempo tendrán una influencia sustancial en la señal de salida de RF, lo que conducirá al deterioro del ACP y EVM. (Véase Figura 3-14)

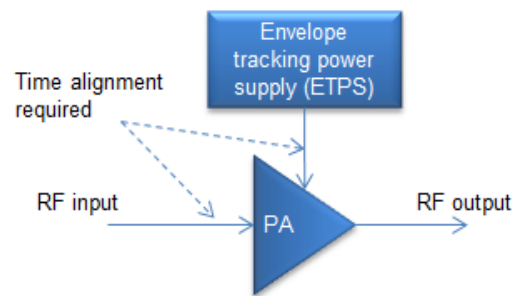


Figura 3-14. Alineación de tiempo en Envelope Tracking [16].

Una vez explicados todos estos conceptos vamos a establecer como objetivo un modelo para la simulación que implemente la arquitectura Envelope Tracking. Para tal fin se considerarán los siguientes componentes:

- Se trabajará en banda base
- Se utilizará un detector de envoltorio
- El amplificador funcionará como clase AB

A excepción del amplificador, cada uno de los componentes se diseñarán utilizando elementos ideales para poder evaluar los efectos de la arquitectura en la eficiencia del amplificador de potencia. Se simplificará el sistema prescindiendo de la Shaping Table, de modo que la polarización del transistor será una réplica fiel de la envoltorio compleja de la señal de entrada, convenientemente escalada para que sea posible realizar un barrido en el rango completo de operación del dispositivo activo.

4 TECNOLOGÍA GAN

4.1 Introducción

El auge de las comunicaciones en la banda de microondas ha creado la necesidad de encontrar una tecnología de amplificadores de potencia que sustituya a los dispositivos fabricados con tecnologías de Si, GaAs y de válvulas, que hasta hace pocos años eran fundamentales en la fabricación de amplificadores de baja y alta potencia.

Estos dispositivos presentaban inconvenientes debido a tres factores importantes [17, 18]:

- Baja tensión de ruptura a causa de su escasa banda prohibida que imposibilita trabajar a los voltajes necesarios para suministrar una potencia de salida adecuada.
- Pobre conductividad térmica.
- Los dispositivos de potencia deben suministrar corrientes elevadas, lo que requiere un gran ancho de canal que da lugar a bajas impedancias. Las bajas impedancias imposibilitan una correcta adaptación.

4.2 Características del semiconductor GaN

Los transistores GaN ofrecen numerosos beneficios sobre las tecnologías más tradicionales mencionadas anteriormente. Estos incluyen una mayor densidad de potencia, mayor voltaje de ruptura, mayor conductividad térmica y menores requisitos de potencia. Estos beneficios pueden conducir a una mejor eficiencia (incluso a frecuencias más altas), un factor de forma más pequeño, una clase de sistema general más baja, una mayor confiabilidad y el mejor rendimiento de su clase. El uso de transistores GaN admite demandas clave de RF como alta ganancia, bajo consumo de energía, alto rendimiento y velocidades de conmutación extremadamente rápidas [19].

Veamos algunas de sus características más interesantes:

- Banda prohibida amplia, dos o tres veces superior a los amplificadores de GaAs y Si.
- Mayor potencia de salida debida a su constante dieléctrica. La constante dieléctrica permite disponer de unas áreas un 20% mayor para una misma impedancia dada. Debido al incremento de estas áreas se pueden alcanzar mayores corrientes.

- Elevada conductividad térmica que permite operar a grandes temperaturas.
- Elevada tensión de ruptura, haciéndolo ideal para los sistemas comerciales. Se alcanzan rangos de hasta 48V.
- Movilidad de los electrones sustancialmente inferior a los semiconductores de GaAs, lo que imposibilita su uso para muy altas frecuencias. Con hetero estructuras de ALGaN/GaN se han podido alcanzar frecuencias de 100 GHz.

4.3 Transistor GaN HEMT

Los amplificadores que usan HEMT de GaN pueden aprovechar las frecuencias más altas y, como resultado, procesar el tráfico de manera más eficiente que sus contrapartes basadas en silicio más tradicionales. Se requieren menos amplificadores, lo que resulta en menores costos de operación y despliegue porque se necesita menos equipo. Además, los transistores GaN hacen posible que numerosos sistemas como el control del tráfico aéreo abarquen las bandas de frecuencia L, S, C, X y Ku.

Los transistores GaN pueden manejar un rango de temperaturas más amplio que sus contrapartes tradicionales y funcionan bien en entornos difíciles, lo que los convierte en una opción ideal para aplicaciones de RF. Para las aplicaciones de RF de misión crítica donde la falla no es una opción, se recomienda GaN en los transistores SiC debido a su alta confiabilidad [19].

El primer transistor de efecto de campo (FET) basado en Nitruro de Galio (GaN) fue un MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor) fabricado en 1993 [18].

Los resultados que confirmaron a estos dispositivos como los más prometedores para aplicaciones de alta potencia y temperatura son:

- Densidades de corriente de 175 mA/mm
- Transconductancia máxima de 23 mS/mm
- f_T de 11 GHz
- f_{MAX} de 35 GHz

Para la obtención de dispositivos HEMT posteriormente se introdujo una barrera $Al_xGa_{1-x}N$.

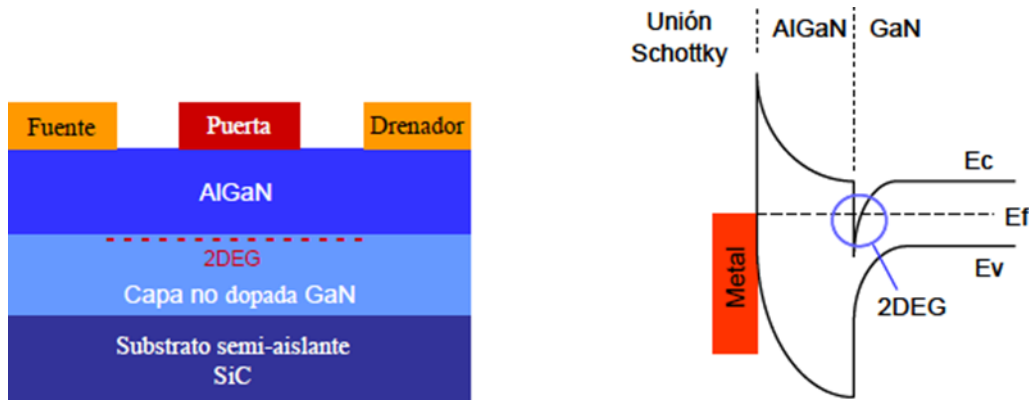


Figura 4-1. Estructura típica de capas de un transistor HEMT AlGaIn/GaN junto con el diagrama de bandas. [22]

Este dispositivo se basa en la unión de dos semiconductores con distinto gap. La discontinuidad en la banda de conducción determina una transferencia de carga que modifica el potencial a lo largo de la estructura, dando lugar a un pozo de potencial de forma casi triangular, donde se confinan los electrones (Figura 4-1). El material de gap ancho es lo que hace de barrera, mientras que al de gap más estrecho se le denomina canal, ya que es por donde circulan los portadores.

La carga que se induce en el canal está determinada fundamentalmente por la diferencia de la banda prohibida entre los dos semiconductores que forman la unión, y por la distribución de dopantes, si los hubiera

En el caso particular del sistema AlGaIn/GaN aparece una carga adicional en el canal debido a la existencia de campos de polarización. En tal situación, los niveles energéticos son discretos y los electrones confinados forman un gas que se podría considerar bidimensional [22]. La movilidad del 2DEG es muy superior a la de los portadores en un material en volumen (dispositivo MESFET tradicional), donde la región del canal debe estar dopada para obtener los portadores, lo que reduce la movilidad de éstos considerablemente.

Una de las características de los HEMT de AlGaIn/GaN es que no es necesario dopar la estructura para obtener una alta densidad de carga 2DEG. Esta característica de los nitruros simplifica el diseño de la estructura, ya que no es necesario.

Los transistores GaN están teniendo un impacto significativo en la industria de las comunicaciones debido a sus capacidades de conmutación rápida y su diseño pequeño, liviano y duradero. GaN en SiC HEMT se puede encontrar en TCAS (Sistema de prevención de colisión táctica), sistemas de radar y banda ancha, comunicaciones UHF, WiFi durante el vuelo, control de tráfico aéreo e IFF (amigo o enemigo de identificación) en aviones militares. Los transistores RF de GaN se utilizan en SSR (radar de vigilancia secundario) y comunicaciones satelitales, así como en aplicaciones de banda ancha y ultra banda ancha. Los componentes GaN en SiC también se utilizan en aplicaciones 4G recientes, así como en tecnología 5G de vanguardia. De hecho, los sistemas 5G son un área donde GaN en los transistores SiC están demostrando ser indispensables debido a la baja latencia y las altas velocidades de conmutación [19].

5 EVALUACIÓN DE UN DISPOSITIVO DE GAN PARA SU APLICACIÓN AL DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Para comprobar de una manera práctica la mejora de la eficiencia se ha seleccionado un dispositivo de media potencia de un fabricante de reconocido prestigio en el ámbito de semiconductores para aplicaciones de potencia. Se trata de un dispositivo de la empresa Wolfspeed, antes también conocida como Cree, quien nos brinda con la ventaja de dar soporte para librerías de CAD.

La frecuencia de operación elegida ha sido 3.5 GHz, ya que esta se encuentra entre las posibles bandas para el 5G en Europa.

Para llevar a cabo la evaluación del dispositivo vamos a utilizar como herramienta de simulación el programa Advanced Design System (ADS) de Keysight Technologies. En el siguiente capítulo, una vez caracterizado el dispositivo, vamos a incluirlo en arquitecturas amplificadoras basadas en la técnica Envelope Tracking con diferentes señales de entrada para contrastar los resultados.

5.1 Transistor CGH40035F de Cree

El dispositivo CGH40035F es un transistor de alta movilidad electrónica de nitruro de galio (GaN HEMT). El CGH40035F, que opera con una tensión de polarización de drenador de 28 V, ofrece una solución de banda ancha para una variedad de aplicaciones de RF y microondas. Los HEMT ofrecen capacidades de alta eficiencia, alta ganancia y gran ancho de banda que hacen que el CGH40035F sea ideal para circuitos amplificadores lineales y comprimidos.

A continuación, se resumen brevemente sus características tomadas de la hoja de especificaciones técnicas del dispositivo:

- Funcionamiento hasta 4 GHz.
- 15 dB de ganancia en pequeña señal a 2.0 GHz
- 13 dB de ganancia en pequeña señal a 4 GHz
- 45W en potencia de saturación
- 60% de eficiencia en la potencia de saturación
- Funcionamiento a 28 V

Aplicaciones:

- Radio privada bidireccional.
- Amplificadores de banda ancha.
- Infraestructura celular.

- Infraestructura de prueba.
- Amplificador clase A, AB lineales para formas de onda OFDM, W-CDMA, EDGE, CDMA

5.2 Software de diseño ADS

Advanced Design System (ADS) es un entorno de diseño y simulación producido por Agilent EEsof EDA, perteneciente a Agilent Technologies (actualmente Keysight Technologies). Proporciona un entorno de diseño para productos electrónicos de radiofrecuencia como redes inalámbricas, comunicaciones por satélite, sistemas de radar, etc. Abarca todos los pasos del proceso de diseño: esquemáticos, layout, simulaciones en frecuencia y tiempo e incluso simulaciones electromagnéticas, permitiendo la caracterización completa y optimizada del diseño del sistema RF con una misma herramienta. Dispone de simulaciones con un amplio abanico de opciones y posibilidades para el diseño de layouts, para circuitos de RF y circuitos integrados de microondas. ADS ha obtenido una gran aceptación en el ámbito universitario debido a que un elevado número de departamentos de distintas universidades han recibido donaciones de este, otorgando la oportunidad de trabajar y valorar las capacidades de este software. Éste es el principal motivo por el que se ha decidido utilizar ADS en este proyecto. ADS ayuda al diseño de dispositivos de comunicaciones realizando complejas simulaciones con gran exactitud sobre circuitos en condiciones del mundo real.

El software ADS organiza los diseños en una estructura jerárquica de proyectos para guardar automáticamente los datos generados en la creación, simulación y análisis de los diseños. Un proyecto incluye una serie de diseños relacionados, junto con cualquier enlace a otros proyectos o diseños que se hayan añadido. A su vez, los diseños disponen de la posibilidad de realizarse a partir de un esquemático o de un layout, teniendo la capacidad de crear el otro por asociación. Los diseños pueden someterse a diversos tipos de simulación como análisis de DC, AC, transitorio, de parámetros S, de balance armónico o de envolvente. Y, por último, los resultados de estos análisis se llevan a una interfaz separada de Data Display que permite la representación, análisis y tratamiento de los datos obtenidos [26].

En este proyecto, concretamente, vamos a hacer uso de las siguientes simulaciones que ofrece la herramienta ADS:

- **Simulación DC:** Permite calcular las características de funcionamiento en DC de nuestro diseño. En nuestro caso será útil para obtener las curvas I-V de nuestro transistor y poder, así, determinar su punto de operación.
- **Simulación de parámetros S:** Permite caracterizar la respuesta de un componente eléctrico de ' n ' puertos a una frecuencia dada. En nuestro caso será útil para obtener los parámetros S del amplificador de pequeña señal y comprobar su condición de estabilidad.

- **Simulación de balance armónico:** Es una técnica de análisis en el dominio de la frecuencia que realiza simulaciones de distorsión en circuitos y sistemas no lineales, siendo el mejor método para realizar simulaciones de circuitos de RF y microondas. En este proyecto, la simulación de balance armónico se llevará a cabo para diseñar el amplificador de gran señal, ya que nos proporciona resultados tales como punto de compresión de 1 dB, aplicar las técnicas de Load/Source-pull y obtención de resultados cuando se aplican señales de RF a la entrada del amplificador de potencia.
- **Simulación de envolvente:** Utiliza una combinación de técnicas de análisis en frecuencia y tiempo para proporcionar un análisis rápido y completo de señales complejas como señales RF moduladas digitalmente. En este proyecto usaremos la simulación de envolvente para aplicar la técnica de Envelope Tracking.

5.3 Diseño del amplificador de potencia

Para el cumplimiento de los objetivos del trabajo se ha considerado, por su sencillez, un diseño en el que el amplificador trabaja como clase AB. La metodología seguida se ha comenzado calculando el punto de polarización del transistor para asegurar que este efectivamente está trabajando en clase AB. A continuación, se comprueba si el sistema es incondicionalmente estable analizando los parámetros S del transistor. Seguidamente se caracteriza el sistema para gran señal obteniendo así parámetros como el punto de compresión de 1 dB, las impedancias óptimas de entrada y salida mediante la técnica Load/Source Pull, así como las redes de adaptación a la entrada y salida del amplificador.

5.3.1 Curvas I-V del transistor CGH40035F

Para determinar el punto de operación del transistor será necesario realizar un barrido de la tensión V_{gs} para así poder ajustar la clase del transistor. Para esta tarea se utilizará el esquemático en ADS de la Figura 5-1.

En este esquemático se realiza un barrido de la tensión V_{gs} del transistor desde -8 V hasta 0 V. Este barrido nos permite seleccionar el valor de V_{gs} que hace que la corriente del drenador I_{ds} sea igual a 500 mA. Se utiliza esta referencia de 500 mA para contrastar de manera sencilla con los datos que nos aporta la documentación técnica del dispositivo si estamos trabajando de manera adecuada.

Los bloques añadidos como bobinas y condensadores sirven para desacoplar el transistor, ya que cuando se trabaja en DC las bobinas actúan como cortocircuitos y los condensadores como circuitos abiertos.

El amperímetro sirve para medir la corriente del drenador I_{ds} , el punto "m1" de la Figura 5-2 señala la condición de intensidad buscada de 500 mA y determina un valor de V_{gs} para dicha corriente de -2.798V.

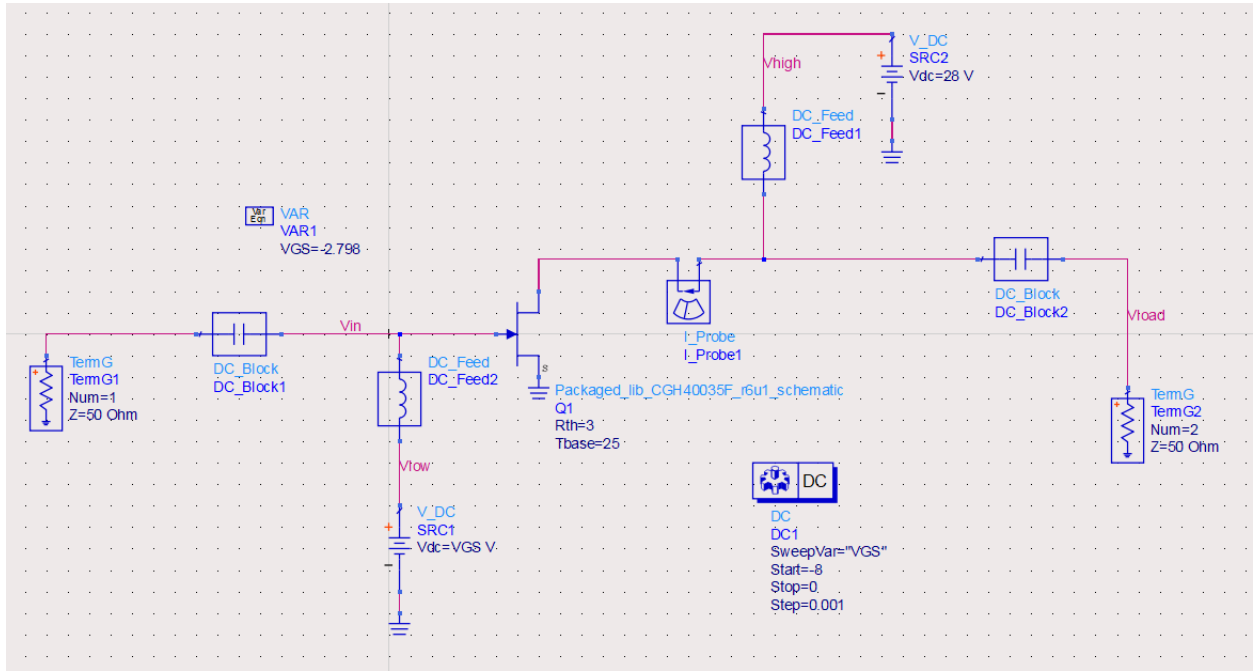


Figura 5-1. Esquemático en ADS para obtención del punto de polarización.

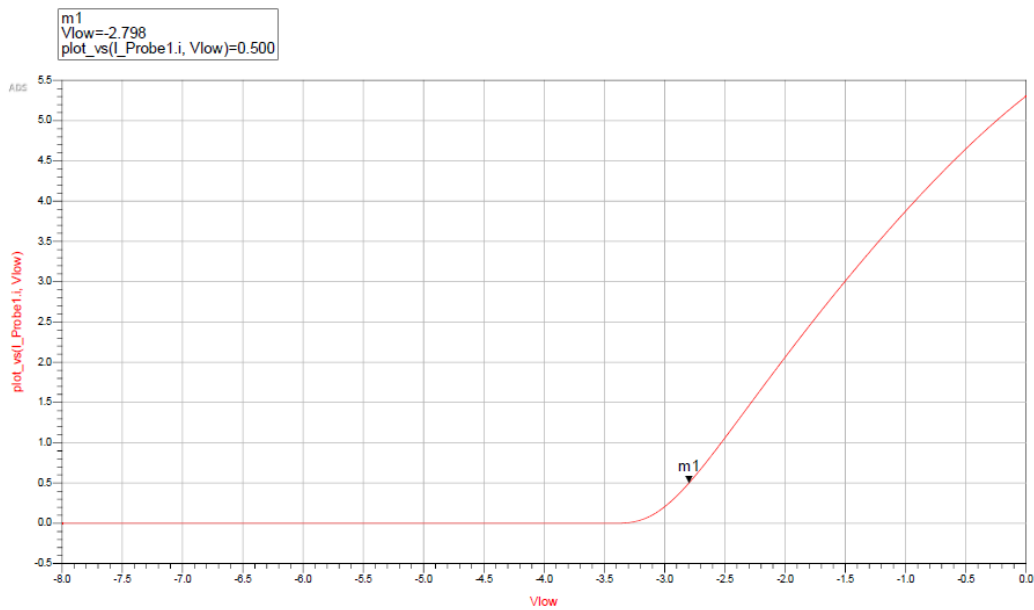


Figura 5-2. Curvas I-V CGH40035F.

Como podemos observar en la Figura 5-2, y comparando con las clases de los amplificadores vistas en el capítulo 2, nos damos cuenta de que este punto de operación determina que el amplificador está trabajando en clase AB.

5.3.2 Estabilidad

Para determinar si el transistor es incondicionalmente estable, condición necesaria para su aplicación, es necesario conocer los parámetros S del dispositivo CGH40035F. Para ello hacemos uso del controlador que nos proporciona la herramienta ADS para simular los parámetros S. Fijese en el esquemático de la Figura 5.3.

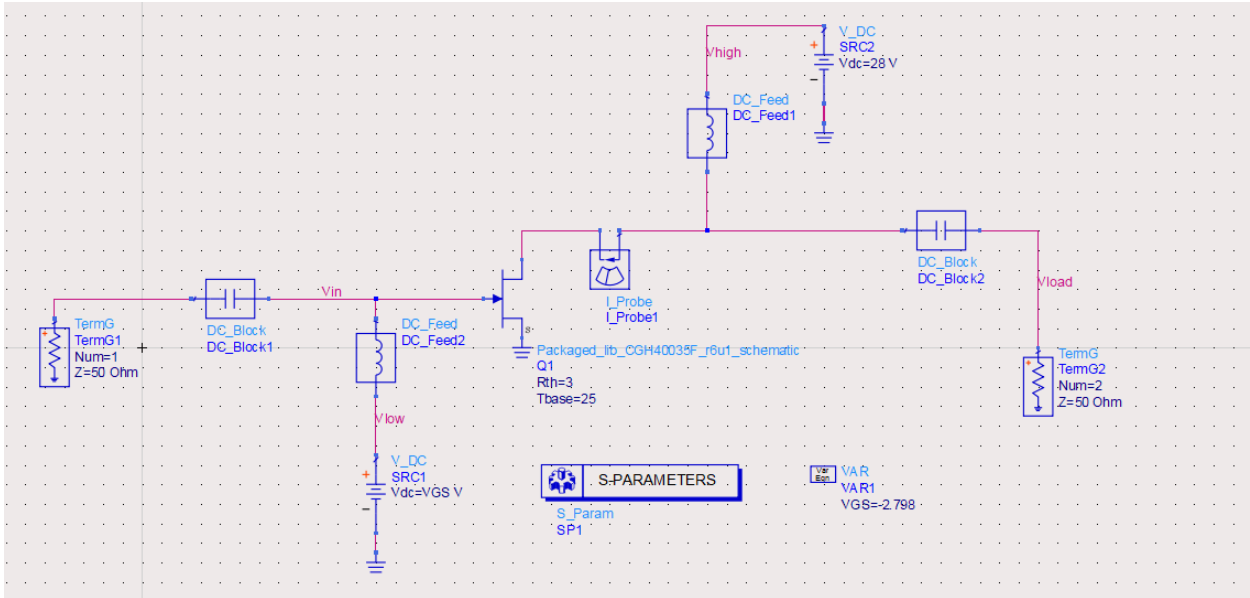


Figura 5-3. Esquemático para simulación de parámetros S.

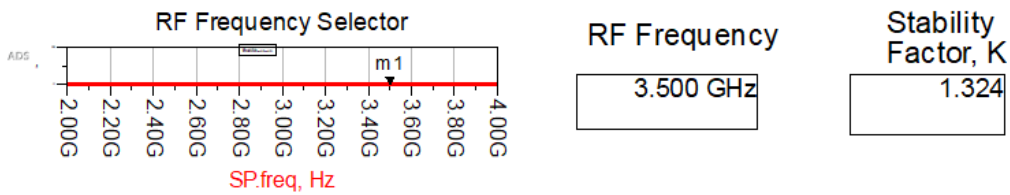


Figura 5-4. Resultados de estabilidad para 3.5 GHz.

Es necesario que el factor de estabilidad sea superior a la unidad. En la Figura 5-4 podemos observar como para la frecuencia de 3.5 GHz el transistor es incondicionalmente estable.

Para los casos de baja frecuencia donde la estabilidad es menor que la unidad, es necesario añadir resistencias que garanticen dicha estabilidad. Otra posible actuación sería la de modificar el punto de polarización. En nuestro caso el amplificador en una banda de frecuencias alrededor 3.5 GHz se comprobó que el factor de estabilidad es mayor que 1, de modo que es incondicionalmente estable y no es necesario tomar ninguna medida.

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
3.500 GHz	0.906 / 153.755	0.013 / -10.391	1.650 / 6.454	0.733 / 176.118

freq	MaxGain1	PwrGain1	SmZ2	SmZ1
3.500 GHz	17.586	4.349	3.158 / -4.264	11.284 / -84.222

Figura 5-5. Resultado de la simulación de parámetros S.

En la Figura 5-5 se presentan los resultados de simular el transistor estabilizado sin usar redes de adaptación. Se puede observar que la ganancia de transducción (4.349 dB) no es siquiera la mitad del valor de la máxima ganancia del amplificador (17.586 dB) condición necesaria de la adaptación conjugada bilateral.

En una primera aproximación no vamos a implementar un diseño para conseguir máxima transferencia de potencia hacia la entrada del transistor y hacia la carga. Para esto habría que obtener las impedancias conjugadas a la entrada y salida del transistor y diseñar las redes de adaptación.

5.3.3 Caracterización en gran señal

La adaptación de los parámetros SmZ1 y SmZ2 para la máxima transferencia de potencia solo tendrían efecto para el modelo de pequeña señal. En gran señal el amplificador se puede comportar de manera no lineal dependiendo del rango de potencia de la señal de entrada, por lo que la ganancia en el modelo de pequeña señal no es la misma que en el modelo de gran señal.

Existe un determinado rango de potencias de señal de entrada para el cual nuestro amplificador se comporta de forma lineal, de manera que el nivel de potencia que proporciona a su salida va aumentando. Sin embargo, existe otro rango de potencias de señal de entrada para el cual la potencia proporcionada por el amplificador no aumenta. En este caso se dice que el amplificador se comporta de forma no lineal. Por lo tanto, dependiendo de la forma en que se comporte nuestro amplificador, tendremos un valor de ganancia diferente o igual a la máxima ganancia que nuestro amplificador puede proporcionar en régimen de gran señal.

Como vimos en el capítulo 2, para conocer el rango de potencias en el que el amplificador se comporta de manera lineal se utiliza el punto de compresión de 1 dB. En la Figura 5-6 se muestra el esquemático de ADS utilizado para el cálculo del punto de compresión de 1 dB.

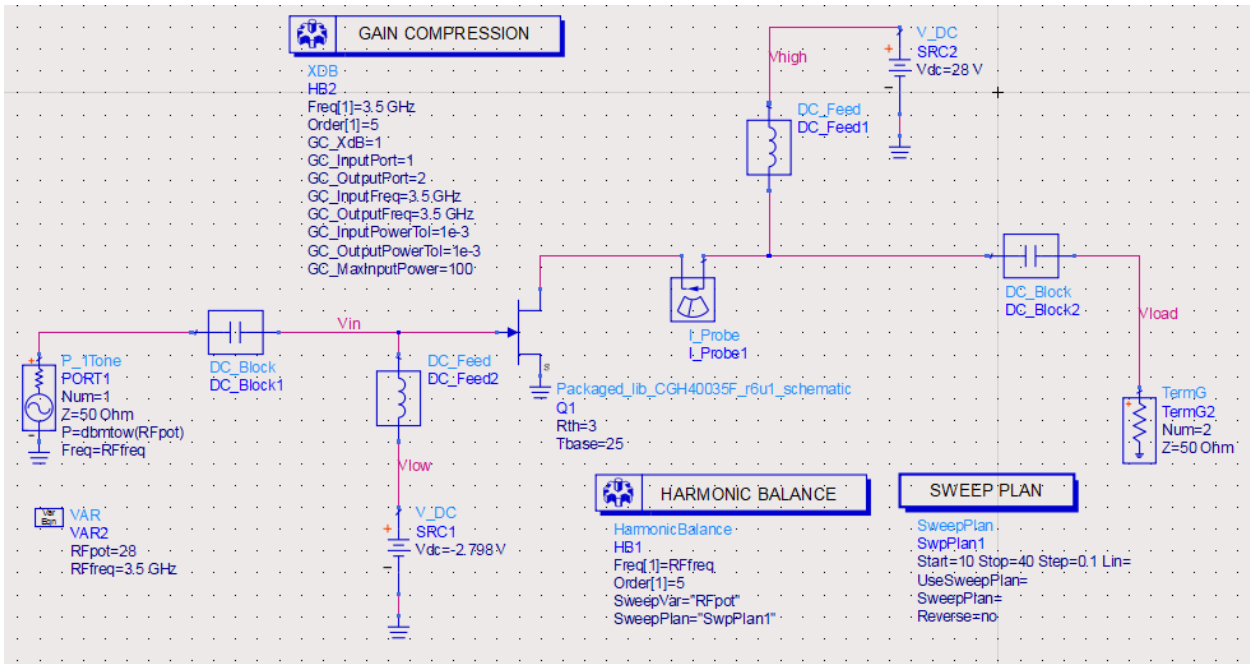


Figura 5-6. Esquemático para obtener el punto de compresión de 1 dB.

$$\text{Eqn Gain} = \text{dbm}(\text{HB1.HB.Vload}[1]) - \text{HB1.HB.RFpot}$$

$$\text{Eqn Linear} = \text{Gain}[0] + \text{HB1.HB.RFpot}$$

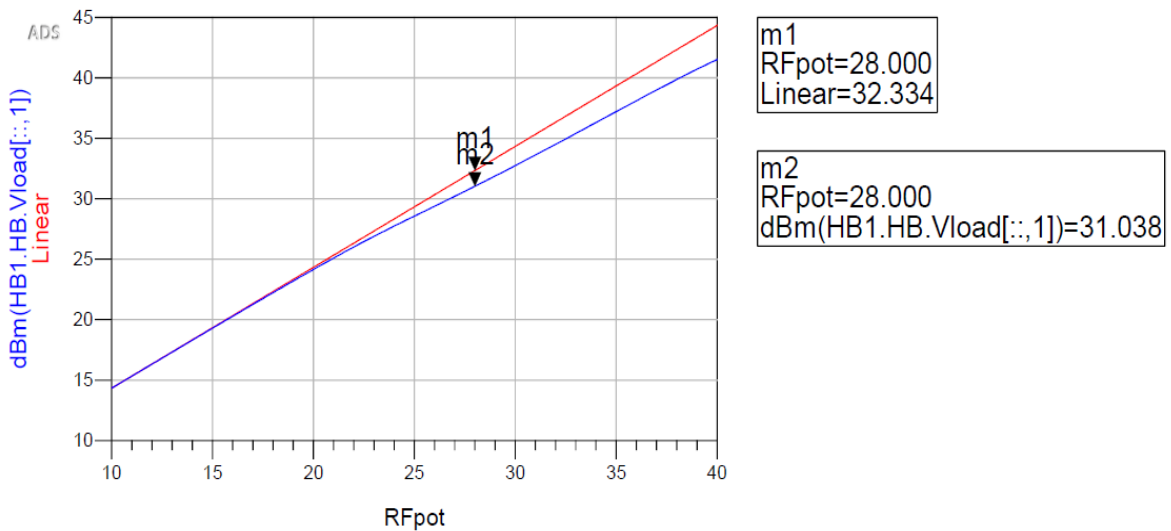


Figura 5-7. Resultado del punto de compresión de 1 dB.

Con arreglo en la Figura 5-7, y de acuerdo con lo explicado referente al punto de comprensión de 1 dB en el capítulo 2, para determinar el punto de comprensión de 1 dB nos fijamos en la potencia que hace que la línea ideal representada de color rojo y la curva del transistor representada en color azul se separe 1 dB ante la misma potencia de entrada. Podemos observar en la Figura 5-7 que este punto se encuentra para una potencia de entrada de 28 dBm. A medida que se va incrementando el nivel de potencia de la señal de entrada, el nivel de potencia a la salida del amplificador va aumentando hasta tal punto que el dispositivo deja de amplificar, dando lugar a la salida de potencia de saturación.

Lo siguiente que vamos a realizar es una simulación de balance armónico para poder analizar cómo varía la potencia de salida a la frecuencia fundamental en función de la potencia de entrada, para un tono. Para ello vamos a simular el esquemático de la Figura 5-8, donde se utiliza una señal de un tono modulada a 3.5 GHz mediante el componente P_1Tone.

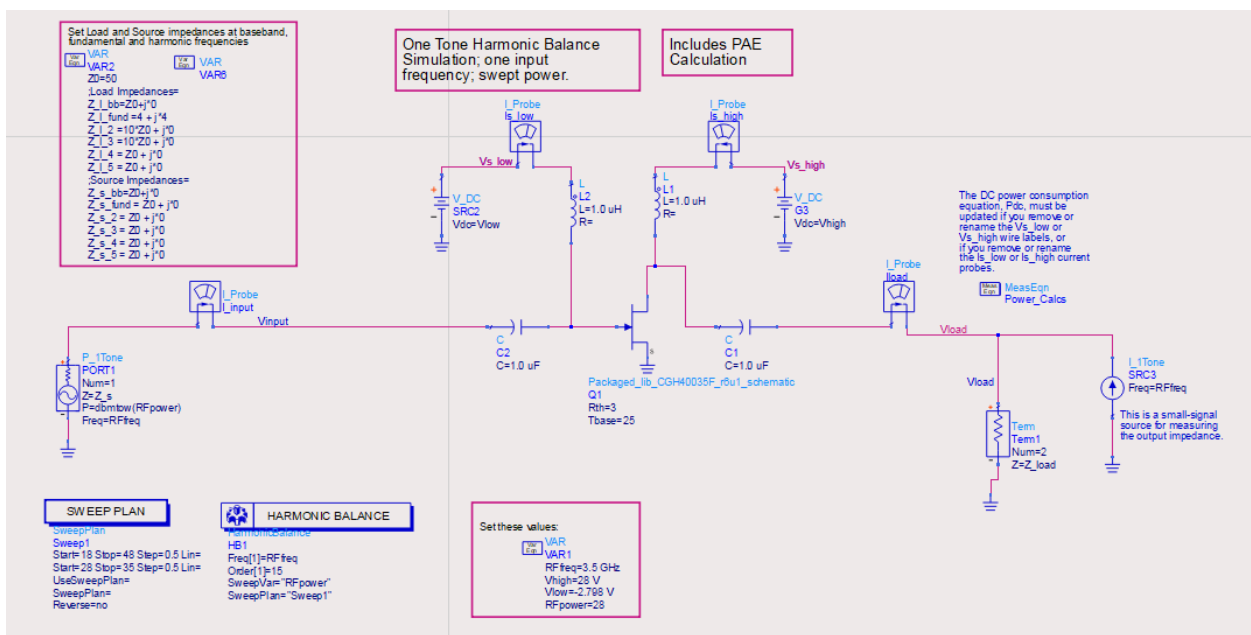


Figura 5-8. Balance armónico de un tono con barrido en potencia.

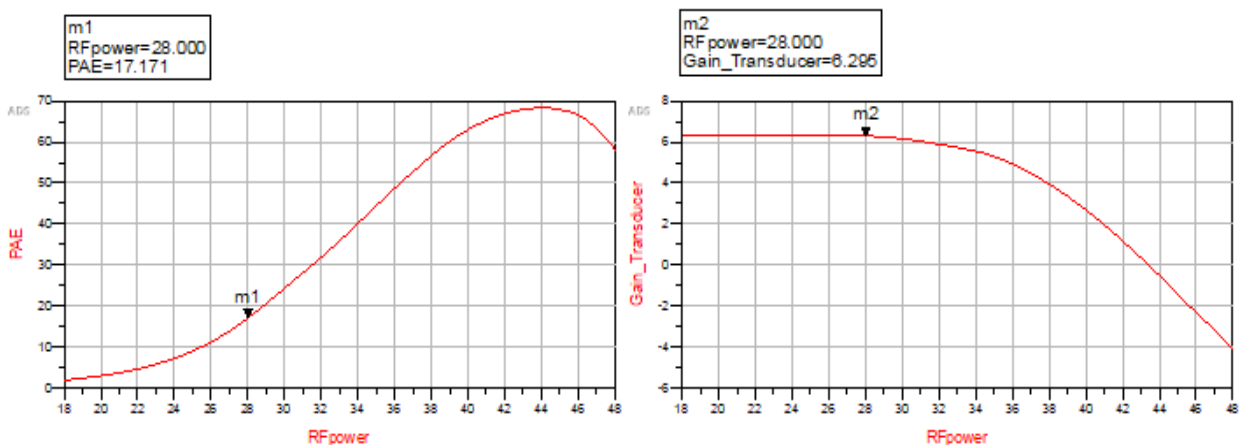


Figura 5-9. Resultado del balance armónico de un tono con barrido en potencia sin adaptar las impedancias óptimas

En la Figura 5-9 tenemos varios resultados interesantes, por un lado, podemos observar que a partir de los 28 dBm de potencia de entrada el amplificador deja de ser lineal, su ganancia de transducción disminuye drásticamente y la PAE empieza a aumentar. Por otro lado, podemos observar que los valores de PAE están bastante lejos de ser los ideales en comparación con los datos ofrecidos por el fabricante, en los que se obtiene hasta un 65% de eficiencia en potencia de saturación, esto es debido a que no se están utilizando las impedancias óptimas a la entrada y salida del amplificador.

Llegados a este punto vamos a explicar el procedimiento para calcular las impedancias óptimas de entrada y salida que ofrecen la máxima potencia mediante la técnica Load/Source Pull, para las simulaciones posteriores se utilizarán las impedancias óptimas calculadas por el fabricante para 3.5 GHz.

5.3.4 Aplicación de la técnica Load/Source Pull

Hemos visto que el método de Load/Source-Pull proporciona las impedancias óptimas de carga y de fuente cuando el amplificador opera en régimen de gran señal. Para ello es necesario realizar un barrido de terminaciones sobre la carta de Smith con el propósito de trazar los contornos de máxima ganancia, los contornos de potencia de salida constante, o bien los contornos de máxima eficiencia.

Dependiendo de la aplicación del amplificador de potencia, se tendrán terminaciones óptimas para maximizar su ganancia, otras para obtener una potencia de salida constante y otras para maximizar su eficiencia. En este proyecto nos centraremos en un amplificador de potencia que trabaje a su máxima eficiencia.

Los pasos por seguir para obtener las impedancias óptimas son los mismos que vimos en el capítulo 2, se realizará el proceso iterativo:

1. Colocar la impedancia de fuente a un valor de 50 Ohm y aplicar el método Load-Pull. Para realizar esto en la herramienta de simulación hacemos uso de los esquemáticos ofrecidos por ADS en su DesignGuide.

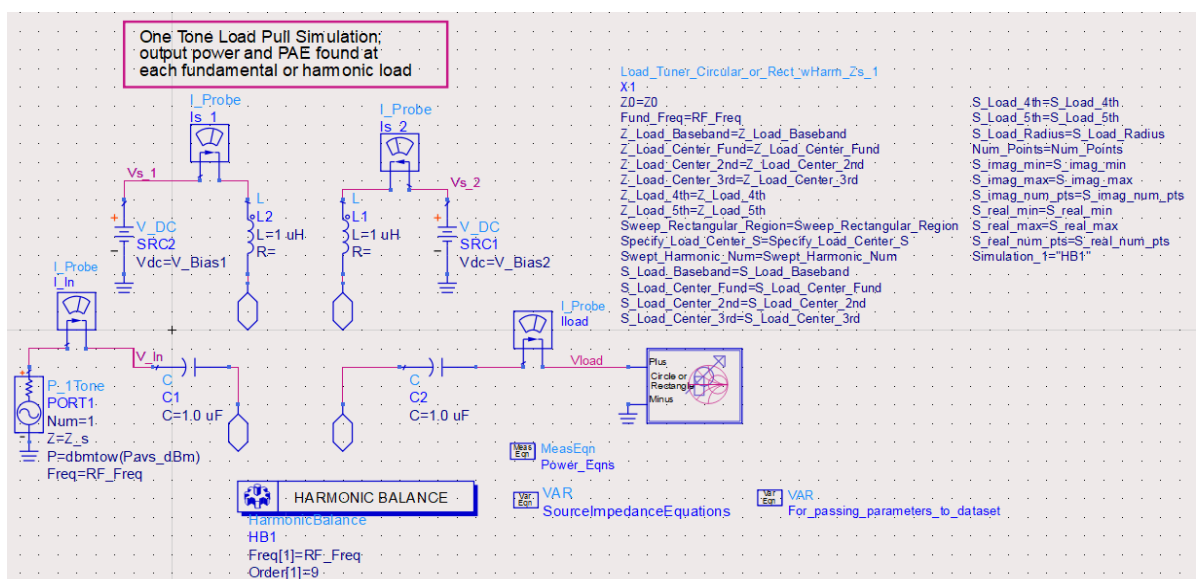


Figura 5-10. Esquemático Load Pull en detalle.

- Como terminación de carga se coloca el valor obtenido en el paso 1 y se procede a calcular la impedancia de fuente con el método Source-Pull (Véase Figura 5-11).

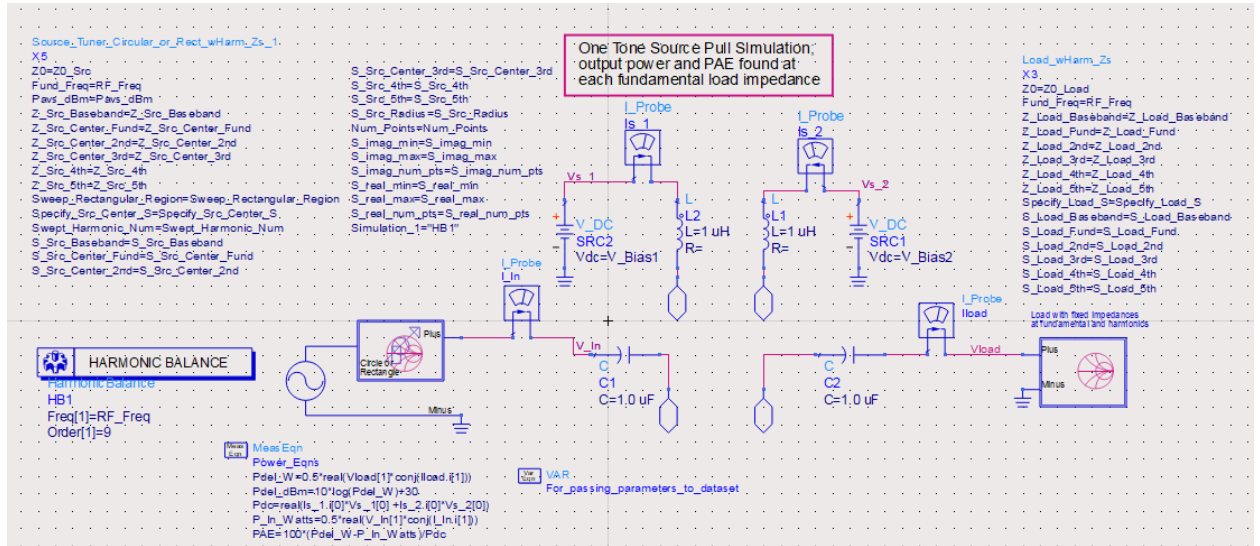
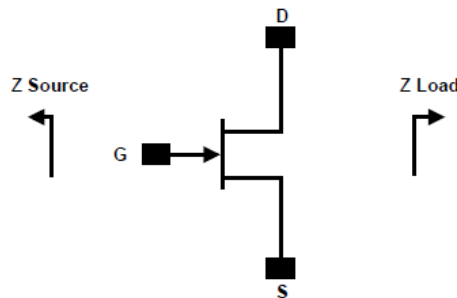


Figura 5-11. Esquemático Source Pull en detalle.

- Repetimos el paso 1 utilizando como terminación de fuente el valor obtenido en el paso 2.
- Repetimos el paso 2 con el valor obtenido en el paso 3, y así hasta que llegemos a una situación de convergencia donde las impedancias Z_L y Z_G no cambian de valor.

En este trabajo se utilizan las impedancias que optimizan la ganancia de potencia en P_{sat} y la PAE obtenidas por el fabricante y que están referenciadas en el documento de especificaciones técnicas.



Frequency (MHz)	Z Source	Z Load
500	5.12 + j8.3	15.5 + j5.67
1000	2.97 + j1.38	11.29 + j7.27
1500	1.15 - j0.38	6.6 + j5.56
2500	0.91 - j5.13	6.17 - j0.4
3500	2.0 - j9.9	4.78 - j2.58

Note 1. $V_{DD} = 28V$, $I_{DD} = 500mA$, in the 440193 package.

Note 2. Optimized for power gain, P_{SAT} and PAE.

Note 3. When using this device at low frequency, series resistors should be used to maintain amplifier stability.

Figura 5-12. Valores óptimos Z_{source} y Z_{load} obtenidos por el fabricante.[20]

En la Figura 5-12 vemos que para una frecuencia de 3.5 GHz nos indican un valor de ZG igual a $2.0 - j9.9$ Ohm y un valor de ZL igual a $4.78 - j2.58$ Ohm. Vamos a repetir el balance armónico de 1 tono aplicando los nuevos valores de impedancias óptimas, tal como se muestra en la Figura 5-13, para comprobar que efectivamente se mejora la PAE.

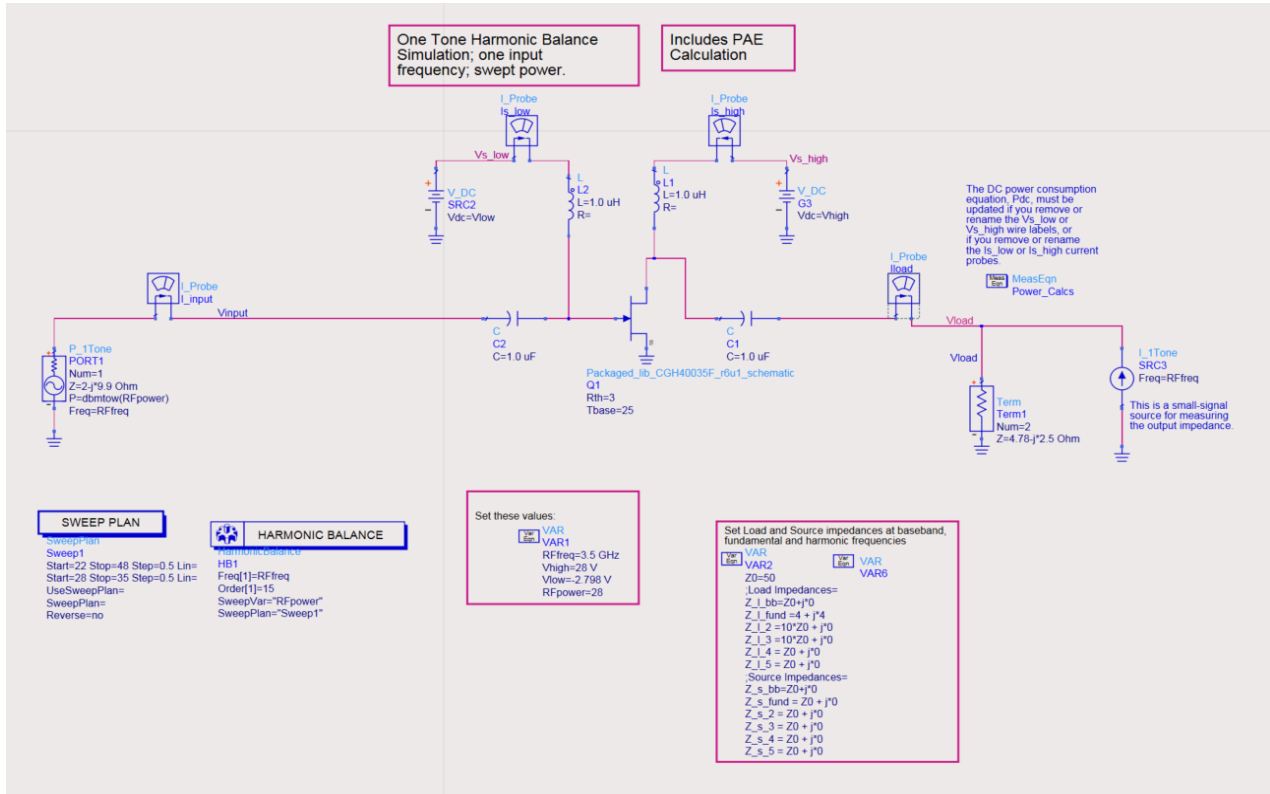


Figura 5-13. Balance armónico de 1 tono con impedancias óptimas.

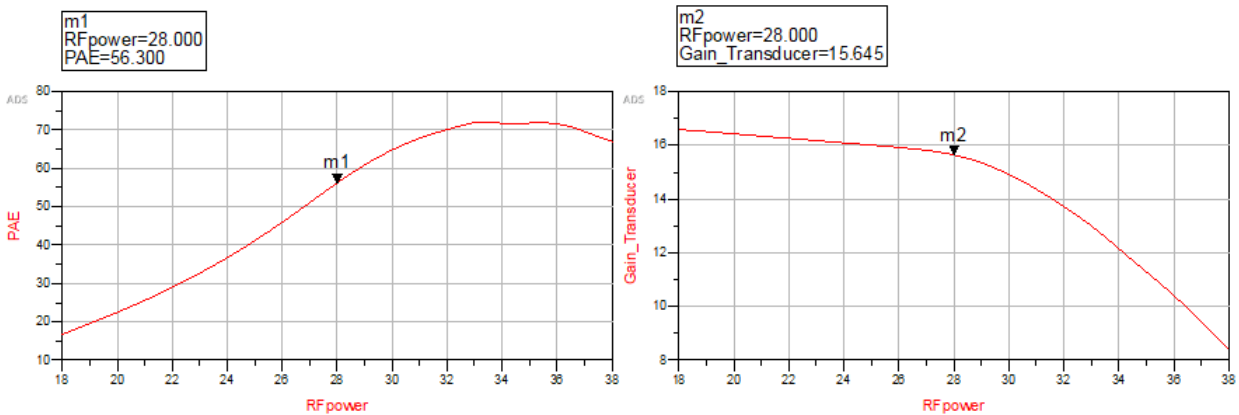


Figura 5-14. Resultado balance armónico de 1 tono con impedancias óptimas.

Podemos observar en la Figura 5-14 como los valores de la PAE han sido incrementados para todos los valores de potencia de entrada del barrido en potencia, acercándonos más a los valores ofrecidos por el fabricante. Observamos como para la entrada de 28 dBm hemos pasado de un 17% a un 56% en la PAE. Sin embargo, esta manera de aplicar las impedancias óptimas a la entrada y salida del amplificador no son las más adecuadas, ya que lo más común en los sistemas de comunicaciones es que las terminaciones se adapten a 50 Ohm. Para adaptar nuestro sistema a 50 Ohm en la entrada y que el transistor vea sus impedancias óptimas a la entrada y salida vamos a diseñar las redes de adaptación de impedancias.

5.3.5 Redes de adaptación de impedancias

El comportamiento del amplificador no solo está condicionado por la adaptación de impedancias a la frecuencia fundamental, sino también por los armónicos superiores.

Las redes de adaptación de impedancias que vamos a diseñar están compuestas por stubs y líneas de transmisión. Por una parte, los stubs de longitud eléctrica 90 grados tienen la finalidad de cortocircuitar la impedancia a su determinada frecuencia.

Por otra parte, las líneas de transmisión con longitud eléctrica 180 grados permiten tener el mismo valor de impedancia a la entrada y salida de esta.

Con estos elementos conseguimos, además de forzar que las terminaciones de impedancia de entrada y salida sean las óptimas, que los armónicos del 2 al 5 queden cortocircuitados a la salida del transistor.

5.3.5.1 Red de adaptación de entrada

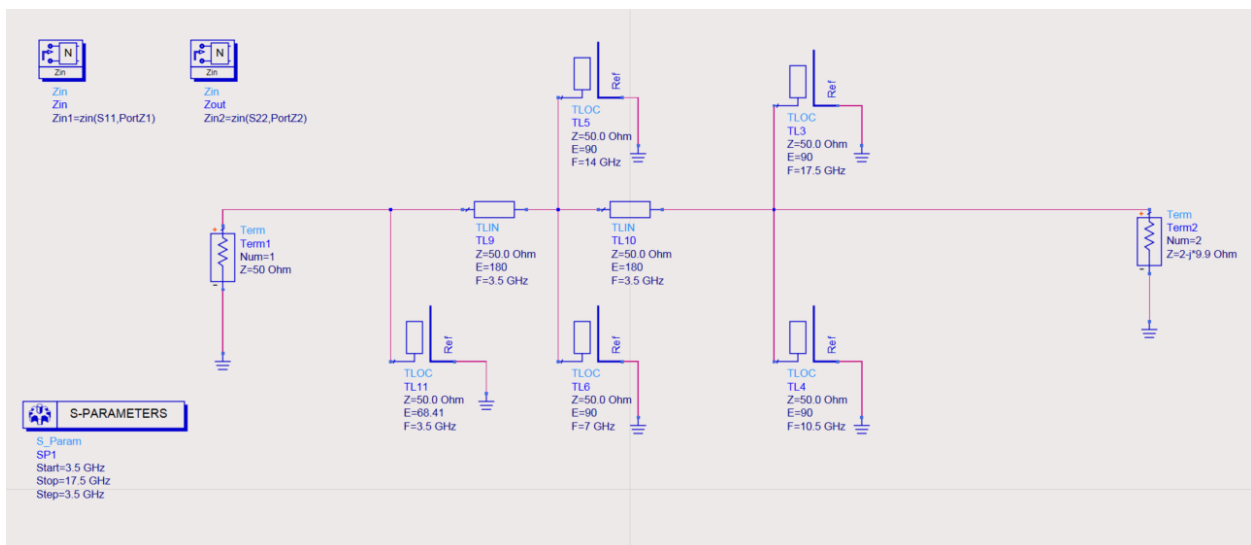


Figura 5-15. Red de adaptación de entrada.

En la Figura 5-16 podemos observar que nuestra red de adaptación prácticamente cortocircuita los armónicos 2, 3, 4 y 5. Para encontrar el valor deseado de ZG se han ido realizando simulaciones en el esquemático de la Figura 5-15 variando el valor de la longitud eléctrica de la línea de transmisión (E) a la frecuencia fundamental hasta encontrar el valor deseado.

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	Zin2
3.500 GHz	0.980 / -168.340	0.200 / 0.122	0.200 / 0.122	0.980 / -11.416	2.044 - j9.901
7.000 GHz	1.000 / -180.000	9.901E-11 / 78.579	9.901E-11 / 78.579	1.000 / -22.842	2.500E-9 - j5.000E-9
10.50 GHz	1.000 / -180.000	9.901E-11 / 78.579	9.901E-11 / 78.579	1.000 / -22.842	2.500E-9 - j2.342E-15
14.00 GHz	1.000 / -180.000	9.901E-11 / 78.579	9.901E-11 / 78.579	1.000 / -22.842	2.500E-9 - j5.000E-9
17.50 GHz	1.000 / -180.000	9.901E-11 / 78.579	9.901E-11 / 78.579	1.000 / -22.842	2.500E-9 - j2.342E-15

Figura 5-16. Simulación de parámetros S de la red de adaptación de entrada.

5.3.5.2 Red de adaptación de salida

A la salida del amplificador también es necesario cortocircuitar los armónicos, para ello de nuevo haremos uso de stubs y líneas de transmisión.

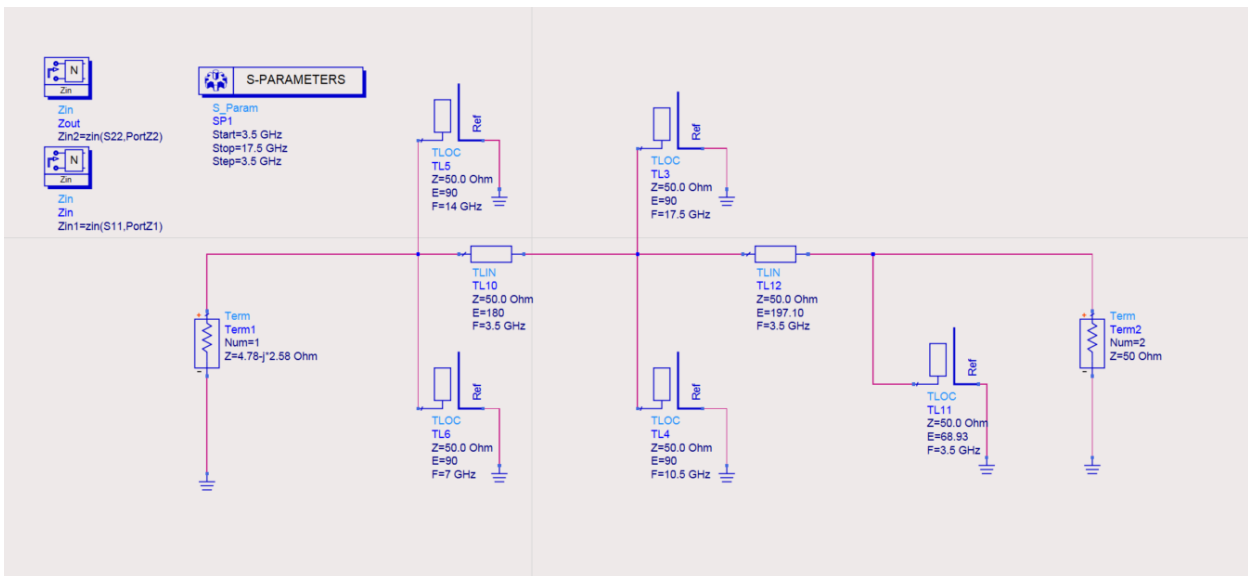


Figura 5-17. Simulación de parámetros S de la red de adaptación de salida.

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	Zin1
3.500 GHz	0.475 / -61.596	0.880 / -56.773	0.880 / -56.773	0.475 / 128.051	4.785 - j2.581
7.000 GHz	1.000 / -123.284	1.964E-10 / 5.535	1.964E-10 / 5.535	1.000 / 134.355	2.500E-9 - j2.794E-15
10.50 GHz	1.000 / -123.284	3.497E-10 / -45.141	3.497E-10 / -45.141	1.000 / 33.002	2.500E-9 - j5.000E-9
14.00 GHz	1.000 / -123.284	2.936E-11 / 22.855	2.936E-11 / 22.855	1.000 / 168.994	2.500E-9 - j2.794E-15
17.50 GHz	1.000 / -123.284	2.692E-10 / -42.188	2.692E-10 / -42.188	1.000 / 38.907	2.500E-9 - j5.000E-9

Figura 5-18. Simulación de parámetros S de la red de adaptación de salida.

En la Figura 5-18 podemos observar como la red de adaptación de salida cortocircuita los armónicos 2, 3, 4 y 5. A diferencia de la red de adaptación de entrada, en esta hemos tenido que modificar los valores de longitud eléctrica de TL12 y TL11 para obtener la impedancia deseada a la salida del transistor.

Para obtener dichos valores se ha realizado un proceso de simulación y prueba hasta encontrar los valores adecuados. (Véase Figura 5-17)

Una vez diseñada las redes de adaptación a la entrada y salida procedemos a realizar nuevamente la simulación de balance armónico para comprobar si mejora la PAE.

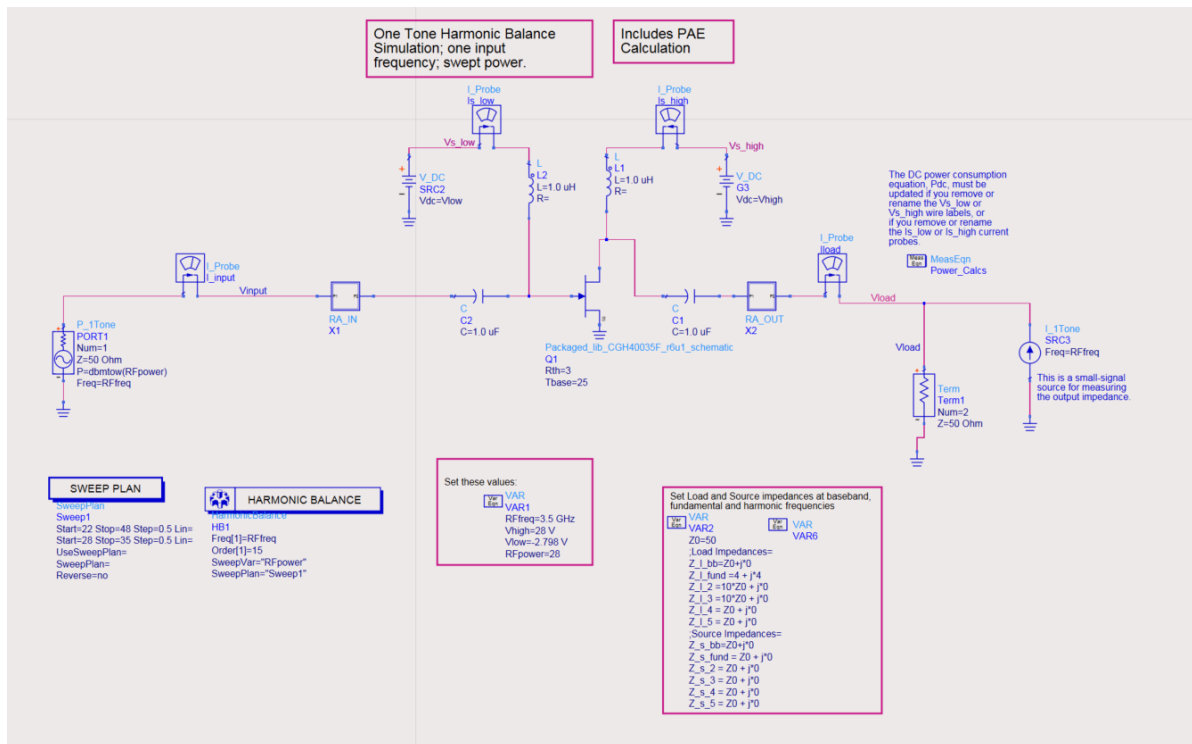


Figura 5-19. Simulación de parámetros S de la red de adaptación de salida.

Con referencia a la Figura 5-19, los bloques RA_IN y RA_OUT incluyen las redes de adaptación de impedancias de entrada y salida respectivamente.

Como podemos observar en la Figura 5-20 y comparando los resultados con la Figura 5-14 las redes de adaptación de entrada y salida mejoran la PAE para todas las potencias de entrada disponibles. Destacamos que con las redes de adaptación hemos mejorado la PAE para una entrada de 28 dBm desde el 17 % hasta el 58.109 %.

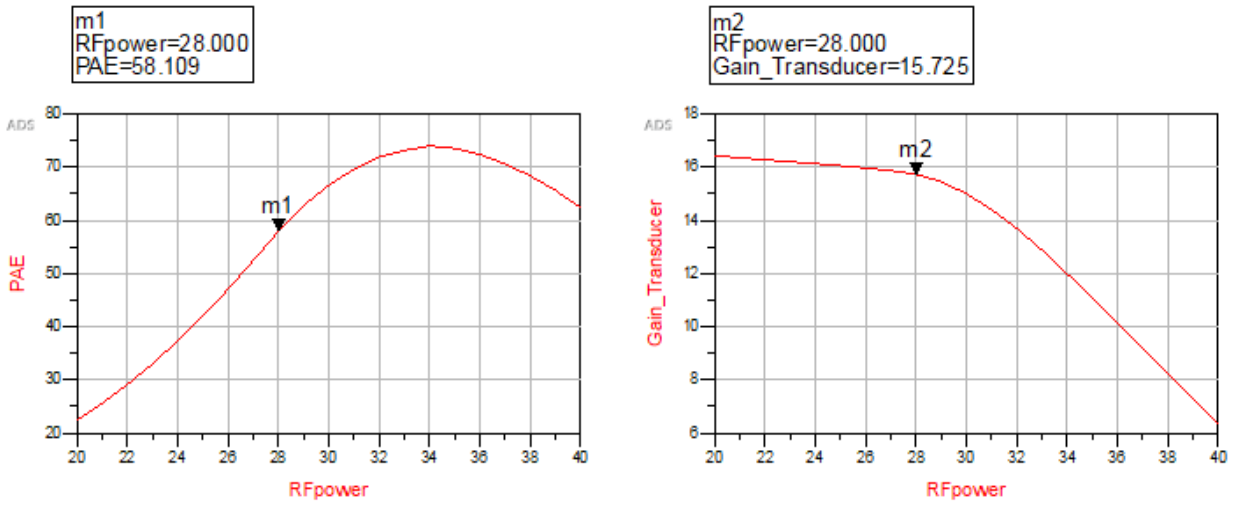


Figura 5-20. Resultados PAE y ganancia de transducción del balance armónico de 1 tono con redes de adaptación a la entrada y salida.

Available Source Power dBm	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Power-Added Efficiency, %	DC Power Consumpt. Watts	High Supply Current	Thermal Dissipation Watts
18.000	34.578	16.578	16.809	16.733	0.598	13.920
18.500	35.044	16.544	18.189	17.212	0.615	14.081
19.000	35.507	16.507	19.608	17.761	0.634	14.279
19.500	35.967	16.467	21.060	18.381	0.658	14.510
20.000	36.427	16.427	22.559	19.071	0.681	14.789
20.500	36.888	16.388	24.119	19.825	0.708	15.043
21.000	37.347	16.347	25.754	20.638	0.737	15.323
21.500	37.808	16.308	27.469	21.513	0.768	15.603
22.000	38.270	16.270	29.278	22.447	0.802	15.875
22.500	38.733	16.233	31.184	23.442	0.837	16.132
23.000	39.197	16.197	33.192	24.502	0.875	16.389
23.500	39.661	16.161	35.302	25.631	0.915	16.583
24.000	40.125	16.125	37.512	26.835	0.958	16.789
24.500	40.588	16.088	39.817	28.121	1.004	16.924
25.000	41.049	16.049	42.209	29.495	1.053	17.045
25.500	41.509	16.009	44.681	30.965	1.108	17.130
26.000	41.968	15.968	47.245	32.530	1.162	17.181
26.500	42.421	15.921	49.907	34.188	1.221	17.125
27.000	42.878	15.878	52.648	35.931	1.283	17.015
27.500	43.338	15.838	55.410	37.760	1.348	16.833
28.000	43.725	15.725	58.109	39.608	1.415	16.592
28.500	44.109	15.609	60.650	41.433	1.480	16.304
29.000	44.450	15.450	62.945	43.147	1.541	15.988
29.500	44.743	15.243	64.959	44.680	1.598	15.658
30.000	44.993	14.993	66.728	45.995	1.643	15.304
30.500	45.207	14.707	68.312	47.115	1.683	14.930
31.000	45.394	14.394	69.735	48.084	1.717	14.553
31.500	45.558	14.058	70.970	48.927	1.747	14.203
32.000	45.692	13.692	71.958	49.645	1.773	13.922

Figura 5-21. Resultados del balance armónico de 1 tono con redes de adaptación a la entrada y salida.

6 ENVELOPE TRACKING

6.1 Introducción

De acuerdo con la sección 3.2.5 recordamos que Envelope Tracking es una técnica para mejorar el nivel de eficiencia del amplificador de potencia. Esta permite suministrar potencia al amplificador dinámicamente, controlada a través de un detector de envolvente de la señal de RF que pasa a través de este. En los amplificadores convencionales, la potencia suministrada es descrita por un voltaje DC fijado en el drenador.

En este capítulo pretendemos utilizar módulos básicos de las librerías de ADS para poder integrar un amplificador de potencia en una arquitectura Envelope Tracking. Al mismo tiempo, se comprobará de manera práctica que efectivamente la inclusión de nuestro amplificador en una arquitectura con Envelope Tracking mejora la PAE del sistema.

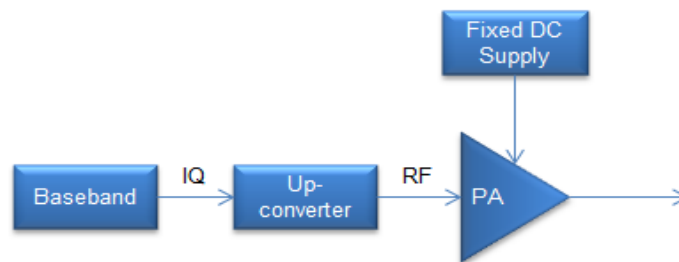


Figura 6-1. Diagrama de bloques de un amplificador convencional [16].

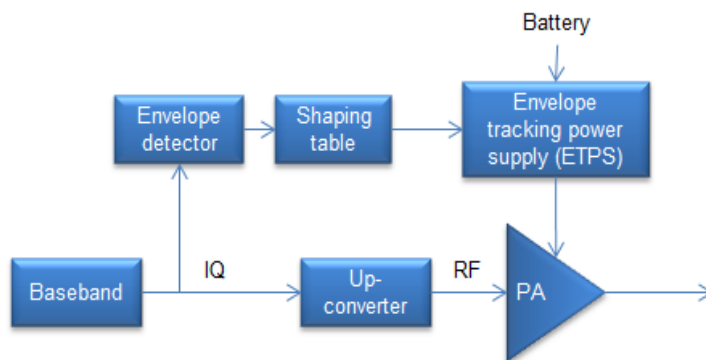


Figura 6-2. Diagrama de bloques con la técnica Envelope Tracking [16].

En la figura 6-1 tenemos un diagrama de bloques para un amplificador convencional, donde el voltaje del drenador del amplificador de potencia tiene un valor fijo. La señal en banda base es modulada en RF para estimular la entrada del amplificador. En este tipo de esquemáticos la eficiencia depende de la función de distribución de la forma de onda de la señal de entrada. Tal y como venimos discutiendo a lo largo del trabajo con el voltaje del drenador fijo se disipa parte de la energía en forma de calor, ya que la eficiencia depende directamente de si la forma de onda es constante o variable, no siendo esto tan eficiente como si se hiciera un seguimiento de envolvente en el que la alimentación del drenador varíe en función de la señal de entrada, tal y como veremos a continuación.

En la figura 6-2 se presenta el diagrama de bloques para la arquitectura de Envelope Tracking. En este diagrama se configura un bloque que detecta la envolvente de la señal en banda base, este detector de envolvente suministra información para la Shaping table, la cual recordamos que esta diseñada para tratar de suministrar dinámicamente el voltaje que hace que el sistema sea lo más eficiente posible. Finalmente se suministra dinámicamente una tensión al drenador que tiene como objetivo maximizar la eficiencia. Estas tablas requieren de mucho esfuerzo por parte de los diseñadores de amplificadores pues básicamente te dicen como es el sistema. Las tablas de modelaje son necesarias porque no siempre seguir la forma de onda de la señal de entrada te garantiza que sea el valor óptimo que mejora la eficiencia, aunque como veremos en este trabajo, aun prescindiendo de estas tablas es notorio que el seguimiento de envolvente también mejora la eficiencia en cierta medida.

Para las simulaciones que se van a realizar en este apartado se han utilizado componentes ideales, pues el objetivo no es en sí realizar un prototipo fiel a la realidad, si no más bien como el uso de esta técnica ayuda a ahorrar costes del sistema. También por simplicidad no se han diseñado las tablas de modelaje, de modo que, tal como comentamos en el capítulo 3 la polarización del transistor será una réplica fiel de la envolvente compleja de la señal de entrada. Para obtener la potencia que se debe suministrar al transistor y que maximizan la eficiencia además de las tablas de modelaje, también se debería tener en cuenta el sincronismo entre las señales de entrada y salida, pero esto queda fuera del alcance de este trabajo. Esto quiere decir que, aunque nos tengamos en cuenta estas consideraciones, vamos a seguir apreciando como suministrar potencia dinámicamente al transistor, teniendo como referencia la señal de entrada, mejora según el tipo de señal a la entrada la PAE del sistema.

Gracias a la herramienta ADS de keysight hemos podido realizar simulaciones de balance armónico, realizando también barridos en potencia para tener una visión mas amplia del comportamiento de nuestro amplificador, tal como se ha trabajado en el capítulo 5 para el diseño del amplificador de potencia en pequeña y gran señal. Junto a la figura de cada esquemático se comentan los componentes que han sido utilizados y la función que desempeñan en la simulación. En algunas de las siguientes simulaciones se realizará un barrido para obtener una visión más general de la PAE del sistema, aunque vamos a puntualizar siempre en una entrada de 28 dBm. Hacemos fijación a esta potencia de entrada porque es la que nos indica cuando nuestro amplificador deja de comportarse de manera lineal. Para señales altamente complejas, como una señal LTE, es necesario garantizar la linealidad para no perder la información de la señal.

En un primer momento vamos a realizar una simulación con una señal de entrada de 1 tono, con y sin la arquitectura ET. Analizaremos sus resultados y comentaremos si merece la pena el uso de esta técnica para la señal de entrada seleccionada. Posteriormente, utilizaremos un nuevo esquemático para introducir como señal de entrada 2 tonos separados 5 MHz, igualmente le aplicaremos la arquitectura ET y analizaremos sus resultados.

Una vez realizadas estas dos simulaciones, pasaremos a analizar una señal LTE, hablaremos sobre los parámetros que hemos modificado de esta señal para que tenga un PAPR más elevado, lo que hace que para un sistema convencional empeore la PAE.

Por último, tomaremos esta señal LTE como señal de entrada a nuestro sistema y se realizará una simulación con y sin la arquitectura ET para contrastar sus resultados.

6.2 Simulación de envoltorio con un tono a la entrada

6.2.1 Señal de 1 tono con potencia de drenador fija

Para la simulación de un tono vamos a recuperar el esquemático utilizado en los capítulos anteriores (Véase Figura 6-3), con las redes de adaptación de entrada y salida incluidas.

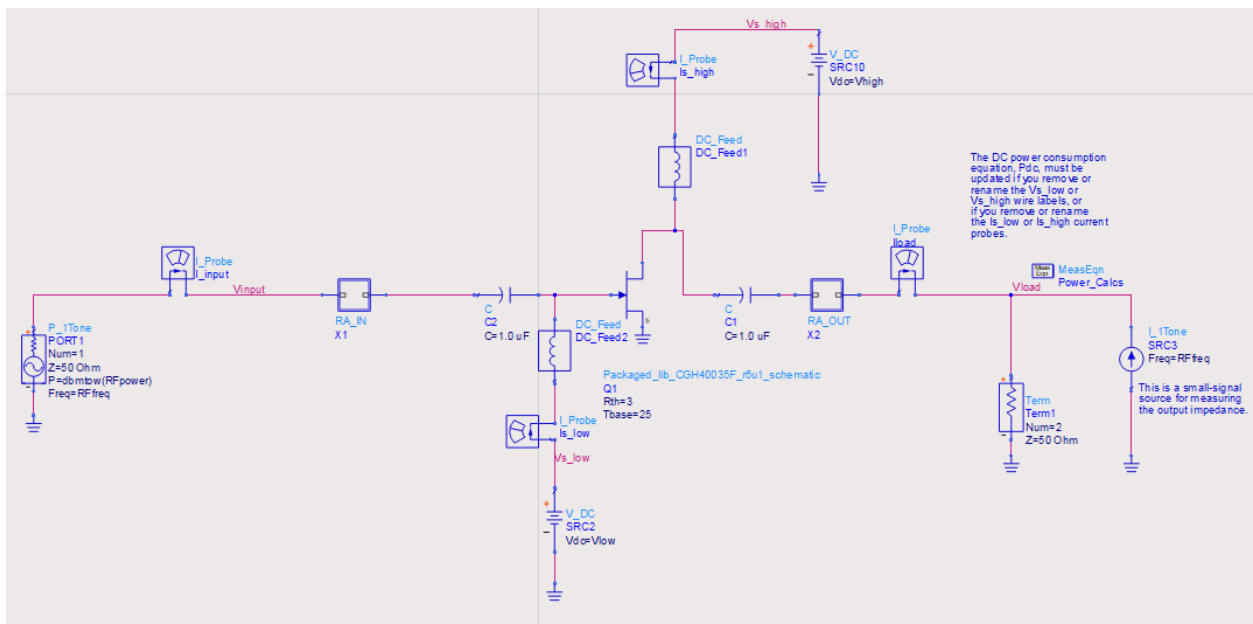


Figura 6-3. Esquemático para la simulación de 1 tono con drenador fijo.

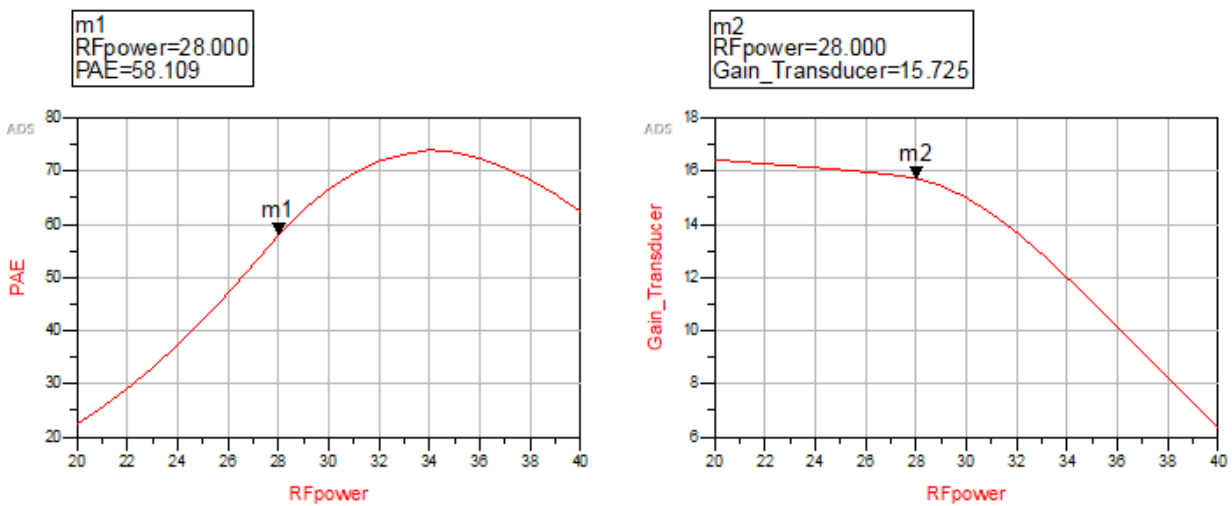


Figura 6-4. Resultados de la simulación de un tono con drenador fijo.

En la Figura 6-4 nos centramos en el valor de entrada de 28 dBm que nos interesa, obtenemos un valor de PAE del 58.109%. Veamos que pasa cuando se incluye la arquitectura ET.

La Figura 6-5 muestra el diagrama de bloques para la arquitectura ET.

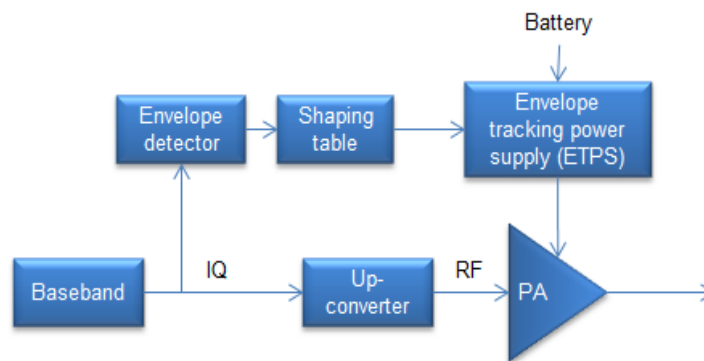


Figura 6-5. Diagrama de bloques con la técnica Envelope Tracking.

El detector de envolvente se puede identificar en los siguientes esquemáticos mediante los bloques IQ_ModTuned y el demodulador AM_DemodTuned. Identificados como MOD2 y DEMOD1 respectivamente. (Véase Figura 6-6)

El componente MOD2 es un modulador sintonizado que selecciona el armónico de entrada definido por la frecuencia F_{nom} especificada y lo modula de acuerdo con las entradas de modulación I (en fase) y Q (cuadratura).

Si no hay una frecuencia armónica de análisis lo suficientemente cercana a la frecuencia F_{nom} , se emite una advertencia y la salida es 0. Las tres impedancias de entrada son infinitas; R_{out} establece la impedancia de salida y está limitada a un valor mínimo de 0.1 Ohm.

El portador de RF se inyecta en el pin 1; I los datos se inyectan en el pin 3; Los datos Q se inyectan en el pin 4. La señal modulada resultante está presente en el pin 2. La portadora de RF debe ser una fuente en el dominio de frecuencia; Las señales de modulación deben ser una fuente en el dominio de tiempo.

El componente DEMOD1 es un demodulador sintonizado que selecciona el armónico de entrada más cercano a la frecuencia F_{nom} especificada y genera una señal de salida de banda base igual a la amplitud instantánea de la frecuencia portadora seleccionada.

Si no hay una frecuencia armónica de análisis lo suficientemente cercana a la frecuencia F_{nom} , se emite una advertencia y la salida es 0. La impedancia de entrada es infinita; R_{out} establece la impedancia de salida y está limitada a un valor mínimo de 0.1 Ohm.

Este modelo genera solo el valor absoluto de la entrada porque la parte imaginaria de las señales de banda base es 0 para simulaciones de envolvente de banda base.

El componente MULTI es un multiplicador de voltaje, y se usa para adaptar la salida del demodulador a los 28 V de operación del amplificador de potencia. Este dispositivo tiene la peculiaridad de que se ve afectado por el circuito que está conectado en su puerto de salida, por lo que se ha ajustado su resistencia de salida en todas las simulaciones para que se adapte a la impedancia que se ve desde el drenador.

6.2.2 Señal de 1 tono con Envelope Tracking

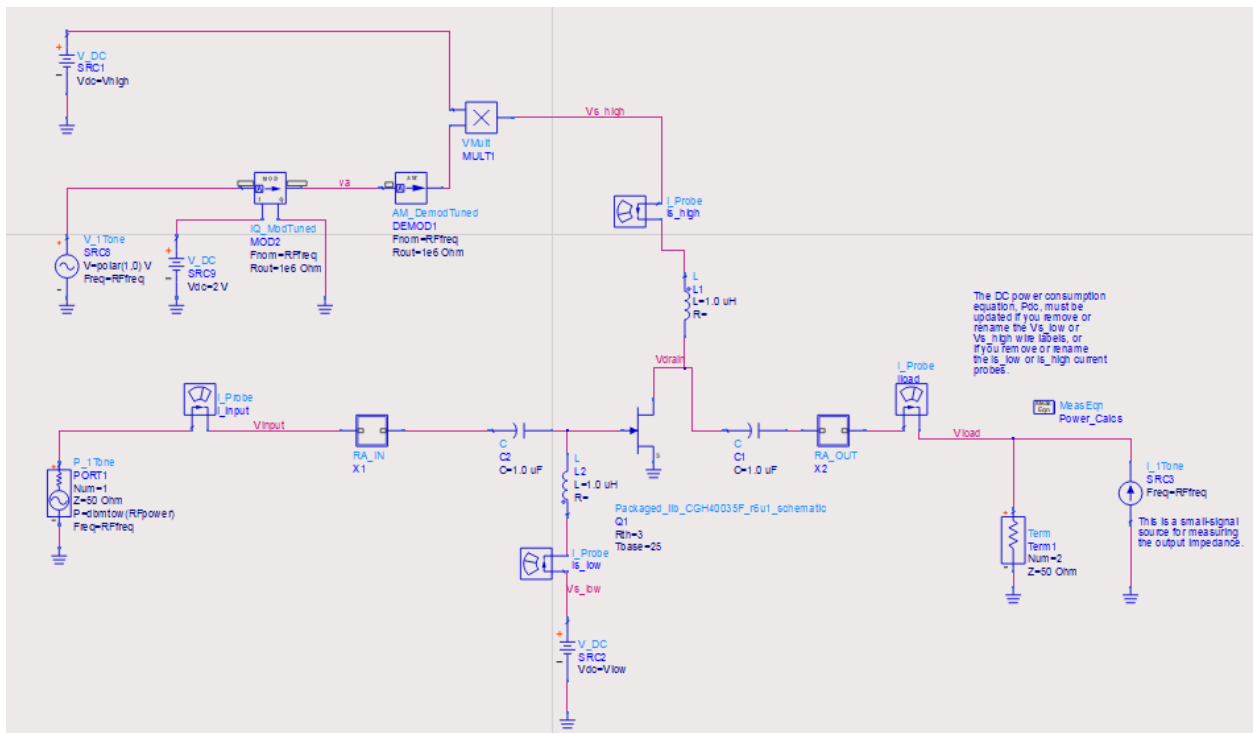


Figura 6-6. Esquemático para la simulación de 1 tono con arquitectura ET.

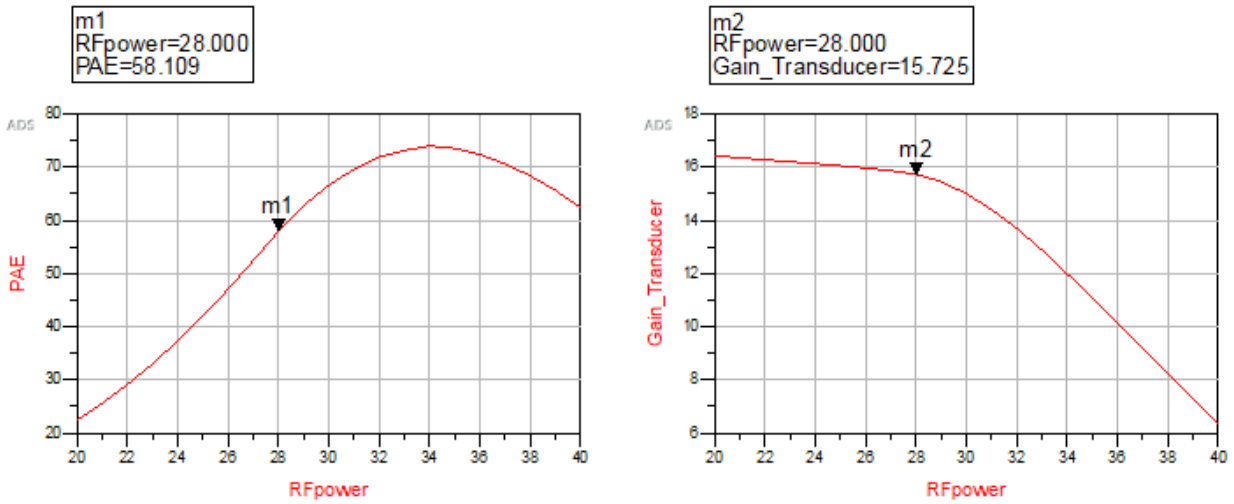


Figura 6-7. Resultados para la simulación de 1 tono con arquitectura ET.

En el bloque del modulador se esta inyectando una forma de onda constante, por lo que la tensión de drenador V_s high siempre vale 28 V tal como se muestra en la Figura 6-8. En la Figura 6-7 podemos observar las consecuencias de este hecho, al no variar la envolvente con el tiempo, los resultados de aplicar o no la técnica ET con una señal de 1 tono son los mismos que si no utilizamos dicha técnica. Esto es equivalente al no modularse la polarización de drenador. Para una entrada de 28 dBm el valor de la PAE sigue siendo del 58.109%.

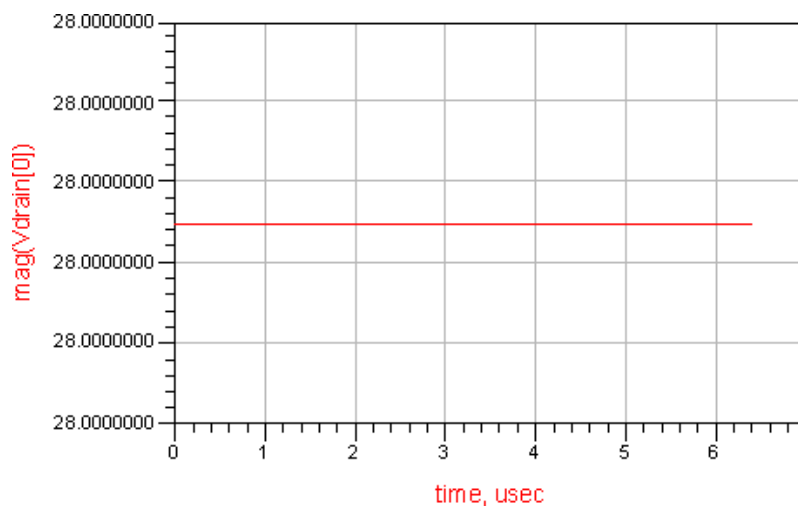


Figura 6-8. Representación temporal de la forma de onda de alimentación del amplificador con ET.

6.3 Simulación de envoltente con dos tonos a la entrada

En el apartado anterior vimos que la técnica ET para una señal de un tono no mejora la PAE debido a que la tensión del drenador es siempre +28V, esto se debe a que la envoltente no varía con el tiempo. En este apartado vamos a analizar que pasa cuando la señal de entrada es una señal con dos tonos separados 5 Mhz.

6.3.1 Señal de 2 tonos con polarización de drenador fija

En la siguiente simulación se necesita una señal de envoltente variable en el tiempo. La señal que representa la envoltente correspondiente a una señal de dos tonos es un coseno de frecuencia df . Donde df corresponde a un valor que es la mitad de la diferencia entre los dos tonos:

$$A \cos(2\pi df)$$

Para realizar la simulación se ha muestreado la señal coseno de la diferencia a través de un fichero generado en Matlab. Posteriormente este fichero se lee a través del componente VtUserDef el cual genera la estimulación necesaria en el bloque modulador para que se obtenga la señal deseada. Entre las opciones disponibles dentro de ADS se ha seleccionado el componente DAC1 por la facilidad a la hora de obtener datos de funciones muestreadas, este contiene una tabla con valores de tiempo y voltaje que representa dicha señal sinusoidal con frecuencia igual a la mitad de 5 MHz.

En la Figura 6-10 podemos observar la separación de 5 MHz entre los dos tonos. La potencia suministrada en P_1Tone es de 28 dBm y el voltaje en el drenador es fijo con valor igual a 28 V. (Véase Figura 6-9)

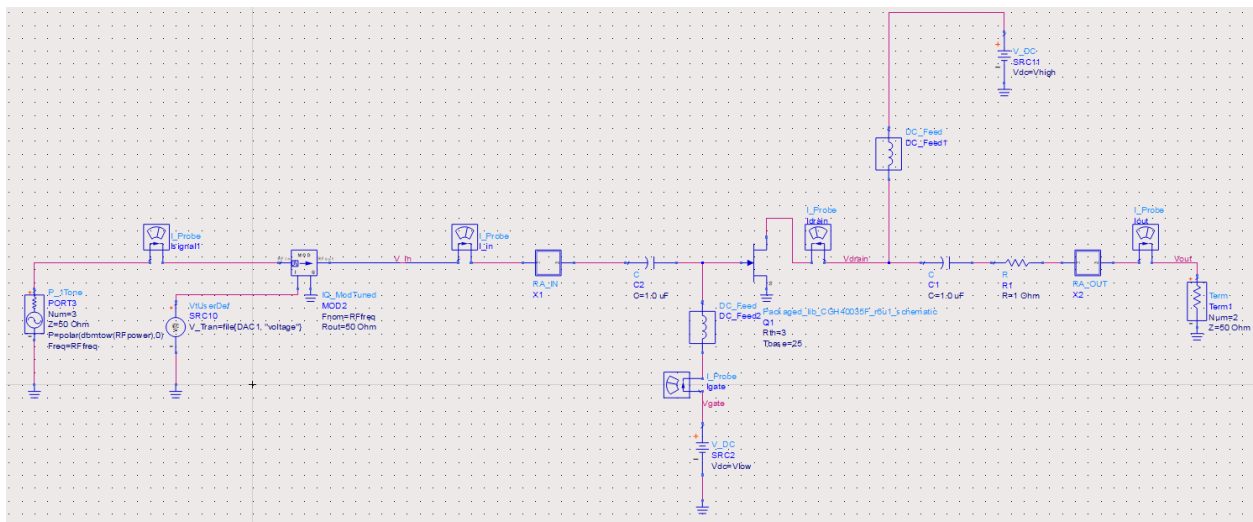


Figura 6-9. Esquemático para dos tonos a la entrada y drenador fijo.

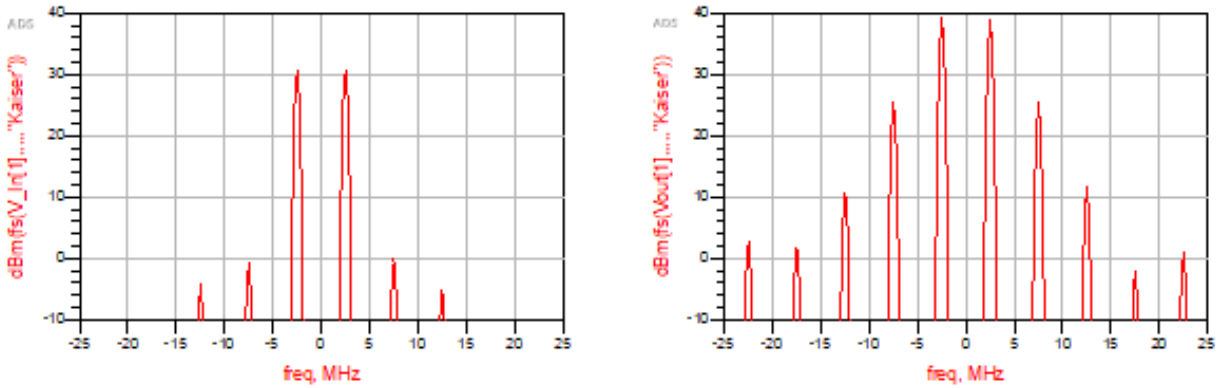


Figura 6-10. Representación espectral en dBm de las señales de entrada V_{in} y V_{out} .

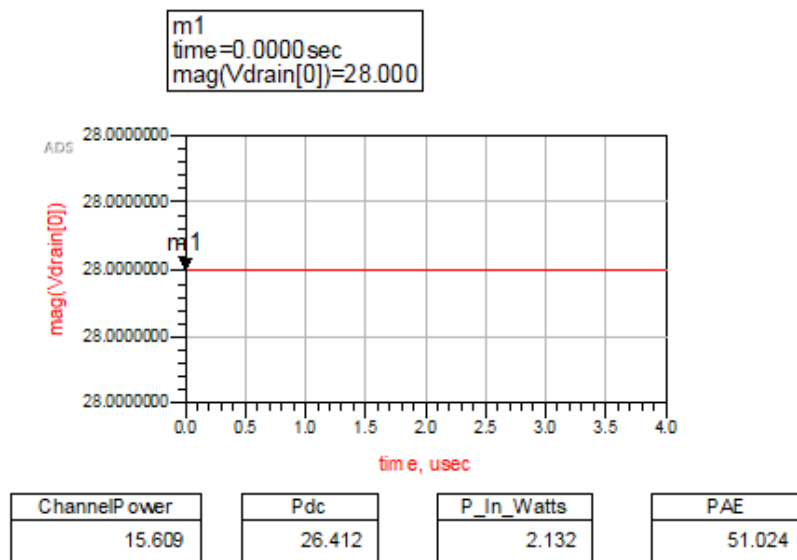


Figura 6-11. Resultados de la simulación de envolvente con dos tonos a la entrada y drenador fijo.

En la Figura 6-11 se observa, como era de esperar, que la tensión en el drenador V_{drain} es de 28V. Para una tensión fija de 28V y una potencia de 28 dBm la PAE obtenida con una señal de dos tonos separados 5 MHz es del 53.742%. Vamos a analizar ahora como es la forma de onda que se obtiene en el drenador cuando se emplea ET.

6.3.2 Señal de 2 tonos con Envelope Tracking

En la figura 6-12 se presenta el esquemático para aplicar Envelope Tracking para la estimulación con dos tonos. En dicho esquemático hemos replicado la señal modulada a la entrada del sistema para demodularla tal como hace un detector de envolvente, la salida de dicho detector de envolvente esta normalizada y es necesario multiplicarla por los 28V de operación del amplificador, para que en los picos de la señal el amplificador trabaje a máxima potencia. Esto se realiza a través del componente MULTI que multiplica la salida del demodulador con los 28 V suministrador en SRC1

La forma de onda de alimentación del amplificador que esperamos debe seguir la forma de un coseno rectificado que obtiene su valor máximo en 28V.

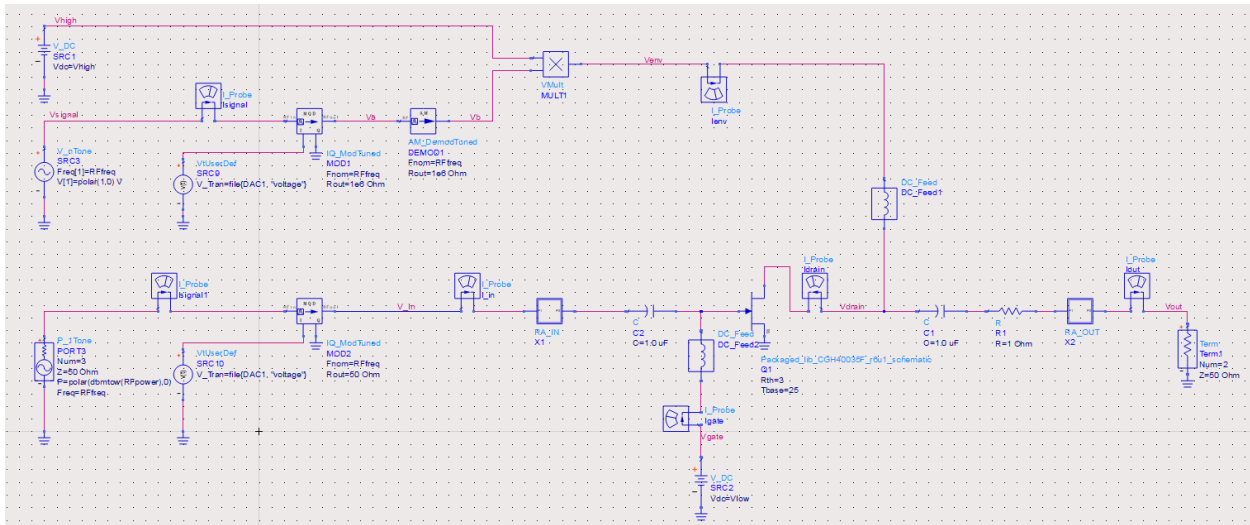


Figura 6-12. Esquemático con dos tonos a la entrada y drenador variable.

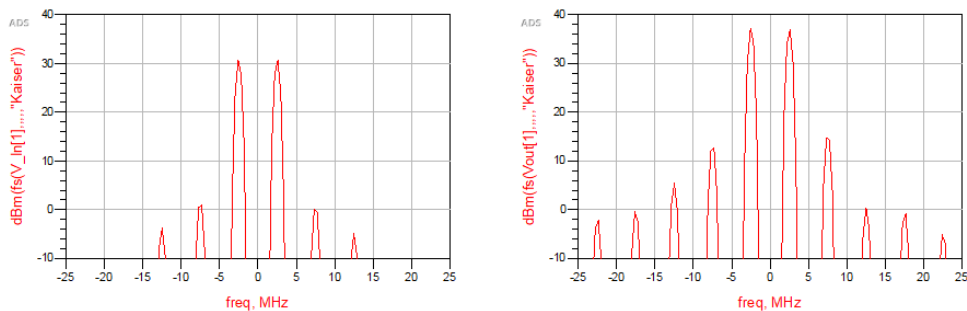


Figura 6-13. Representación espectral en dBm de las señales de entrada V_{in} y V_{out} .

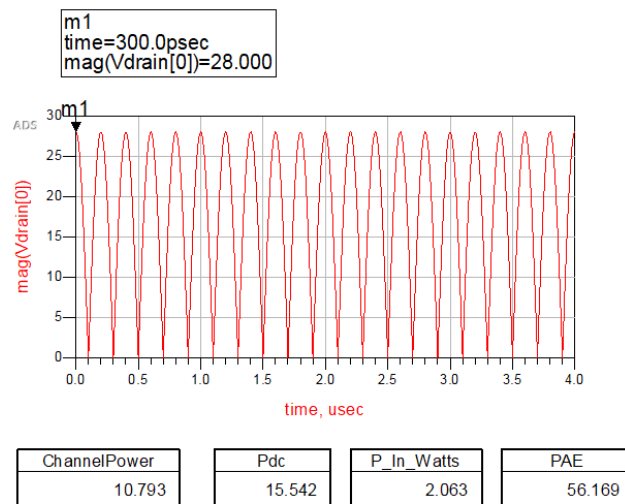


Figura 6-14. Resultados de la simulación de envolvente con dos tonos empleando Envelope Tracking.

Podemos comprobar en la figura 6-14 que este resultado es el esperado, además, comparando con el esquemático en el que se usa una alimentación de drenador fija, podemos observar que la PAE aumenta desde el 51.024% en el caso con drenador fijo al 56.169% aplicando Envelope Tracking.

6.4 Examinando una señal LTE de prueba

Hasta entonces se han utilizado señales básicas para comprobar el comportamiento de nuestro sistema, en este apartado vamos a utilizar las librerías de ADS para diseñar y analizar una señal LTE que posteriormente tomaremos como señal de entrada a nuestro amplificador.

Este análisis de la señal de prueba siempre es necesario para conocer como se comporta nuestro sistema de seguimiento de envolvente.

El esquemático de la Figura 6-15 es una configuración de simulación del ejemplo ADS: LTE / LTE_FDD_UL_Tx_wrk / LTE_UL_TxEVM. (Por supuesto, hay muchas otras señales moduladas disponibles en las Bibliotecas inalámbricas de ADS).

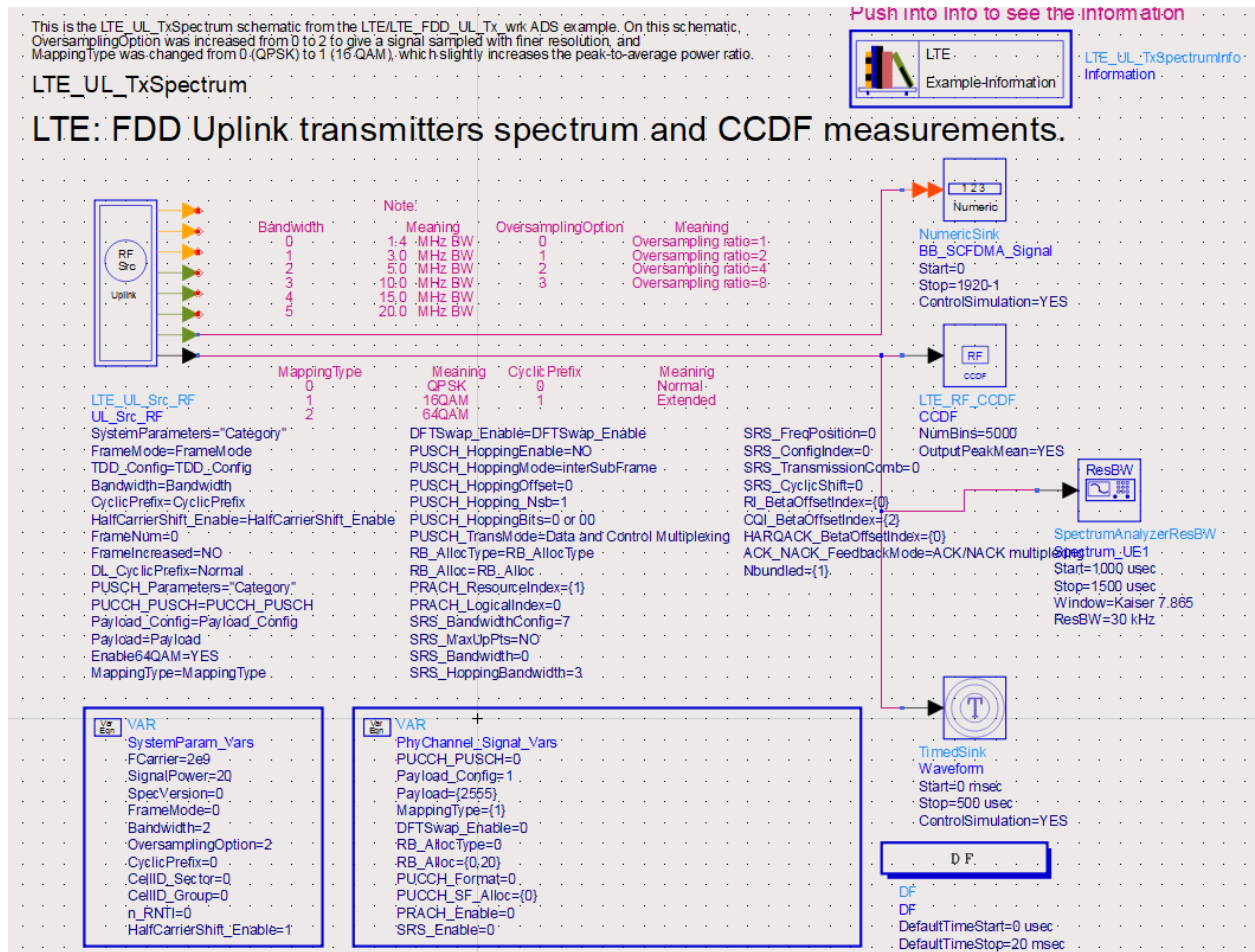


Figura 6-15. Esquemático con la configuración de una señal LTE

Se ha agregado un TimedSink para registrar el voltaje a través de la resistencia de carga de 50 ohmios. Esto es para que podamos observar la potencia de la fuente en función del tiempo. OverSamplingOption ha sido incrementado de 0 a 2 para darle a la señal una resolución más fina. MappingType se ha cambiado de 0 (QPSK) a 1 (16 QAM), lo que incrementa significativamente el PAPR. Los resultados de la simulación de la señal de prueba se muestran en la Figura 6-16 y Figura 6-17 respectivamente.

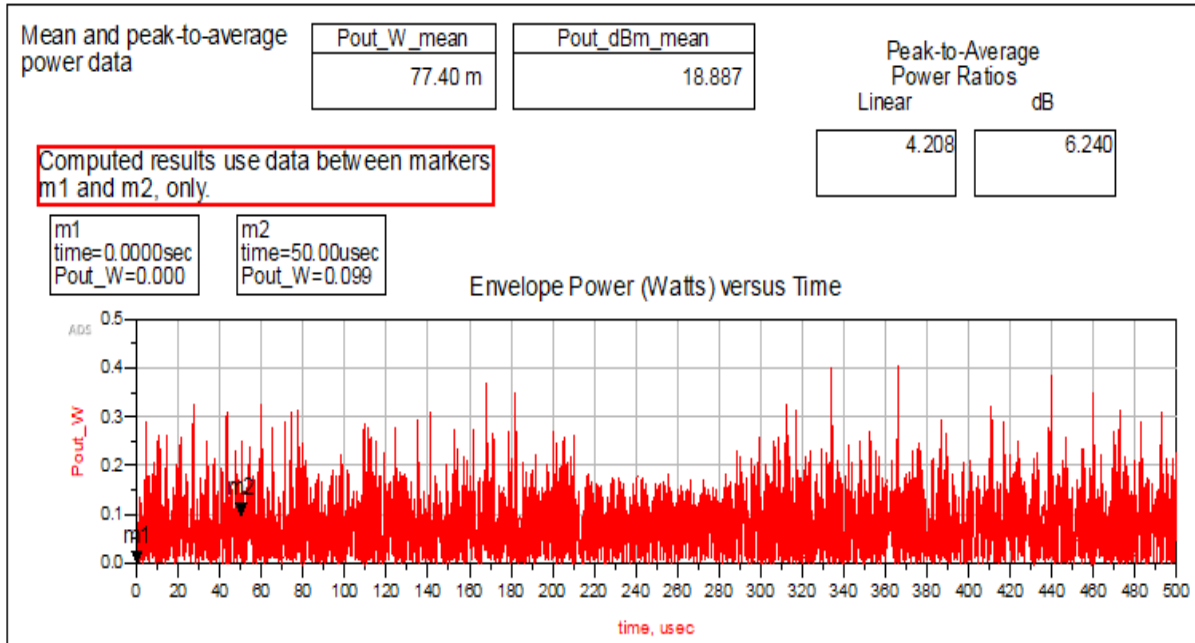


Figura 6-16. Medidas de la señal LTE de prueba

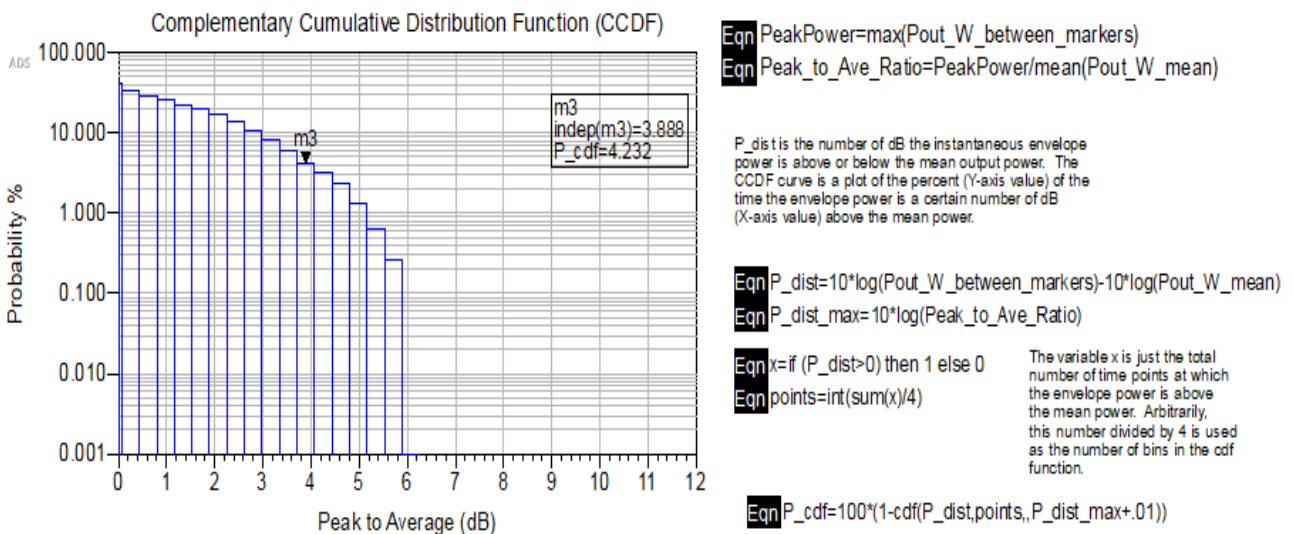


Figura 6-17. Medidas de la señal LTE de prueba

Observamos que la señal tiene un PAPR de 6.240 dB, con una potencia de salida de 18 dBm, esta potencia se ha aumentado incrementando la potencia de la señal en los parámetros del sistema para que el promedio de la señal de entrada sea 28 dBm. En el siguiente apartado se muestra como hay que configurar la ganancia para aumentar la potencia promedio de la señal.

6.5 Simulación de envolvente con una señal LTE de prueba

Como última prueba vamos a estimular nuestro sistema con la señal LTE de prueba que hemos estudiado en el apartado anterior. Sabemos que esta señal tiene una potencia de salida media de 18 dBm, lo que no se ajusta a los 28 dBm que hemos tenido en cuenta como referencia a lo largo de este proyecto. Por ello se ha configurado una ganancia en el bloque de VtDataSet para obtener el valor deseado siguiendo las siguientes instrucciones:

1. Se ejecuta una simulación con Ganancia = algún valor inicial, X_0 .
2. Se establece la ganancia $Gain = X_0 * (10 ** ((Y-Y_0) / 20))$, donde Y_0 es la potencia entregada en dBm cuando $Gain = X_0$.

Dado que el amplificador de potencia puede estar funcionando de manera no lineal, es posible que deba repetir este procedimiento hasta que alcance la potencia deseada.

6.5.1 Señal LTE con drenador fijo

Para esta simulación utilizamos la señal LTE ya testada en el apartado anterior. Para ello se hace uso del componente VtDataSet, que lee los datos que se han guardado en LTE_UL_TxSpectrum.ds con los datos de la simulación el apartado anterior. Se utiliza el componente VCVS (Voltage-Controlled Voltage Source) modela una fuente de voltaje controlada por voltaje lineal. Este es un modelo fuente puramente lineal y dependiente.

En la Figura 6-18 se muestra el esquemático para la simulación con drenador fijo. La amplitud de la señal de entrada se puede ampliar o minimizar ajustando el valor de la ganancia.

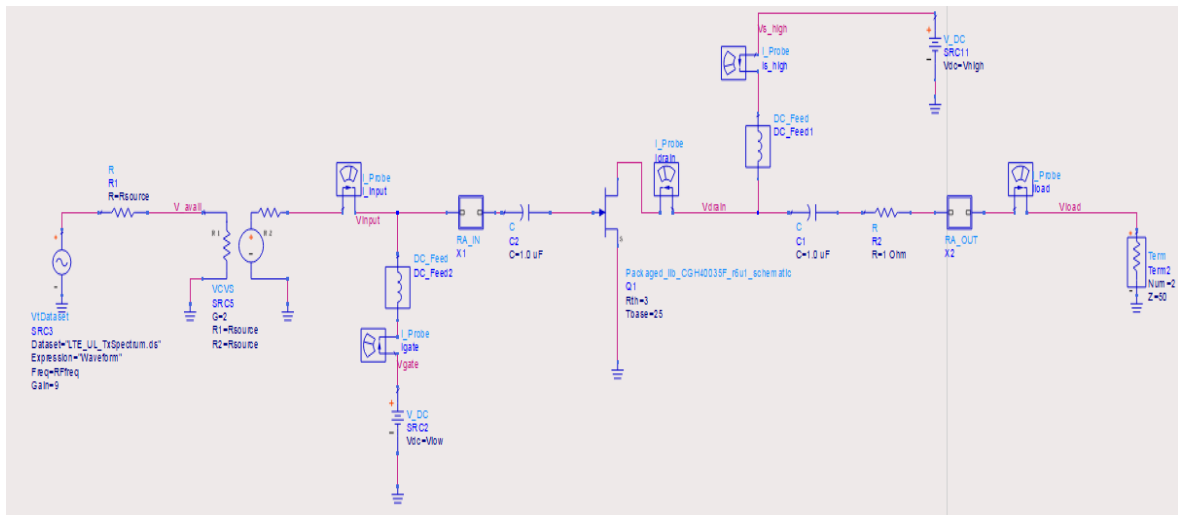


Figura 6-18. Esquemático con LTE a la entrada y drenador fijo.

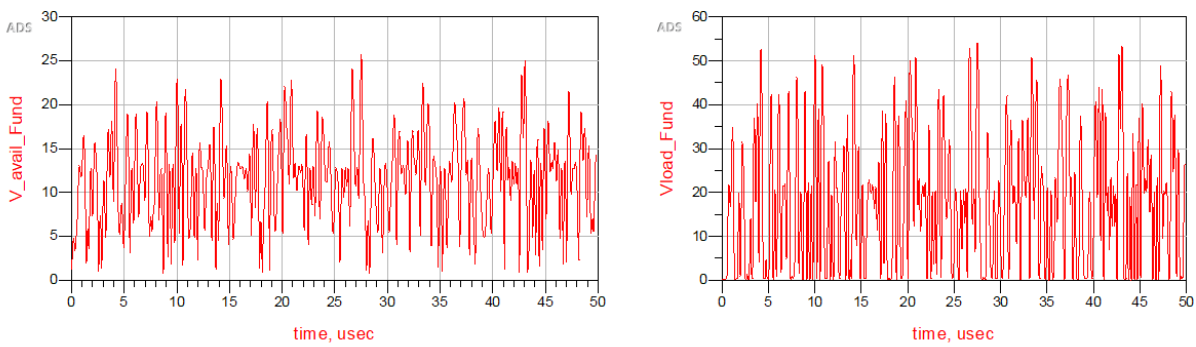


Figura 6-19. Representación en el tiempo de las señales de entrada V_{in} y V_{out} .

En la Figura 6-20 podemos observar los resultados de la PAE, así como la forma de onda temporal del drenador. En este caso, como en todos los casos con drenador fijo, la potencia entregada al amplificador es siempre constante y V_{s_high} siempre tiene un valor de 28V, lo que conlleva a un mayor desperdicio de energía. Obtenemos un valor de la PAE del 36.378%. También podemos observar que la ganancia del sistema es de aproximadamente 10 dB fijándonos en la Figura 6-19.

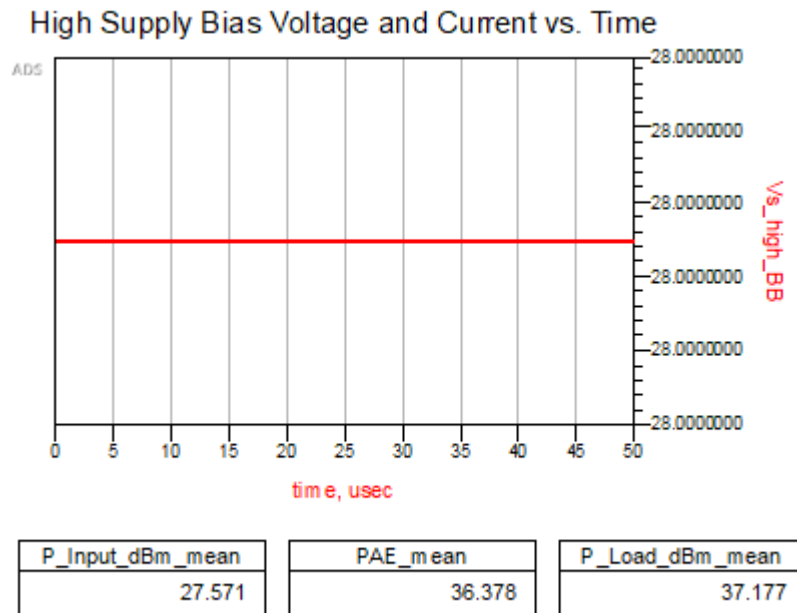


Figura 6-20. Resultado de la simulación con señal LTE y drenador fijo.

En la figura 6-21 se muestra una gráfica con la PAE y la distribución de potencia de la señal en la carga.

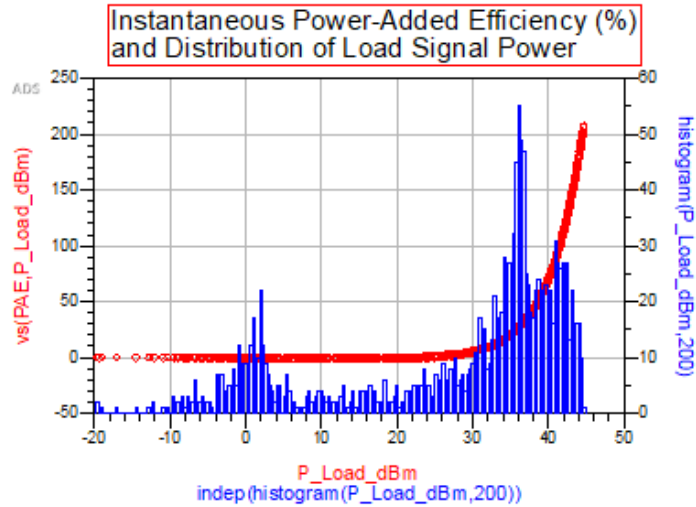


Figura 6-21. PAE junto con función de distribución de potencia en la carga.

6.5.2 Señal LTE con Envelope Tracking

Finalmente, para aplicar Envelope Tracking a nuestro sistema con la señal LTE de entrada, necesitaremos que la señal que recibe el demodulador se normalize y que posteriormente se ajuste a los 28V del punto de operación del amplificador, para ello se ha calculado previamente el valor máximo que tiene la señal LTE de prueba para modificar el voltaje suministrado en SRC1. Como resultado final esperamos que la forma de onda que alimenta al drenador sea la misma señal de entrada, pero esta ajustada para que en los picos máximos el amplificador trabaje a 28V.

Para realizar las simulaciones se ha utilizado el esquemático de la Figura 6-22 con los ajustes mencionados anteriormente.

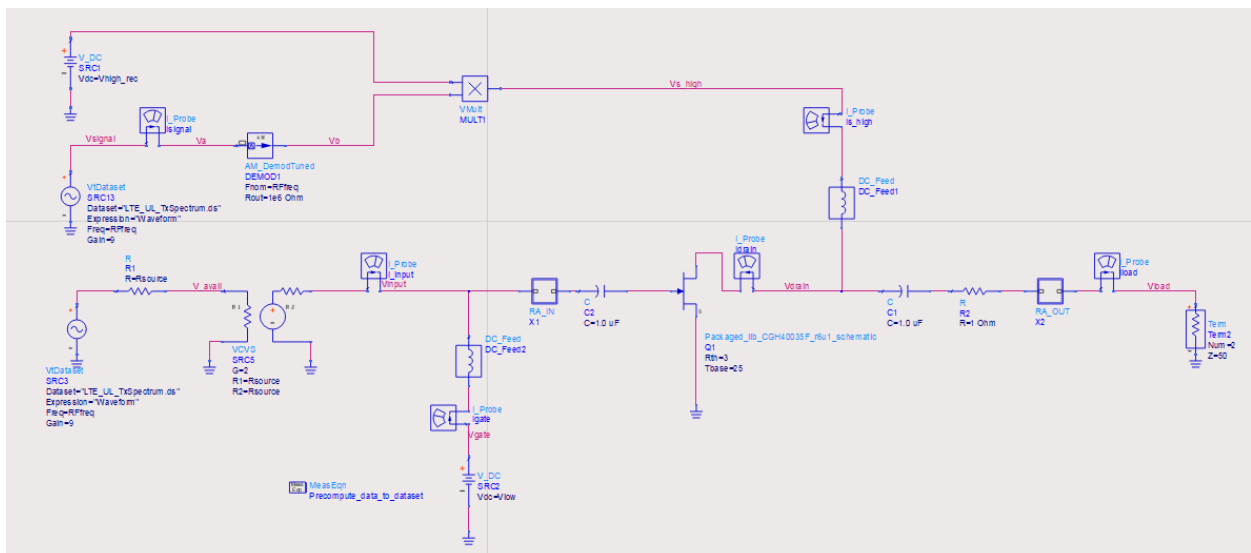


Figura 6-22. Esquemático con señal LTE a la entrada y Envelope Tracking.

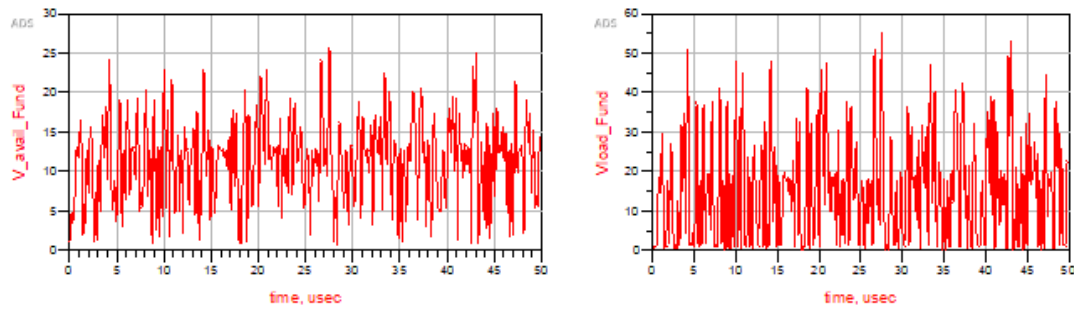


Figura 6-23. Representación en el tiempo de las señales de entrada V_{in} y V_{out} para LTE con Envelope Tracking

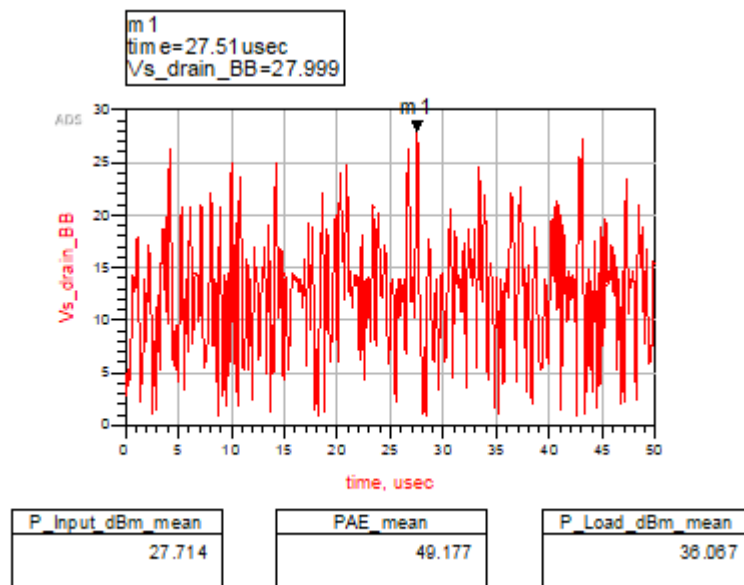


Figura 6-24. Resultado simulación LTE con Envelope Tracking

En la Figura 6-24 observamos la forma de onda temporal de la tensión en el drenador, es la misma que se inyecta a la entrada (Véase Figura 6-23), pero normalizada y con 28V en los picos de la señal. Igualmente vemos que la ganancia del sistema es de aproximadamente 10 dB. Comparando con la Figura 6-20 el valor de la PAE ha pasado de valer 36.378% a 49.177%, resultados muy significativos para tener en cuenta la aplicación del seguimiento de envolvente y reducir costes del sistema.

En la Figura 6-25 se muestra una gráfica con la PAE y la distribución de potencia de la señal en la carga.

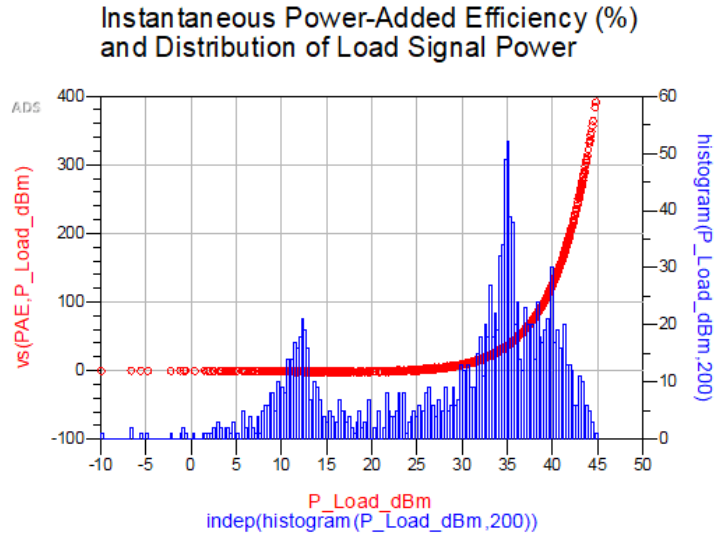


Figura 6-25. PAE junto con función de distribución de potencia en la carga.

Como se ha podido observar la PAE ha ido disminuyendo conforme se han ido introduciendo distintas señales de entrada al sistema, esto es debido a que la PAE es proporcional a la eficiencia del drenador η_d y ésta, a su vez, está relacionada con la función densidad de probabilidad de la eficiencia del drenador, PDF, $(\eta_d(A). p(A))$ [21]. Dependiendo de la forma de onda que tenga la función densidad de probabilidad, se obtienen valores diferentes cuando a la entrada se tiene un tono, dos tonos o una señal LTE.

$$\eta_d = \int_0^{A_{max}} \eta_d(A). p(A). dA \quad (VIII)$$

7 CONCLUSIONES

7.1 Conclusiones

Finalmente concluimos con este trabajo reafirmando que el uso de arquitecturas con la implementación de simulación de envolvente o Envelope Tracking en sistemas amplificadores ha mostrado que permite incrementar la eficiencia de un amplificador. Se han aportado componentes sencillos que permiten la simulación de la arquitectura y su aplicación a distintos escenarios.

Para llegar hasta este punto hemos tenido que utilizar un dispositivo comercial al que poner a prueba, el CGH40035F de la empresa Cree. Lo hemos caracterizado como clase AB, porque es muy buena elección para el diseño de amplificadores de potencia, ya que presenta un buen compromiso entre linealidad y eficiencia.

En este dispositivo hemos podido comprobar la importancia del diseño en pequeña y gran señal para optimizar figuras de mérito del sistema como la PAE o el EVM. Por ello hemos caracterizado el dispositivo encontrado los valores que lo hacían trabajar como clase AB. Hemos diseñado sus redes de adaptación de impedancias para obtener los valores que optimizan la PAE y su ganancia en potencia de saturación con la ayuda de los datos también suministrados por el fabricante.

Seguidamente pusimos a prueba este dispositivo con diferentes esquemáticos en ADS, herramienta primordial en el desarrollo de este proyecto, por sus guías tan completas, su sencilla interfaz y su abanico de posibilidades para las distintas simulaciones tanto de balances armónicos como de simulación de envolvente. En estos esquemáticos hemos usado 3 tipos de señales a la entrada del sistema, señales de 1 tono, de 2 tonos y por último una señal LTE. Hemos considerado siempre una potencia de entrada que hace que el sistema funcione de manera lineal, hecho de gran importancia para trabajar con señales tan complejas como las señales LTE.

Con las pruebas que hemos realizado, hemos dejado evidencia que el seguimiento de envolvente, como mínimo, iguala los cálculos de la PAE cuando la envolvente no varía con el tiempo, y que, además, cuando esta varía, siempre mejora la PAE.

Este hecho es muy importante, ya que como hemos visto en el proyecto, mejorar la PAE supone mejorar los costes de sistema y la vida útil de los dispositivos.

7.2 Futuras líneas de investigación

Este trabajo ha sido un estudio práctico en el que hemos podido comprobar como mejora la PAE aplicando la técnica Envelope Tracking. Hemos utilizado la señal de entrada del sistema para alimentar el drenador. Sin embargo, no siempre la señal de entrada es la señal ideal para obtener la máxima eficiencia del sistema. Por ello, una de las posibles líneas de investigación sería realizar el diseño de tablas de modelaje que apliquen una alimentación determinada según la señal que se recibe en el sistema. Con estas tablas de modelaje se puede trabajar para mantener siempre una ganancia de transducción constante o la ganancia de compresión.

Por otra parte, es importante tener en cuenta el sincronismo entre las señales de entrada y la señal de entrada a la alimentación del amplificador, por ello otra línea de investigación es crear los modelos matemáticos que permitan simular estos retrasos en la herramienta ADS para acercarnos lo máximo posible a la realidad.

Finalmente, la implementación física del amplificador en un laboratorio, con su previo estudio de layout utilizando la misma herramienta ADS, para comparar los resultados calculados teóricamente y los proporcionados por las placas impresas con los circuitos con Envelope Tracking y sin aplicar dicha técnica.

8 BIBLIOGRAFÍA

- [1] Rappaport Theodore S. “Wireless Communications: Principles and Practice”, Prentice Hall PTR, first edition, U.S.A. 1996, pp 116-119
- [2] Peter Asbeck, “Linear Power Amplifier”, Press IEEE, U.S.A. UCSD 1999.
- [3] <http://www1.frm.utn.edu.ar/aplicada3/apuntes/unidad7.pdf>
- [4] J. J. Murillo Fuentes, “Fundamentos de Radiación y Radiocomunicación”; Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Escuela Técnica Superior de Ingenieros, Universidad de Sevilla, 2007.
- [5] C. Nader, “Design of a power amplifier based on si-LDMOS for WiMAX at 3.5 GHZ”; Department of Technology, University of Gavle, June 2006.
- [6] <http://tutorialesdeelectronicaBasica.blogspot.com/2018/06/clases-de-amplificador-y-la.html>
- [7] R.L. Boylestad, L.Nashelsky, “Electrónica: Teoría de circuitos”; Prentice Hall-Pearson Educación, 6ª edición 1997.
- [8] <http://www.telecomhall.com/>
- [9] <https://www.quora.com/What-is-the-difference-between-OFDM-and-CDMA>.
- [10] L. R. Kahn, “Single-sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration”, IEEE Proc. of the IRE, Vol 40, No. 7, July 1952
- [11] D. C. Cox, “Linear Amplification with Nonlinear Components,” IEEE Trans. Comm., vol. 22, Dec. 1974.
- [12] C.P. Conrady, J.G. Mcrory, R.H. Johnston, “Low-memory digital signal component separator for LINC transmitters”. IEE Electronics Letters, March 2001
- [13] H. Chireix, “High power outphasing modulation. Proceedings of the Institute of Radio Engineers,” 1935. 23(11).
- [14] B. Stengel and W. R. Eisenstadt, “LINC power amplifier combiner method efficiency optimization,” IEEE Trans. Veh. Tech., vol. 49, no. 1, Jan. 2000
- [15] S. Chung, P. A. Godoy, T.W. Barton, E. W. Huang, D. J. Perreault, and J. L. Dawson, “Asymmetric Multilevel Outphasing Architecture for multi-standard transmitters,” IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2009. RFIC’09, Boston, MA, June 2009.
- [16] <http://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/n7614/Content/Main/Envelope%20Tracking%20Concept.htm>
- [17] R. J. TREW. “SiC and GaN transistors – is there one Winner for Microwave Power Applications?”, IEEE, 2002.
- [18] Umesh K.Mishra, Primit Parikh y Fi-Feng Wu. “AlGaN/GaN HEMTs-An Overview Of Device Operation And Application”, IEEE, 2002.
- [19] <https://www.wolfspeed.com/knowledge-center/article/benefits-of-gan-transistors>
- [20] <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/382/CGH40035.pdf>
- [21] Patrick Reynaert y Michiel Steyaert, “RF Power Amplifiers for Mobile Communications”, Springer, Netherlands, 2006, pp 22-24.