

Diseño en tecnología GaN de la etapa de potencia de un transmisor para el sistema de navegación aérea ADS-B

Emilio Torres Armas

Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

Área de Electrónica

Aleix López Antón

Carlos Monzo Sánchez

Enero 2020



Esta obra está sujeta a una licencia de Reconocimiento-
NoComercial-SinObraDerivada [3.0 España de Creative Commons](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/es/)

FICHA DEL TRABAJO FINAL

Título del trabajo:	<i>Diseño en tecnología GaN de la etapa de potencia de un transmisor para el sistema de navegación aérea ADS-B</i>
Nombre del autor:	<i>Emilio Torres Armas</i>
Nombre del consultor/a:	<i>Aleix López Antón</i>
Nombre del PRA:	<i>Carlos Monzo Sánchez</i>
Fecha de entrega (mm/aaaa):	<i>01/2020</i>
Titulación:	<i>Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación</i>
Área del Trabajo Final:	<i>Electrónica</i>
Idioma del trabajo:	<i>Español</i>
Palabras clave	<i>Automatic dependent surveillance – broadcast, Amplificador de potencia, Nitruro de Galio</i>

Resumen del Trabajo (máximo 250 palabras): *Con la finalidad, contexto de aplicación, metodología, resultados i conclusiones del trabajo.*

Durante los últimos años el tráfico aéreo no ha parado de crecer. Para poder gestionar todo este tráfico aéreo es necesario disponer de sistemas de navegación aérea que permitan optimizar el espacio aéreo, ya que este es limitado. Un sistema que ayudará a mejorar el uso de este espacio es el ADS-B. Gracias a este sistema será posible conocer en tiempo real la posición de las aeronaves, siendo posible reducir las distancia entre ellas.

En este TFM se pretende diseñar la etapa de potencia del transmisor embarcado en las aeronaves haciendo uso de transistores basados en Nitruro de Galio, aprovechando las ventajas que este semiconductor presenta frente a otros semiconductores como pueden ser el Silicio o el Arseniuro de Galio.

Como resultado de este trabajo final de máster se han obtenido dos posibles diseños para la etapa de potencia, reduciendo la complejidad de esta etapa al haber eliminado la etapa de

preamplificado al hacer uso del Nitruro de Galio.

Las simulaciones realizadas demuestran que ambos diseños son válidos para ser utilizados en el transmisor embarcado de ADS-B, logrando de esta manera cumplir los objetivos que se plantearon inicialmente con este TFM.

Abstract (in English, 250 words or less):

Air traffic has been continuously growing over the past few years. Given the obvious limitation of airspace, the need for air navigation systems which allow an optimal management of all that traffic is becoming more and more relevant. One of these systems is the ADS-B, which will help to provide real-time aircraft positions and therefore to reduce the distance between them.

The objective of this Master Thesis is to design the power stage for the ADS-B transmitter installed onboard using Gallium Nitride based transistors, since this semiconductor presents several advantages against others, such as Silicon or Gallium Arsenide.

Two candidate designs have been developed as a result of this Master Thesis. The power stage complexity has been reduced through the use of Gallium Nitride, that allowed to eliminate completely the preamplifier stage.

The simulations conducted have proven that both designs are suitable for an onboard ADS-B transmitter, achieving the goals initially set for this Master Thesis.

Índice

1. Introducción	1
1.1 Contexto y justificación del Trabajo	1
1.2 Objetivos del Trabajo.....	2
1.3 Enfoque y método seguido.....	3
1.4 Planificación del Trabajo.....	3
1.5 Breve resumen de productos obtenidos	7
1.6 Breve descripción de los capítulos de la memoria	7
2. Sistemas de Navegación Aérea	9
2.1 Introducción a los sistemas de navegación aérea	9
2.2 Sistemas de Comunicaciones.....	11
2.2.1 Comunicaciones de Voz	11
2.2.1.1 Comunicaciones de voz Tierra/Aire	11
2.2.1.2 Comunicaciones de voz Tierra/Tierra	13
2.2.1.3 Comunicaciones de voz Aire/Aire	13
2.2.2 Comunicaciones de datos	13
2.2.2.1 Comunicaciones de datos Tierra/Aire	14
2.2.2.2 Comunicaciones de datos Tierra/Tierra	15
2.2.2.3 Comunicaciones de datos Aire/Aire	16
2.3 Sistemas de Navegación	16
2.3.1 Radiofaro no Direccional (<i>Non Directional Beacon – NDB</i>)	17
2.3.2 Radiofaro Omnidireccional de VHF (<i>VHF Omnidirectional Range – VOR</i>)	17
2.3.3 Equipo Medidor de Distancia (<i>Distance Measuring Equipment – DME</i>)	18
2.3.4 Sistema de Aterrizaje Instrumental (<i>Instrumental Landing System – ILS</i>).....	19
2.4 Sistemas de Vigilancia.....	20
2.4.1 Radar primario	20
2.4.2 Radar Secundario	22
2.4.2.1 Radar secundario en Modo S.....	24
2.4.3 <i>Automatic dependent surveillance (ADS)</i>	25
2.4.3.1 Especificaciones del ADS-B	28
2.5 Resumen	29

3. Amplificadores de Potencia.....	31
3.1 Introducción a los amplificadores de potencia	31
3.2 Clases de operación de amplificadores de potencia	33
3.2.1 Clase A.....	33
3.2.2 Clase B.....	34
3.2.3 Clase AB.....	34
3.2.4 Clase C.....	35
3.2.5 Clase D y F.....	35
3.3 Parámetros importantes de los amplificadores de potencia	35
3.3.1 Ganancia	36
3.3.1.1 Ganancia de potencia	36
3.3.1.2 Ganancia de potencia disponible.....	36
3.3.1.3 Ganancia de transducción	36
3.3.2 Eficiencia	36
3.3.2.1 Eficiencia de drenador	36
3.3.2.2 Power Added Efficiency (PAE).....	37
3.3.3 Linealidad.....	37
3.3.3.1 Punto de compresión a 1 dB.....	37
3.4 Resumen	39
4. Nitruro de Galio.....	41
4.1 Introducción al Nitruro de Galio.....	41
4.2 Ventajas del Nitruro de Galio	43
4.3 Comparativa con otras tecnologías	44
4.4 Transistores HEMT.....	45
4.5 Elección del transistor	46
4.6 Resumen	47
5. Diseño de la Etapa Amplificadora	49
5.1 Advanced Design System.....	49
5.2 Polarización del transistor	52
5.3 Estabilidad del transistor	53
5.4 Punto de compresión a 1 dB.....	55
5.5 Load/Source Pull.....	56
5.6 Amplificador de potencia con elementos pasivos.....	70
5.6.1 Amplificador de potencia con dos transistores y redes LC.....	74
5.7 Amplificador de potencia con líneas de transmisión	80

5.7.1 Amplificador de potencia con dos transistores y líneas de transmisión ideales	88
5.7.2 Amplificador de potencia con dos transistores y líneas de transmisión reales.....	92
5.8 Resumen	99
6. Conclusiones y Líneas Futuras.....	101
6.1 Comparativa entre diseños.....	101
6.2 Líneas futuras.....	104
7. Glosario	107
8. Bibliografía	109

Lista de figuras

Figura 1.1: Diagrama de Gantt.	6
Figura 1.2: Productos obtenidos en formato WBS.....	7
Figura 2.1: Sistemas CNS.	10
Figura 2.2: Diagrama de bloques del radar primario.	21
Figura 2.3: Diagrama de bloques del radar secundario.	23
Figura 2.4: Equipos utilizados en el ADS.	27
Figura 2.5: Diagrama de bloques del transmisor del ADS-B.	28
Figura 3.1: Modos de operación de los amplificadores de potencia.	32
Figura 3.2: Clase de amplificador según el punto de polarización.....	33
Figura 3.3: Punto de compresión a 1 dB.	38
Figura 4.1: Comparativa de circuitos integrados en GaAs y GaN.....	42
Figura 4.2: Estructura de Transistor HEMT y diagrama de bandas.....	46
Figura 5.1: Esquemático para obtener el punto de polarización.....	52
Figura 5.2: Punto de polarización para clase AB.	53
Figura 5.3: Esquemático para comprobar la estabilidad del transistor.	54
Figura 5.4: Resultados del factor K de estabilidad.	54
Figura 5.5: Esquemático para el punto de compresión a 1 dB.	55
Figura 5.6: Punto de compresión a 1 dB.	56
Figura 5.7: Curvas de contorno <i>Load/Source Pull</i>	57
Figura 5.8: Variables para definir las curvas de contorno.....	58
Figura 5.9: Esquemático del <i>Load Pull</i>	59
Figura 5.10: Detalle del puerto de entrada y valores principales de simulación.	60
Figura 5.11: Hoja de resultados del <i>Load Pull</i>	61
Figura 5.12: Valor teórico máximo de PAE y potencia entregada.	61
Figura 5.13: Carta de <i>Smith</i> para obtener la impedancia de carga que maximiza la potencia... 62	
Figura 5.14: Esquemático del <i>Source Pull</i>	63
Figura 5.15: Valor impedancia de carga y estímulos de entrada.....	63
Figura 5.16: Hoja de resultados de la simulación del <i>Source Pull</i>	64
Figura 5.17: Esquemático del <i>Load Pull</i> . Segunda iteración.	65
Figura 5.18: Valor de impedancia de fuente para la segunda iteración del <i>Load Pull</i>	66

Figura 5.19: Resultados de la segunda iteración del <i>Load Pull</i> .	66
Figura 5.20: Amplificador con impedancias óptimas del <i>Load</i> y <i>Source Pull</i> .	68
Figura 5.21: Detalle de las impedancias óptimas.	68
Figura 5.22: PAE, potencia entregada y ganancia con impedancias óptimas.	69
Figura 5.23: Diseño de la red de adaptación de entrada con elementos pasivos.	70
Figura 5.24: Red de adaptación basada en componentes LC.	71
Figura 5.25: Resultado del barrido de los elementos pasivos de entrada.	72
Figura 5.26: Diseño del amplificador de potencia con redes LC.	73
Figura 5.27: Resultados del amplificador de potencia con las redes LC.	74
Figura 5.28: Amplificador con dos transistores en paralelo.	75
Figura 5.29: Transformador de $\lambda/4$.	76
Figura 5.30: Resultados del amplificador con dos transistores y líneas de transmisión ideales.	77
Figura 5.31: Equivalencias de $\lambda/4$ y red LC.	78
Figura 5.32: Diseño final con elementos pasivos.	78
Figura 5.33: Resultados del diseño final con elementos pasivos.	79
Figura 5.34: Red de adaptación de entrada.	81
Figura 5.35: Red de adaptación de salida.	82
Figura 5.36: Amplificador con redes de adaptación compuestas por líneas de transmisión ideales.	83
Figura 5.37: Variables de entrada y controles del optimizador.	84
Figura 5.38: Optimizador de ADS.	85
Figura 5.39: Resultados del amplificador de potencia con líneas de transmisión.	86
Figura 5.40: Amplificador con líneas de transmisión y condensador.	87
Figura 5.41: Condensador de desacoplo de entrada.	87
Figura 5.42: Resultados del amplificador de potencia con condensadores de desacoplo.	88
Figura 5.43: Amplificador con dos transistores con líneas de transmisión.	89
Figura 5.44: Vista de las líneas $\lambda/4$ adicionales.	90
Figura 5.45: Resultados del amplificador con dos transistores y líneas de transmisión.	91
Figura 5.46: Potencia de salida con líneas de transmisión ideales.	92
Figura 5.47: Herramienta <i>LineCalc</i> de ADS.	94
Figura 5.48: Amplificador con dos transistores y líneas de transmisión reales.	96
Figura 5.49: Dimensiones de líneas de transmisión reales de entrada.	97
Figura 5.50: Resultado final del amplificador con líneas de transmisión reales.	98
Figura 5.51: Potencia de salida con líneas de transmisión reales.	99
Figura 6.1: Comparativa de PAE de los dos diseños.	102

Figura 6.2:Comparativa de potencia de salida de los dos diseños.....	102
Figura 6.3: Comparativa de ganancia de los dos diseños.....	103
Figura 6.4: Comparativa de espectro de la potencia de salida de los dos diseños.....	103

Lista de tablas

Tabla 2.1: Especificaciones de la etapa amplificadora del ADS-B.....	29
Tabla 3.1: Resultados de trabajos con amplificadores de potencia en GaN.....	38
Tabla 5.1: Valores de los componentes de las redes de adaptación	73
Tabla 5.2: Resultados del amplificador de potencia con elementos pasivos.....	79
Tabla 5.3: Longitudes eléctricas de las líneas de transmisión	85
Tabla 5.4: Características del sustrato de teflón.....	93
Tabla 5.5: Dimensiones de las líneas de transmisión reales	95
Tabla 5.6: Resultados del amplificador de potencia con líneas de transmisión reales.....	99
Tabla 6.1: Resumen de resultados	104

Capítulo 1

Introducción

En el presente capítulo se presentarán el contexto teórico del trabajo final de máster, los objetivos que se pretenden alcanzar, la metodología utilizada para lograr estos objetivos, la planificación temporal y una breve descripción de los capítulos que conforman esta memoria.

1.1 Contexto y justificación del Trabajo

Hoy en día el transporte aéreo es uno de los principales medios de transporte, tanto de personas como de mercancías, este medio de transporte ha visto como en los últimos años las operaciones aeronáuticas han sufrido un crecimiento constante y este crecimiento no parece que vaya a parar. Para la gestión del espacio aéreo se hace uso de los sistemas CNS de navegación aérea, CNS viene de las siglas en inglés de *Communications, Navigation y Surveillance* (Comunicaciones, navegación y vigilancia).

El espacio aéreo es limitado y con los sistemas actuales se han de mantener unas distancias grandes entre las aeronaves perdiendo utilidad de una parte de este espacio. Para solucionar este problema se está trabajando en sistemas que sean capaces de posicionar con mayor exactitud las aeronaves dentro del espacio aéreo de forma que se puedan reducir las

separaciones entre ellas y optimizar la utilización del espacio aéreo, uno de los sistemas que harán posible esta optimización es el ADS-B.

Por otro lado, en los últimos años el Nitruro de Galio (GaN) se ha convertido en un semiconductor de los más utilizados y con mayor proyección de desarrollo. Este componente es un material semiconductor avanzado con alta movilidad de portadores y que presenta un enorme potencial para lograr avances claves en diversas aplicaciones, como, por ejemplo, los convertidores de potencia, LEDs, radiofrecuencia (RF) o células solares. El Nitruro de Galio está considerado como uno de los materiales del futuro en el ámbito de los dispositivos de potencia, debido principalmente a que presenta unas prestaciones muy superiores a las del Silicio, el material más empleado hasta el momento.

Dado que el ADS-B se presenta como una herramienta vital para mejorar el uso del espacio aéreo y que la utilización del Nitruro de Galio puede aportar grandes ventajas en el diseño de amplificadores de potencia, como pueden ser el aumento de la potencia de salida o la reducción del área utilizada, lo que se pretende con este trabajo final de máster es llevar a cabo el diseño a nivel de esquemático de la etapa de potencia del transmisor del ADS-B que se encuentra embarcado en las aeronaves, mediante la utilización de transistores basados en GaN.

1.2 Objetivos del Trabajo

El objetivo principal de este trabajo final de máster consiste en el diseño de la etapa de potencia del transmisor del sistema ADS-B que se encuentra embarcado en las aeronaves, a nivel de esquemático, para ello, se hará uso de transistores de Nitruro de Galio (GaN) de la *foundry Cree Inc.* y del software de simulación de sistemas de RF *Advanced Design System (ADS)* de *Keysight Technologies*.

Para la realización de este trabajo final de máster se han planteado los siguientes objetivos específicos:

- Estudio de los sistemas de navegación aérea.
- Estudio detallado del sistema de vigilancia ADS-B.

- Estudio del kit de diseño a utilizar
- Diseño del amplificador de potencia
- Realización de la documentación.

1.3 Enfoque y método seguido

La estrategia seguida para la realización de este trabajo final de máster es llevar a cabo el diseño a nivel de esquemático de la etapa de potencia que se encuentra en los transmisores de ADS-B que están embarcados en las aeronaves. La novedad que se pretende introducir es realizar este diseño haciendo uso de transistores basados en Nitruro de Galio, de esta forma se intentará mejorar los diseños existentes aprovechando las ventajas que ofrece el GaN, como pueden ser mayor potencia de salida o menor área del circuito.

1.4 Planificación del Trabajo

Para la realización del trabajo, se ha realizado la distribución en tareas (T) con sus correspondientes apartados (A), estas tareas se enumeran a continuación, dentro de cada una de ellas, se irán definiendo los hitos (H), que se alcanzan en cada tarea. Las tareas principales son:

T1. Estudios de los sistemas de navegación aérea:

Esta tarea, permite tener un conocimiento general de los sistemas de navegación aérea, centrándose en los sistemas de vigilancia que es dentro de los que se enmarca el ADS-B.

T1. A1 Estudio de los sistemas CNS:

Se realiza un estudio de los sistemas CNS (*Communications, Navigation y Surveillance*) de navegación aérea.

T1. A2 Estudio de los sistemas de Vigilancia

Se efectúa un estudio de los sistemas de navegación aérea de vigilancia.

H1. Conocer los distintos sistemas implicados en la navegación aérea, principalmente en los sistemas de vigilancia

Fecha de inicio:	18/09/2019	Fecha fin:	26/09/2019	Duración:	7 días
-------------------------	------------	-------------------	------------	------------------	--------

T2. Estudios preliminares sobre el ADS-B:

Con esta tarea, se pretende tener un mayor conocimiento sobre el sistema de vigilancia ADS-B.

T2. A1 Estudio detallado de la información sobre el ADS-B:

Esta tarea permite una comprensión más detallada del problema que se pretende resolver con la realización de este trabajo final de máster.

H2. Conocer el funcionamiento del sistema de navegación aérea ADS-B.

Fecha de inicio: 27/09/2019 **Fecha fin:** 07/10/2019 **Duración:** 7 días

T3. Estudio del kit de diseño a utilizar:

En este punto se estudiará el transistor de Nitruro de Galio que se va a utilizar para el diseño de la etapa amplificadora.

T3. A1 Estudio del kit de diseño

Se realizará el estudio del kit de diseño para ver que transistor se adapta a nuestras necesidades.

T3. A2 Selección del transistor:

Tras el estudio realizado en el punto T3. A1 se elegirá el transistor que se va a utilizar para la realización del diseño.

H3. Elección del transistor a utilizar

Fecha de inicio: 08/10/2019 **Fecha fin:** 16/10/2019 **Duración:** 7 días

T4. Diseño del amplificador de potencia:

En este apartado se va a realizar el diseño y simulación de la etapa amplificadora del transmisor del ADS-B.

T4. A1 Diseño y simulación del amplificador de potencia

En este ítem se llevará a cabo el diseño y la simulación del amplificador de potencia a nivel de esquemático.

H4. Diseño de la etapa de potencia.

Fecha de inicio: 17/10/2019 **Fecha fin:** 02/12/2019 **Duración:** 33 días

T5. Realización de la documentación:

Se realiza la documentación del trabajo realizado, elaborando y redactando la memoria final del TFM, así como su presentación.

T5. A1 Memoria:

Redacción de la memoria del TFM.

T5. A2 Presentación:

Preparación de la presentación de los puntos más significativos de este trabajo y los resultados obtenidos.

H5. Elaboración de la documentación necesaria para la finalización del TFM.

Fecha de inicio:	03/12/2019	Fecha fin:	13/01/2020	Duración:	30 días
-------------------------	------------	-------------------	------------	------------------	---------

Esta descripción de tareas se ha plasmado en un diagrama de Gantt que se presenta en la Figura 1.1.

Los medios materiales de los que se dispone para la realización de este TFM son los siguientes:

- Ordenador portátil 2.9 GHz, 8Gb RAM
- *Software: Advanced Design System*
- *Software: Paquete ofimático de Microsoft Office*
- Kit de diseño de la *foundry Cree/Wolfspeed*

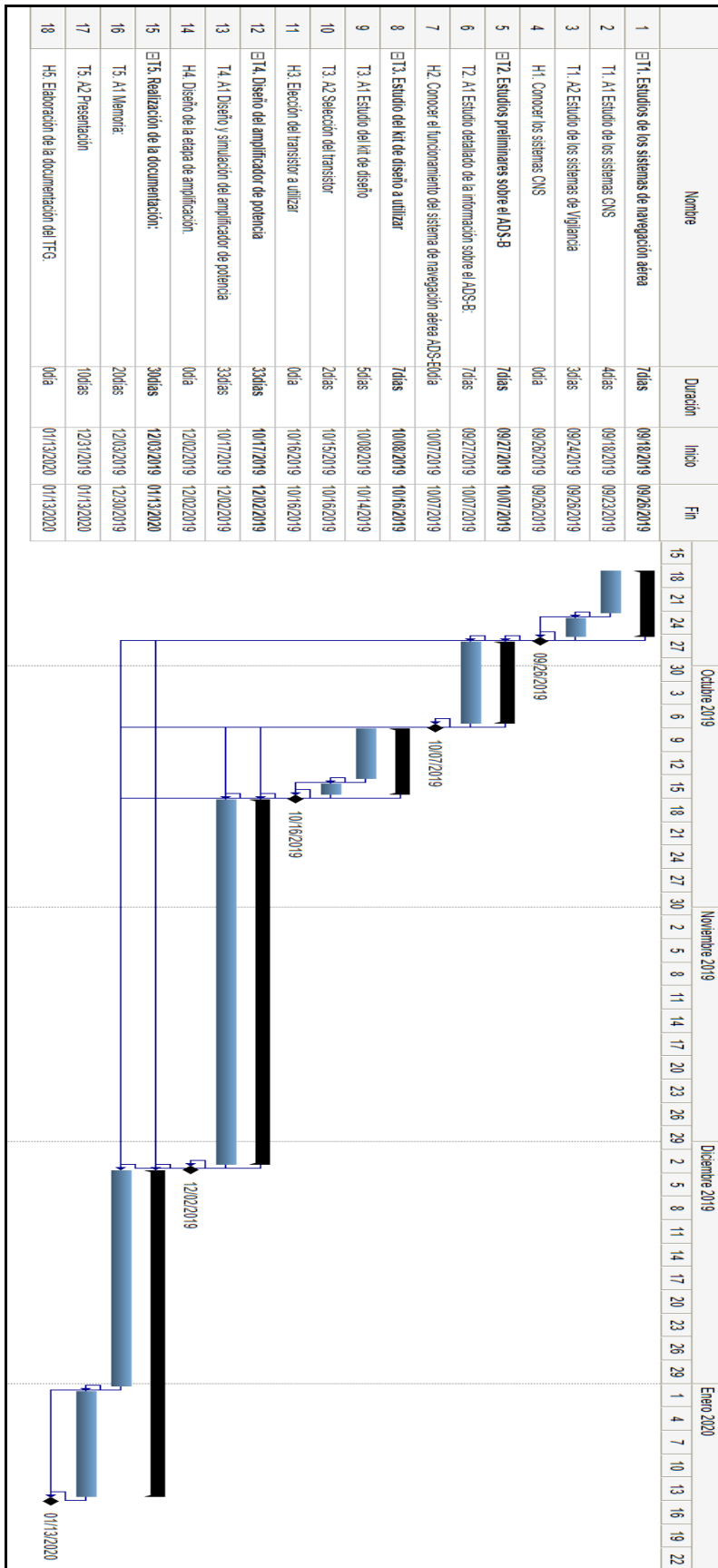


Figura 1.1: Diagrama de Gantt.

1.5 Breve resumen de productos obtenidos

En la Figura 1.2 se presentan los diferentes productos obtenidos en formato *WBS* (*Work Breakdown Structure*), estos productos se corresponden con los hitos presentados en la planificación temporal.

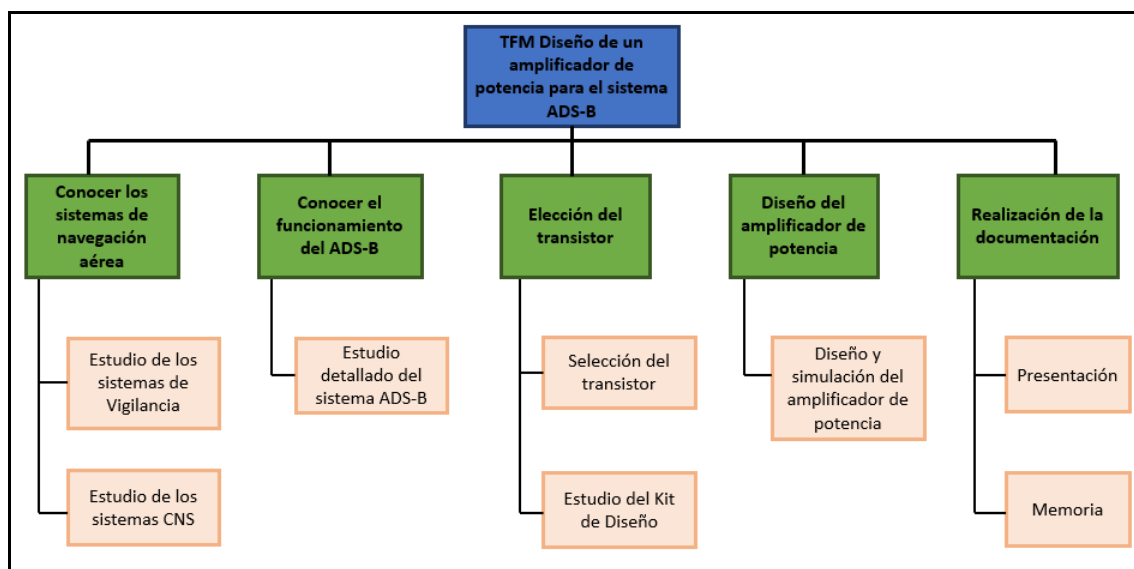


Figura 1.2: Productos obtenidos en formato WBS.

1.6 Breve descripción de los capítulos de la memoria

Esta memoria se ha dividido en seis capítulos más el glosario.

En el presente capítulo se ha pretendido ofrecer una pequeña introducción con las motivaciones y objetivos planteados para esta TFM y una descripción de como se ha estructurado la memoria.

En el segundo capítulo se explicarán los tres grandes grupos de sistemas que existen dentro de los sistemas de navegación aérea, que son: Comunicaciones, Navegación y Vigilancia, centrándose en los sistemas de vigilancia y con mayor profundidad en el ADS-B.

Una vez se han explicado los sistemas CNS, en el tercer capítulo se hablará sobre el Nitruro de Galio, sus características y ventajas y el porqué de la importancia que está alcanzando actualmente.

Posteriormente en el cuarto capítulo se realizará una descripción sobre los distintos tipos de amplificadores de potencia y los parámetros más importantes.

Con los conocimientos adquiridos en los capítulos anteriores, se puede pasar a realizar el diseño de la etapa de potencia, en el quinto capítulo se explicará paso a paso cada una de las fases del diseño del amplificador de potencia y los resultados finales obtenidos.

Por último, en el sexto capítulo se procederán a comentar las conclusiones y se presentarán las posibles líneas futuras que se pueden desarrollar tras la finalización del TFM.

Para cerrar esta memoria se presentan el glosario y la bibliografía utilizada para la realización de este trabajo final de máster.

Capítulo 2

Sistemas de Navegación Aérea

Con este capítulo, se pretende dar una visión general de los sistemas de navegación aérea, que están conformados por los sistemas de comunicaciones, sistemas de navegación y sistemas de vigilancia. De esta forma se tendrá una visión general de todos ellos, prestando una mayor atención en los sistemas de vigilancia ya que dentro de estos se engloba el ADS-B.

2.1 Introducción a los sistemas de navegación aérea

En los inicios de la aviación, el control del tráfico aéreo se llevaba a cabo haciendo uso de señales visuales que debían ser interpretadas por los pilotos, como podían ser luces, banderas o carteles. Con el paso del tiempo estas señales visuales fueron sustituidas por faros. Posteriormente, sobre 1930, gracias a la llegada de la radio, se comienza a hacer uso de las comunicaciones por radiofrecuencia entre pilotos y controladores. Este se podría considerar el principio de los sistemas de navegación aérea.

Los sistemas de navegación aérea se pueden dividir en tres grandes grupos, que son: Comunicaciones, Navegación y Vigilancia. Estos sistemas se conocen como sistemas CNS por sus siglas en inglés (*Communications, Navigation y Surveillance*) y son de vital importancia para

el desarrollo de las operaciones aeronáuticas. Durante el trayecto que realiza una aeronave para ir de su punto de partida hasta su destino, los sistemas CNS son los que permiten que el movimiento del avión se realice de manera segura. Las comunicaciones posibilitan que la aeronave se mantenga en contacto con los servicios de control de tránsito aéreo terrestre y con otras aeronaves. Los sistemas de navegación facilitan el que el avión conozca tanto su posición como la ruta a seguir para llegar a su destino. Por último, los sistemas de vigilancia permiten posicionar a las aeronaves de forma que se puedan evitar posibles colisiones entre ellas. En la Figura 2.1 se presentan los distintos servicios de navegación aérea.

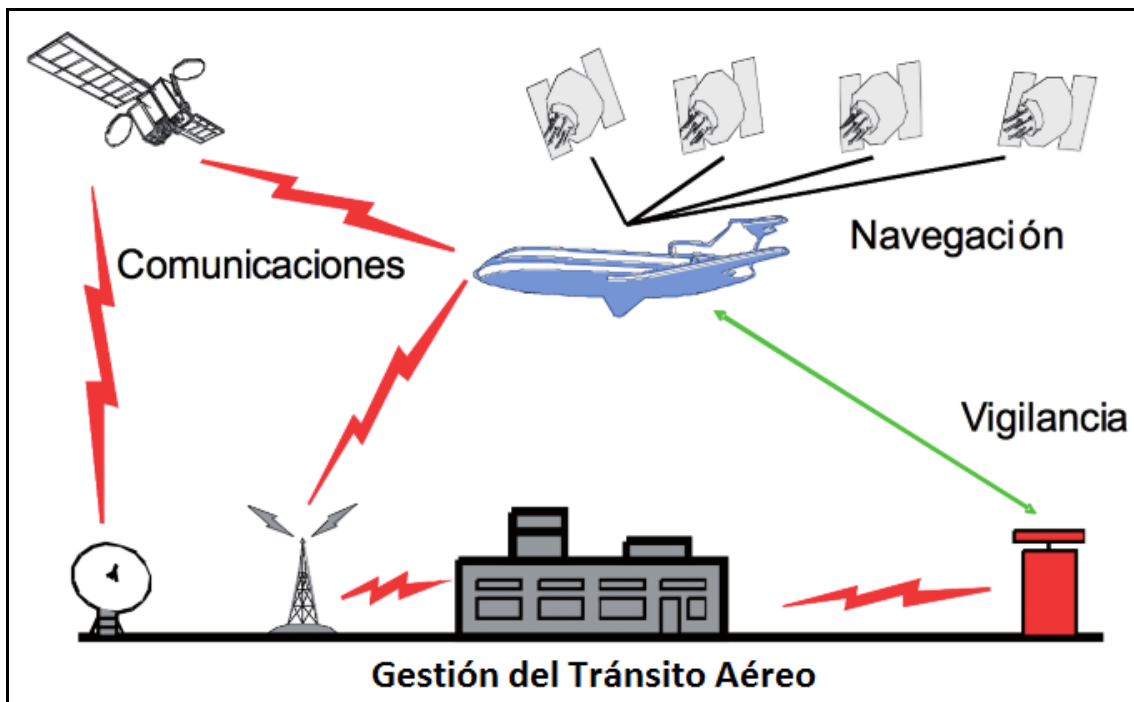


Figura 2.1: Sistemas CNS.

A continuación, se explicarán los distintos sistemas CNS, poniendo mayor foco en los sistemas de vigilancia, dado que el diseño que se va a realizar durante este TFM es para ser utilizado en el sistema de vigilancia ADS-B (*Automatic Dependent Surveillance – Broadcast*) [1], [2].

2.2 Sistemas de Comunicaciones

Cuando se habla de comunicaciones aeronáuticas se hace referencia al intercambio de información relacionada con los sistemas de navegación aérea, haciendo uso de distintos medios de transmisión, entre un emisor y un receptor. Las comunicaciones aeronáuticas incluyen todos aquellos sistemas, infraestructuras y procedimientos que hacen posible el intercambio de la información aeronáutica.

Este servicio CNS permite las comunicaciones de voz, así como la difusión de aquellos datos que puedan ser de interés para las operaciones aéreas, haciendo posible las comunicaciones bidireccionales entre pilotos y controladores, entre controladores o entre pilotos, además hacen posible el intercambio de datos entre las distintas dependencias de Navegación Aérea.

Los sistemas de comunicaciones se pueden dividir en dos grandes bloques, las comunicaciones de voz y las comunicaciones de datos, en ambos casos estas se pueden subdividir en comunicaciones Tierra/Aire, Tierra/Tierra y Aire/Aire.

2.2.1 Comunicaciones de Voz

En el caso de las comunicaciones de voz, la información a transmitir se produce de manera oral, ya sea mediante un mensaje generado en ese momento por una persona o bien mediante un mensaje de voz grabado. Como se comentó anteriormente este tipo de comunicaciones se pueden dividir en tres subclases.

2.2.1.1 Comunicaciones de voz Tierra/Aire

Este tipo de comunicaciones son las que se producen entre las dependencias terrestres y las aeronaves, haciendo uso normalmente de enlaces de radiofrecuencia omnidireccionales. Dentro de las comunicaciones Tierra/Aire hay que distinguir entre dos tipos:

- Comunicaciones Controlador/Piloto:

Es la comunicación bidireccional que se produce entre el controlador, que se encuentra en las instalaciones de control de tránsito aéreo, y el piloto de la aeronave. Mediante esta comunicación se realiza el intercambio de instrucciones para el desarrollo seguro de las operaciones de navegación aérea. Este tipo de comunicaciones se puede dividir a su vez en función de la banda de frecuencia que se utilizan:

- Comunicaciones HF: Comprenden el rango de frecuencias entre 2.8 y 22 MHz. Presentan una gran cobertura, pero con una baja calidad de audio. Siendo muy útil para comunicarse con aeronaves que están en zonas oceánicas.
- Comunicaciones VHF: Dentro del ámbito de la navegación aérea este tipo de comunicaciones comprenden el rango que va desde los 117.975 hasta los 137 MHz. Es la banda de frecuencias más utilizada hoy en día para las comunicaciones aeronáuticas por su buena calidad, aunque presentan un alcance limitado por la necesidad de visibilidad directa.
- Comunicaciones UHF: Esta banda va desde los 225 hasta los 400 MHz. Este rango de frecuencia es utilizado para las operaciones militares.

- Radiodifusión:

Se entiende por servicios de radiodifusión a la transmisión de información relacionada con la navegación aérea que se transmite de manera continuada para ser utilizada por todas aquellas aeronaves que la requieran. Dentro de este tipo de servicios los más importantes son:

- Servicio de Información de Área Terminal (*Automated Terminal Information Service – ATIS*): Este servicio tiene como finalidad proporcionar información a las aeronaves que están próximas al área terminal sobre las pistas de aterrizaje que están en uso, la dirección y velocidad del viento en los recintos aeroportuarios, etc. Esta información es transmitida por instalaciones específicas para dar este servicio, conocidas como estaciones ATIS, o bien por los propios controladores.

- Sistema de Radiodifusión Meteorológica (*Meteorological Information for Aircraft in Flight – VOLMET*): El VOLMET emite de manera automática y continuada información meteorológica de interés para las aeronaves. Esta información está compuesta por informes meteorológicos de aeropuertos que se actualizan constantemente.

2.2.1.2 Comunicaciones de voz Tierra/Tierra

Se engloban dentro de estas comunicaciones todas aquellas que se establecen entre el personal de control de tráfico aéreo, y entre estos y el personal de apoyo. Estas comunicaciones pueden ser tanto telefónicas como de radio entre distintas dependencias de control de tránsito aéreo o incluso dentro de la misma dependencia entre distintas posiciones de control. Son utilizadas para el intercambio de información relativa al control de tráfico aéreo.

2.2.1.3 Comunicaciones de voz Aire/Aire

Este tipo de comunicaciones se utilizan principalmente para aquellos vuelos que se encuentran en zonas continentales remotas o áreas oceánicas donde no tiene cobertura VHF. Mediante este tipo de comunicaciones los aviones pueden comunicarse entre ellos de manera que se garantice la seguridad de las operaciones aéreas. Existen unos canales designados específicamente para este tipo de comunicaciones y hacen uso de la frecuencia 123.45 MHz. En este caso no hay instalaciones terrestres implicadas y tanto el transmisor como el receptor se encuentran embarcados en las aeronaves.

2.2.2 Comunicaciones de datos

Este tipo de comunicaciones comprenden el intercambio de información entre dos o más dispositivos capaces de transmitir o recibir información, así como de llevar a cabo el procesamiento de las señales que transportan dicha información. Este tipo de comunicaciones mejoran las prestaciones ofrecidas por la comunicación de voz, ya que disminuyen problemas de entendimiento o errores y aumentan la cantidad de información que se puede transmitir por unidad de tiempo. De la misma forma que ocurría con las comunicaciones de voz existen tres tipos de comunicaciones de datos.

2.2.2.1 Comunicaciones de datos Tierra/Aire

Este tipo de comunicaciones posibilitan el intercambio de información entre las instalaciones de tierra y las aeronaves, para ello se hace uso de distintos tipos de enlaces de datos:

- Servicio Aeronáutico Móvil por Satélite (*Aeronautical Mobile Satellite Service - AMSS*):
Es una red de satélites geoestacionarios para comunicaciones móviles, con una gran cobertura. Es muy útil para aquellas aeronaves que se encuentran en zonas donde la calidad de las comunicaciones de voz no alcanza la calidad mínima requerida, como pueden ser zonas oceánicas o zonas terrestres remotas.
Las frecuencias utilizadas son las siguientes:
 - 1.5 GHz para el tramo Satélite – Aeronave
 - 1.6 GHz para el tramo Aeronave – Satélite

- Comunicaciones de datos VHF:
Este tipo de comunicaciones se realizan directamente entre las aeronaves y la dependencia en tierra. Existen distintos modos dentro de este tipo de comunicaciones:
 - *Aircraft Communication Addressing Reporting System (ACARS)*.
 - *VHF Data Link Modo 2 (VDL-M2)*
 - *VHF Data Link Modo 3 (VDL-M3)*
 - *VHF Data Link Modo 4 (VDL-M4)*

- Modo S:
Con este tipo de enlaces se intercambian datos digitales mediante el uso de interrogadores y transpondedores del radar secundario en modo S. Permite realizar funciones de vigilancia y comunicaciones de datos limitadas, siendo muy útil en aquellas zonas donde hay una gran densidad de tráfico aéreo. Al hacer uso del radar secundario es necesario que la aeronave disponga de un transpondedor Modo S.

- Comunicaciones de datos HF:

Es un enlace de baja capacidad de datos. Dada esta baja capacidad su utilización se considera como complemento del AMSS.

2.2.2.2 Comunicaciones de datos Tierra/Tierra

Este tipo de comunicaciones se lleva a cabo entre distintas instalaciones de navegación aérea situadas en tierra, para ello se hace uso de distintos medios de transmisión como pueden ser el par trenzado, la fibra óptica o el cable coaxial, además se hace uso de distintos protocolos de comunicaciones.

Dentro del ámbito de la navegación aérea existen diversas aplicaciones para el intercambio de información aeronáutica entre estaciones terrestres. Las principales aplicaciones de mensajería son las que se presentan a continuación:

- Red de telecomunicaciones fijas aeronáuticas (*Aeronautical Fixed Telecommunication Network – AFTN*): Este es un sistema de transmisión de información aeronáutica a nivel mundial basado en el intercambio de mensajes. El formato de estos mensajes se encuentra estandarizado y para poder intervenir en dicha comunicación se ha de disponer de una dirección conocida como dirección AFTN.
- Red CIDIN (*Common ICAO Data Interchange Network*): Este protocolo fue creado para mejorar las comunicaciones aeronáuticas y para ello hace uso de las redes de datos de distintos países. Sus principales ventajas son que permite aumentar el tipo de mensajes que se intercambian entre los distintos centros, ya que es menos estricto que el AFTN en cuanto a formato se refiere. Por otra parte, mejora también la calidad de las comunicaciones al aumentar la velocidad, seguridad, capacidad de datos, fiabilidad, robustez y flexibilidad.
- Mensajería Electrónica Aeronáutica (*ATS Message Handling System – AMHS*): Este sistema está llamado a ser el sustituto del AFTN. Es un sistema de mensajería electrónica basado en un protocolo estándar generalizado y que si se compara con AFTN presenta una mayor agilidad operacional, fiabilidad de entrega de mensajes, alta disponibilidad del servicio e interoperabilidad con otros sistemas de mensajería.

2.2.2.3 Comunicaciones de datos Aire/Aire

Este tipo de comunicaciones no están definidas como tal.

2.3 Sistemas de Navegación

Gracias a estos sistemas CNS las aeronaves son capaces de obtener su posición y moverse a lo largo del espacio aéreo siguiendo una trayectoria definida. Este tipo de sistemas tienen dos funciones principales: En primer lugar, el posicionamiento de la aeronave, esta función permite al piloto conocer la posición del avión respecto a la ruta establecida. En segundo lugar, el guiado, gracias a este, el piloto es capaz de dirigir la aeronave para mantener la ruta que se le ha designado, en base a los datos de posicionamiento que le facilitan los equipos de navegación de a bordo.

Los sistemas de navegación se pueden clasificar en función de si necesitan o no de elementos externos a los embarcados en la aeronave, según esta clasificación se pueden dividir en:

- Sistemas autónomos: Hacen uso de la información que posee la propia aeronave, sin necesidad de información que proceda de una fuente externa. Algunos ejemplos de estos sistemas son la brújula o los sistemas inerciales.

- Sistemas no autónomos: Este tipo de sistemas necesitan de una fuente de información externa, ya sean estaciones terrestres específicas o constelaciones de satélites utilizados para la navegación aérea. Algunos de estos sistemas son: el DME (*Distance Measuring Equipment*), el NDB (*Non Directional Beacon*), el VOR (*VHF Omnidirectional Range*) o el ILS (*Instrument Landing System*).

A continuación, se explican de manera breve los principales sistemas no autónomos de radionavegación.

2.3.1 Radiofaro no Direccional (*Non Directional Beacon – NDB*)

Este sistema de navegación es uno de los más antiguos y a pesar de ello aún se sigue empleando. Este sistema tiene como objetivo determinar la desviación de la aeronave con respecto a la estación NDB terrestre, o lo que es lo mismo, proporciona al avión la desviación del eje longitudinal de este respecto del eje aeronave/estación.

El principio de funcionamiento es muy simple:

- El NDB emite una señal omnidireccional.
- Esta señal es recibida por el receptor de a bordo, y gracias a la antena que posee el equipo de a bordo, procesa la señal y determina la dirección de procedencia de esta.

El principal problema que presenta este sistema es que se ve afectado por las condiciones atmosféricas, especialmente con los cambios de altura de la Ionosfera entre el día y la noche. Durante la noche y debido a la reflexión que se produce en la Ionosfera puede hacer que la aguja del indicador de a bordo oscile. Por otro lado, si existe otra estación NDB cercana y que emita a una frecuencia próxima, puede hacer que se produzca solapamiento de las señales y que la información reflejada en el indicador no sea correcta. Debido a estos problemas, el uso del NDB cada vez es menor, siendo utilizado mayoritariamente hoy en día en el ámbito militar y deportivo.

2.3.2 Radiofaro Omnidireccional de VHF (*VHF Omnidirectional Range – VOR*)

Como su nombre indica el VOR es un sistema de radionavegación que opera en el rango de frecuencias de VHF, esto implica que sea un sistema de corto alcance. El VOR es una herramienta que ayuda a las aeronaves a seguir la ruta preestablecida, ya que determina la desviación en el rumbo de la aeronave respecto de un radial que se ha tomado como referencia, este radial normalmente es el norte magnético. El indicador de a bordo muestra también si el avión se desplaza hacia el VOR (*To*) o si va desde el VOR (*From*).

Su principio de funcionamiento es el siguiente:

La estación terrestre envía dos señales senoidales con diferentes fases. Una de ellas tiene una fase constante, se conoce como fase de referencia y la segunda señal tiene una fase

que varía en función de la dirección en la que se emita, se conoce como señal variable. El receptor que se encuentra en el avión decodifica ambas señales y en función del desfase entre ambas determina la dirección en la que las señales se están emitiendo en relación con el norte magnético, esta dirección se conoce como radial o marcación VOR.

Según el modo de funcionamiento se distinguen dos tipos de sistemas VOR, en ambos casos se consigue el mismo objetivo a partir de dos principios de funcionamiento diferentes:

- VOR Convencional (CVOR)
- VOR Doppler (DVOR)

A pesar de ser considerado un sistema bastante preciso, su utilización se prevé que vaya disminuyendo.

2.3.3 Equipo Medidor de Distancia (*Distance Measuring Equipment – DME*)

El DME es un sistema de telemetría que opera dentro de la banda de frecuencias de UHF y permite obtener distancias, medidas en millas náuticas, mediante el cálculo de los tiempos de propagación de señales de radio.

El DME se compone de un equipo que se encuentra embarcado en la aeronave, denominado interrogador, y otro equipo instalado en tierra, conocido como transpondedor. para el cálculo de la distancia se basa en el mismo principio que el radar, midiendo cuánto tarda la señal transmitida en volver desde que se transmite del avión hasta que es retornada a este.

El funcionamiento a grandes rasgos es el que se explica a continuación:

- El equipo de a bordo envía un par de pulsos que se conocen como interrogaciones.
- La estación de tierra al recibir las interrogaciones espera un tiempo preestablecido para responder.
- En el equipo de a bordo se seleccionan aquellas respuestas que se corresponden con la secuencia de interrogaciones enviada por el avión.

- Con las respuestas seleccionadas el equipo de a bordo mide el tiempo transcurrido desde el envío de las interrogaciones hasta que se recibe la respuesta.
- El equipo de a bordo procesa toda esta información y la presenta en formato de millas náuticas al piloto.

Normalmente, las instalaciones del DME suele estar asociadas a otras instalaciones de navegación aérea como pueden ser el VOR o el NDB y se considera un sistema complementario. El uso complementario de estos sistemas hace posible calcular la posición de la aeronave mediante triangulación, siempre y cuando esta sea visible al menos para tres estaciones.

Dado que el DME puede ser utilizado de forma combinada con otros sistemas y que también sirve de apoyo al sistema global de navegación por satélite (*Global Navigation Satellite System – GNSS*) se prevé que el número de instalaciones de este sistema aumente en función de las necesidades que vayan surgiendo con el paso del tiempo dentro de la gestión de tráfico aéreo, sobre todo si se tiene en cuenta el continuo aumento de dicho tráfico.

2.3.4 Sistema de Aterrizaje Instrumental (*Instrumental Landing System – ILS*)

El ILS es un sistema normalizado a nivel mundial y que sirve de ayuda al piloto para las maniobras de aproximación y aterrizaje. Este servicio se presta a partir de las señales que emiten los tres componentes que forman el ILS. Estos componentes se denominan Localizador, Senda de descenso y Radiobalizas.

El principio de funcionamiento es el siguiente:

- Localizador: Proporciona guía de desviación lateral respecto al eje de referencia, este eje normalmente está determinado por la pista de aterrizaje. Con el localizador se consigue mantener la aeronave lo más alineada posible con la pista.
- Senda de descenso: Proporciona una guía de desviación respecto al ángulo de referencia establecido, este ángulo normalmente se corresponde con 3º.
- Radiobalizas: Proporcionan información de distancia respecto al umbral de la pista marcando el punto de altura de decisión.

En función de esta altura de decisión y del alcance visual en pista se definen diferentes categorías: Cat I, Cat II, Cat IIIA, Cat IIIB y Cat IIIC.

Gracias al ILS el piloto puede realizar las maniobras de aproximación y aterrizaje a pesar de que no tenga ningún punto de referencia externo y se prevé que se siga utilizando de manera generalizada hasta la implantación del GPS diferencial.

2.4 Sistemas de Vigilancia

Con estos sistemas los controladores pueden conocer en tiempo real la posición exacta de la aeronave dentro del fragmento de espacio aéreo controlado por ellos. Este servicio es indispensable para garantizar la seguridad y la fluidez del tráfico aéreo. Siendo el radar el dispositivo principal dentro de este grupo de sistemas.

El primer sistema radar fue creado por el físico Robert Watson-Watt sobre 1935 y basaba su funcionamiento en el principio de reflexión de las señales de radiofrecuencia, gracias a esta reflexión era posible representar el objeto sobre el que se reflejaba la señal en una pantalla. A pesar de que inicialmente se diseñó con fines militares, este se empezó a utilizar muy rápidamente en el ámbito de la aviación civil, ya que gracias a este sistema las aeronaves se podían representar en una pantalla en tiempo real.

Los sistemas de vigilancia que podemos encontrar actualmente son: el radar primario, el radar secundario y el ADS. El ADS se ha convertido en un sistema de gran importancia hoy en día, ya que este sistema no tiene las limitaciones de cobertura que pueden presentar los radares convencionales ya sea en zonas oceánicas o bien en zonas con una orografía donde no sea posible llevar a cabo la instalación de un radar. A continuación, se explican brevemente los principales sistemas de vigilancia.

2.4.1 Radar primario

El radar primario o PSR (*Primary Surveillance Radar*) se utiliza en la detección de blancos y para ello se basa en las propiedades de propagación y reflexión de las señales

electromagnéticas. Mediante esta detección es posible obtener la posición con respecto al Norte, la altura a la que se encuentra el blanco y la distancia a la que está del emisor de la señal el objeto detectado. El área de búsqueda del radar abarca 360 grados y la velocidad de giro normal de la antena está comprendida entre las 6 y las 15 revoluciones por minuto.

El funcionamiento del radar primario se basa en la transmisión de una señal por parte del radar, la señal al llegar a la aeronave se refleja sobre el fuselaje de esta y la señal reflejada es detectada por el radar primario, posteriormente, mediante una serie de cálculos determina las tres coordenadas que darán la posición del blanco. De lo expuesto anteriormente se puede deducir que en este caso el avión es un elemento pasivo en el proceso de detección ya que no interviene en el proceso de manera activa. En la siguiente figura (Figura 2.2) se ven los elementos que componen el radar primario.

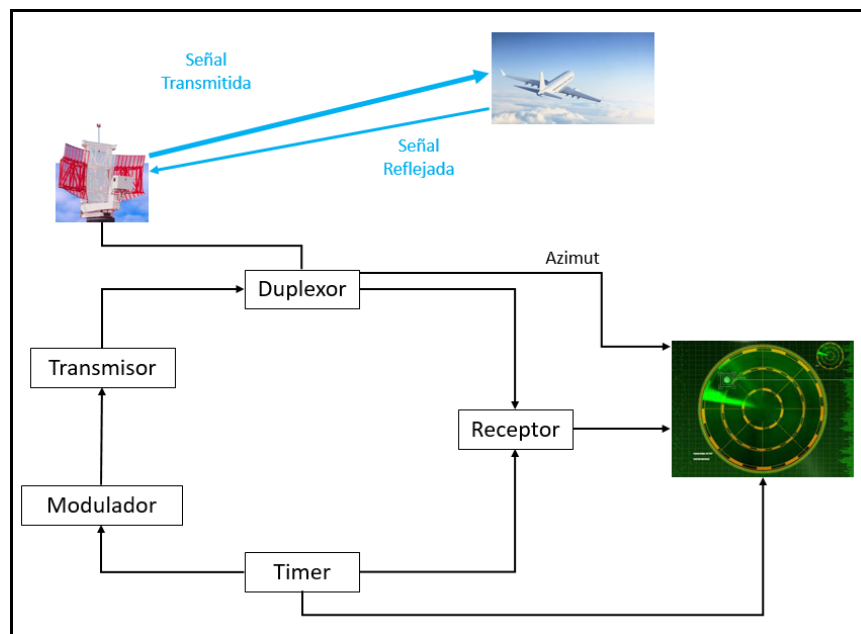


Figura 2.2: Diagrama de bloques del radar primario.

La principal ventaja que presenta el radar primario es que no es necesario que la aeronave disponga de equipamiento de a bordo para su funcionamiento, ya que como, se ha explicado con anterioridad, su funcionamiento se basa en la reflexión de la señal transmitida al incidir en el fuselaje del avión. Los principales inconvenientes que tiene este sistema es que puede haber factores externos que afecten a la señal reflejada y que puedan hacer que haya

ciertas dificultades para representar los blancos en la pantalla, por otro lado, no es posible identificar las aeronaves que se detectan.

Las aplicaciones del radar primario son las siguientes:

- Radar de vigilancia.
- Radar de precisión para aproximación.
- Radar de superficie.
- Radar Meteorológico.

En navegación aérea suele ser habitual que el radar primario comparta ubicación con un radar secundario, de esta forma es posible realizar junto a la detección de la aeronave una identificación de esta. A continuación, se pasa a explicar el radar secundario.

2.4.2 Radar Secundario

Durante la segunda guerra mundial además de detectar a las aeronaves era necesario también identificarlas, por ello se desarrolló un sistema de identificación, denominado IFF (*Identification Friend or Foe*), mediante este sistema era posible discernir si una aeronave era aliada o enemiga. Este sistema se puede considerar como el primer radar secundario que se diseñó. Consistía en un interrogador y un transpondedor que iba embarcado en las aeronaves aliadas. El radar transmitía una serie de pulsos de interrogación al avión y este a través del transpondedor mandaba una respuesta codificada con su identificación a la estación de tierra. De esta forma ante una ausencia de respuesta o una respuesta errónea se detectaban a los aviones enemigos. El radar secundario es una evolución del sistema militar.

Como ya se ha explicado anteriormente, en el caso del radar secundario la aeronave tiene un papel activo y es necesario que disponga de un equipo de a bordo para responder a la señal enviada por el radar. El funcionamiento sería el siguiente, el radar envía unos pulsos codificados, conocidos como interrogaciones, las aeronaves al recibir esta señal envían una señal de respuesta a través del transpondedor y esta señal es la que hace posible la identificación de la aeronave. A parte del código de identificación, también puede contener información adicional como puede ser el nivel de vuelo del avión. A continuación, se muestra un diagrama de bloques del radar secundario (Figura 2.3).

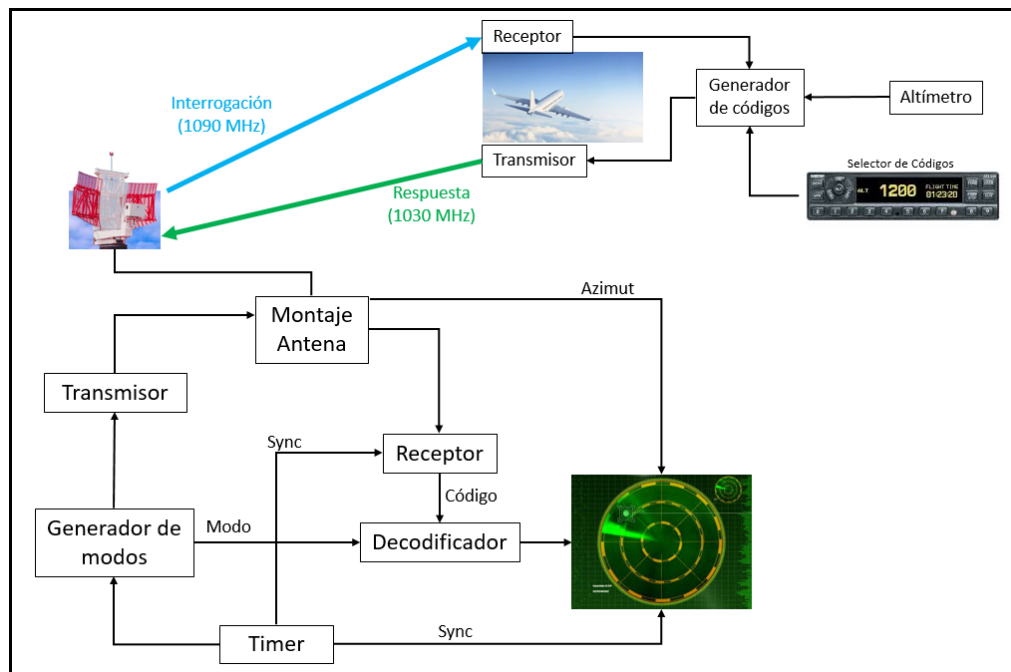


Figura 2.3: Diagrama de bloques del radar secundario.

El radar secundario presenta una serie de ventajas en comparación con el radar primario:

- Aporta mayor información que el radar primario, como, por ejemplo: identificación, altitud, mensajes de emergencias (secuestros, averías, etc.).
- La señal recibida es de mejor calidad, pues no es una señal reflejada sino una señal transmitida directamente desde la aeronave.
- Mejora la fluidez del tráfico aéreo gracias a la capacidad de identificar a las aeronaves, independientemente de las condiciones meteorológicas, que tienen mayor afección sobre la señal reflejada del primario.
- Gracias a la utilización de frecuencias distintas en transmisión y recepción se elimina el efecto del *clutter*, que consiste en la recepción de señales no deseadas que pueden enmascarar la detección y visualización de la señal procedente del objeto a detectar.

Este sistema también presenta una serie de limitaciones:

- La necesidad de un equipo de a bordo.
- Exceso de señales en el espacio, ya que las interrogaciones son constantes, lo que provoca una alta densidad de señales y con ello aumentan las probabilidades de que aparezcan interferencias.

- La propagación multitrayectos de interrogaciones y respuestas pueden ocasionar errores en la detección de las aeronaves.

Para solucionar el problema de la alta densidad de señales debida a las interrogaciones constantes, surge el radar secundario en modo S.

2.4.2.1 Radar secundario en Modo S

Si al problema de la alta densidad de señales de interrogación que aparece con el radar secundario convencional, le sumamos el continuo crecimiento del tráfico aéreo, se llega a la conclusión de que los sistemas de vigilancia actuales muestran una problemática en cuanto a soportar el alto número de operaciones aeronáuticas. El radar de interrogación selectiva (Radar Modo S) intenta solventar estos problemas añadiendo a la función de vigilancia una función de enlace de datos que permite el intercambio de mensajes entre controlador y piloto en ambos sentidos.

El Radar Modo S puede considerarse como la unión de un radar secundario y un sistema de enlace de datos Tierra/Aire y Aire/Aire, logrando de esta forma aportar aquellos servicios de vigilancia y comunicaciones de las aeronaves necesarios para automatizar la gestión del tráfico aéreo en entornos de alta densidad. Con el radar en Modo S es posible seleccionar de forma inequívoca el avión al que se desea interrogar, así como en qué momento realizar dicha interrogación. Esto es posible ya que cada aeronave que tiene a bordo equipamiento con Modo S tiene asignada una dirección única de 24 bits, siendo posible de esta manera realizar una interrogación selectiva e identificación de la aeronave. De esta forma se logran algunas ventajas como pueden ser: disminuir el número de interrogaciones y que al ser interrogaciones selectivas se evitan interferencias entre señales.

Las principales ventajas del radar Modo S se presentan a continuación:

- Selectividad de interrogación.
- Compatibilidad total con el radar secundario.
- Con direcciones de 24 bits se tienen 16 millones de direcciones disponibles, por lo tanto, es posible la identificación inequívoca de las aeronaves y el establecimiento de

comunicaciones individuales con aquellos aviones que tenga un transpondedor Modo S.

- Las interrogaciones selectivas se pueden temporizar de manera que se evite el solapamiento de señales.
- Se puede obtener parámetros de vigilancia y azimut en una única interrogación/respuesta, aumentando el número de aeronaves que se pueden controlar.
- En caso de ser necesaria una segunda interrogación por falta de respuesta, solo se envía la interrogación a la aeronave en cuestión y no a todas.
- La codificación en Modo S permite la detección y corrección de errores en el enlace de respuesta.

2.4.3 Automatic dependent surveillance (ADS)

Este sistema surge ante la necesidad de reducir en la medida de lo posible aquellas zonas donde no se dispone de cobertura radar. Para su funcionamiento se hace uso de un enlace de datos aire-tierra, mediante el cual el avión transmite una serie de datos como pueden ser: identidad, altura y posición. Estos datos son obtenidos a través del equipamiento de a bordo de la aeronave y transmitidos por esta en intervalos preestablecidos, o bien, a petición del centro de control de tránsito aéreo. Estas comunicaciones se traducen en un blanco en la pantalla del controlador, con lo cual es posible conocer con exactitud la identidad, la posición y la altura de la aeronave. Poseer esta información es de vital importancia para mejorar la utilización del espacio aéreo, ya que ante la falta de información radar, y antes de la llegada del ADS, era obligatorio aumentar las distancias de separación entre los aviones para mantener la seguridad de las operaciones. Con la llegada del ADS, y dado que se conoce en tiempo real la posición de los aviones, estas distancias se redujeron logrando de esta forma usar de manera más eficiente el espacio aéreo.

Al igual que pasaba con el radar secundario, este sistema se considera colaborativo, ya que la aeronave envía información hacia las dependencias de control, con la diferencia de que, en lugar de realizarse el cálculo de la posición de la aeronave desde tierra, como sucedía en el caso del radar secundario, en este caso el cálculo de la posición se hace mediante el uso del equipamiento de a bordo.

El ADS presenta dos características principales; en primer lugar, los datos se envían de forma automática, no es necesaria la intervención del piloto para que la información sea transmitida y, en segundo lugar, la información es dependiente de los equipos de a bordo.

Para el funcionamiento del ADS son necesarios un sistema de navegación y un enlace de datos instalados en la propia aeronave, mientras que en tierra es necesaria una estación capaz de procesar la información ADS que llega, de forma que pueda ser utilizada por el personal de control de tráfico aéreo. A continuación, se explica de manera simplificada el funcionamiento de este sistema:

- El avión obtiene su posición haciendo uso del sistema GNSS (*Global Navigation Satellite System*) instalado a bordo.
- El equipamiento de ADS de la aeronave obtiene automáticamente los datos de identificación, posición, rumbo y velocidad entre otros.
- El equipo de ADS formatea los datos obtenidos y los transmite de manera periódica y automática mediante un transmisor de radiofrecuencia que está embarcado en el avión.
- La estación terrestre retransmite el mensaje ADS hasta el centro de control de tránsito aéreo haciendo uso de los sistemas de comunicaciones terrestres de navegación aérea.
- En el centro de control se trata el mensaje y se traduce en una representación en la pantalla radar, donde se presenta la posición, velocidad e identificador de la aeronave.

En la Figura 2.4 se puede ver a groso modo lo explicado anteriormente.

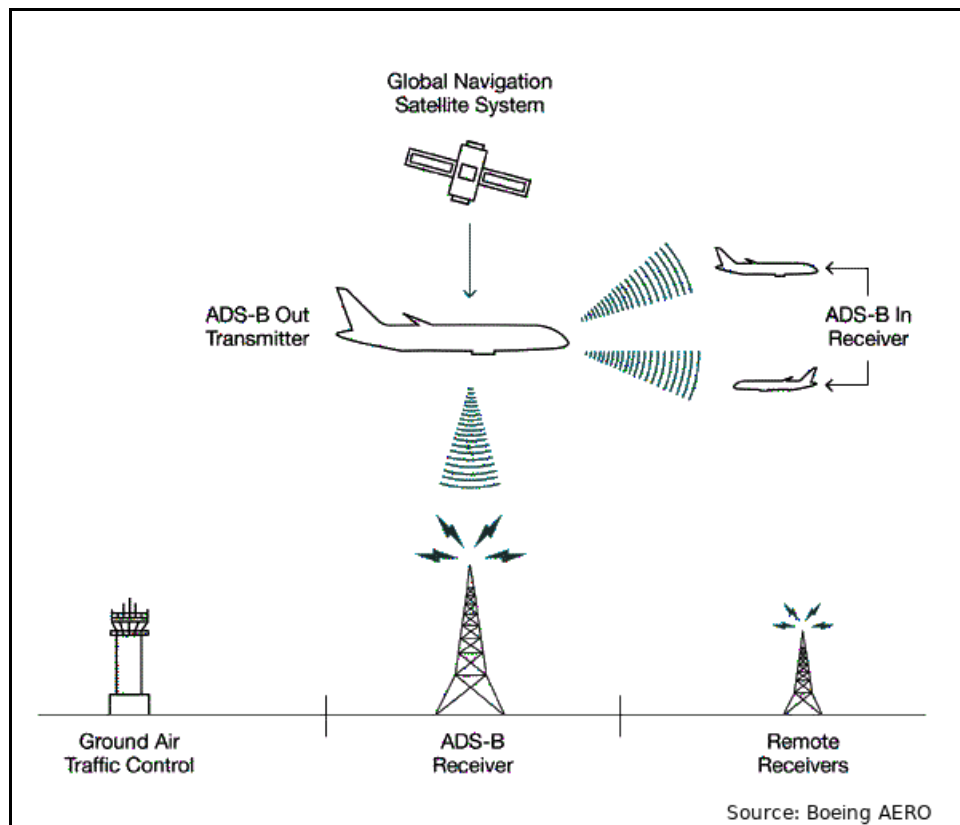


Figura 2.4: Equipos utilizados en el ADS [3].

Actualmente existen dos tipos de ADS, que se definen según como se envía la información, a continuación, se explicarán de forma muy breve cada uno de estos dos tipos:

- ADS-C (*Contract*): El ADS-C necesita de un enlace entre el avión y el centro de control. La aeronave enviará su posición tantas veces como tenga definido en el contrato preestablecido entre ella y el centro de control. Este contrato puede consistir en un único envío de la posición o un envío periódico.
- ADS-B (*Broadcast*): En este caso la información se difunde a través del transmisor de radio, de forma que esta puede ser tratada por cualquier estación ADS que la reciba, ya sea una estación terrestre u otro avión, de forma que tanto en el centro de control como en el resto de las aeronaves se conoce la posición de la aeronave que transmitió la información ADS.

Tras todo lo explicado se puede ver que el ADS tiende a convertirse en el principal sistema de vigilancia en la navegación aérea, siendo los radares primario y secundario refuerzos de este sistema en aquellas zonas donde se disponga de cobertura.

Es tal la importancia que está tomando el ADS-B que actualmente se plantea hacer uso de esta tecnología en otros dos campos relacionados con la navegación aérea: en primer lugar, en los vehículos que se desplazan dentro del recinto aeroportuario, como pueden ser los vehículos de carga o los vehículos señaleros, de forma que se puedan evitar accidentes entre los propios vehículos o incluso con algún avión. En segundo lugar, también se está pensando en equipar a todos los drones con este sistema para evitar posibles colisiones con otras aeronaves.

2.4.3.1 Especificaciones del ADS-B

El diagrama de bloques del transmisor del ADS-B que se encuentra instalado en las aeronaves es el que se muestra en la Figura 2.5 de manera simplificada, normalmente la etapa amplificadora está compuesta por una etapa de preamplificado y el amplificador de potencia.

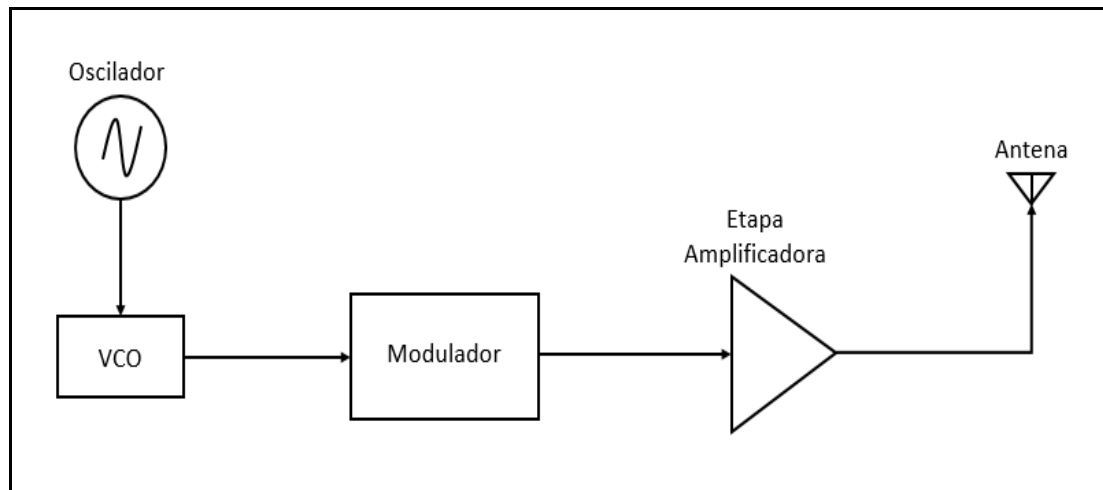


Figura 2.5: Diagrama de bloques del transmisor del ADS-B.

Los valores de los principales parámetros del ADS-B se han sacado del documento de la *Radio Technical Commission for Aeronautics (RTCA)* [4]. En la Tabla 2.1 se presentan las especificaciones que ha de cumplir la etapa amplificadora que se pretende diseñar.

Tabla 2.1: Especificaciones de la etapa amplificadora del ADS-B

Parámetros ADS-B	Valores
Frecuencia	1090 MHz
Potencia	125 W (≈ 51 dBm)
Ganancia	12-15 dB

2.5 Resumen

En este capítulo se han explicado los tres grandes grupos de sistemas de navegación aérea: comunicaciones, navegación y vigilancia, así como los distintos sistemas que se engloban dentro de cada uno. Al final del capítulo se explica con mayor nivel de detalle el sistema ADS y las especificaciones que este debe cumplir.

En el siguiente capítulo se profundizará en los amplificadores de potencia, viendo las clases que existen y sus parámetros más importantes.

Capítulo 3

Amplificadores de Potencia

En el capítulo anterior se estudiaron los sistemas de navegación aérea y su función dentro del control del tráfico aéreo.

En este capítulo se profundizará en el estudio de los amplificadores de potencia, explicando las clases que existen y los parámetros más importantes a conocer.

3.1 Introducción a los amplificadores de potencia

Los primeros amplificadores se realizaban haciendo uso de válvulas, las válvulas fueron los componentes electrónicos activos más utilizados desde comienzos del siglo XX hasta los años 60, posteriormente apareció el transistor y fue desbancando a las válvulas para su utilización en amplificación. Los transistores presentaban una serie de ventajas con respecto a las válvulas, tales como:

- Menor tamaño.
- Menor peso.
- Menor temperatura de funcionamiento.

Hoy en día aún se suelen usar válvulas, pero solo para algunas aplicaciones muy específicas, el principal uso es para sistemas de sonido, donde las válvulas siempre han sido consideradas el elemento de amplificación que mayor calidad aporta para este tipo de aplicaciones.

Los amplificadores de potencia son amplificadores donde lo que se busca es obtener una elevada potencia a la salida del amplificador. Este tipo de amplificadores usan dispositivos activos y pueden tener dos comportamientos distintos dependiendo de si la amplificación es saturada o no. En el caso de amplificación no saturada el dispositivo activo se comporta como una fuente de corriente controlada por tensión, mientras que en el caso de amplificación saturada el comportamiento se asemeja al de un conmutador, para lograr este comportamiento el transistor pasa de la zona de saturación a la de corte sin pasar por la zona activa. A continuación, en la Figura 3.1, se muestra la clasificación de los amplificadores de potencia [5].

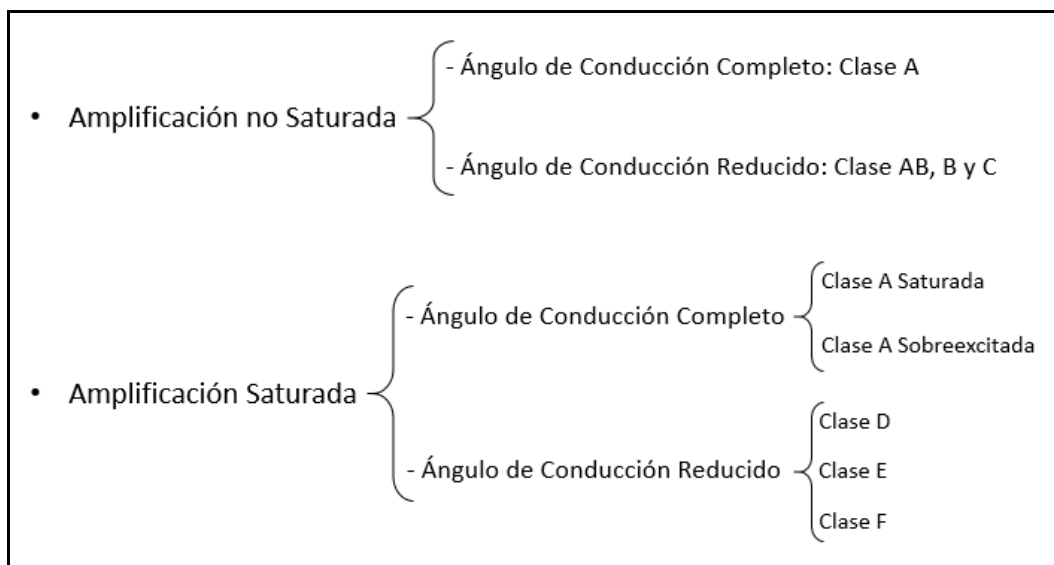


Figura 3.1: Modos de operación de los amplificadores de potencia.

Este tipo de amplificadores lo que realizan es una transformación de una señal de RF de baja potencia a una señal amplificada que presenta una mayor potencia a la salida, valiéndose para ello de una fuente de alimentación. Los amplificadores de potencia son de gran importancia en los sistemas de comunicaciones, siendo habitualmente usados en sistemas inalámbricos y sistemas radar, entre otros, encontrándose dentro de la cadena de transmisión de la señal de los sistemas de comunicaciones. La arquitectura de los transmisores

puede hacer uso de amplificadores de potencia clásicos, como pueden ser los de clase A u otras arquitecturas más recientes como un amplificador *Doherty* o amplificador de *Envelope Tracking*.

3.2 Clases de operación de amplificadores de potencia

Como se ha explicado anteriormente se definen distintas clases de operación de los amplificadores de potencia, el modo de operación depende del punto de polarización (Q) del transistor en DC. Según donde se encuentre el punto de polarización dentro de la recta de carga el modo de operación será uno u otro. Esto se puede ver gráficamente en la Figura 3.2:

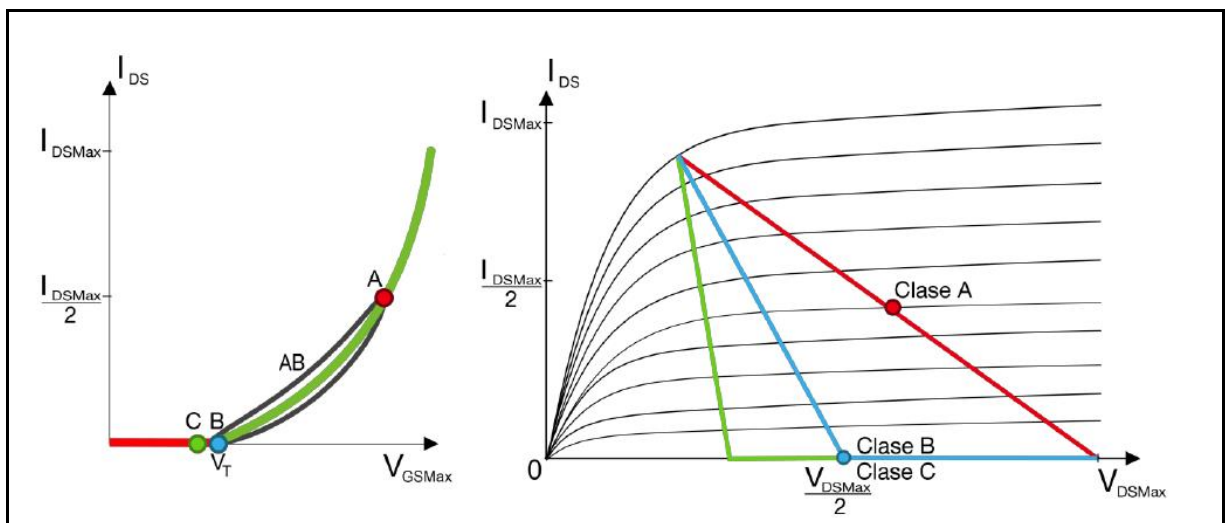


Figura 3.2: Clase de amplificador según el punto de polarización.

3.2.1 Clase A

En este modo de operación el amplificador tiene un ángulo de conducción de 360° , por lo que el dispositivo conduce corriente durante todo el ciclo de operación.

Este tipo de amplificadores son los más lineales debido a que el transistor está polarizado a mitad de la línea de carga, permitiendo que tanto la corriente como la tensión lleguen a valores máximos sin saturarse. El principal problema que presenta esta clase de amplificadores es que poseen una baja eficiencia, debido a que al estar conduciendo corriente

durante todo el ciclo gran parte de la potencia se disipa, esto provoca que este tipo de amplificadores alcancen una eficiencia máxima teórica en torno al 25 %. Es por todo ello que este modo de operación no es el más idóneo para el diseño de amplificadores de potencia. Por norma general se suelen utilizar en aquellas aplicaciones donde es indispensable tener una buena linealidad a pesar de tener una reducida eficiencia, un ejemplo de aplicación pueden ser las modulaciones en amplitud, donde es necesario un comportamiento muy lineal.

3.2.2 Clase B

En este caso el ángulo de conducción es de 180° , por lo tanto, el dispositivo conduce corriente durante la mitad del ciclo de operación. El punto de polarización debe estar en la tensión de ruptura, esto hace que la corriente solo fluya por el dispositivo cuando el nivel de la señal de entrada es mayor que la tensión de ruptura, esto se produce durante el ciclo positivo de la señal de entrada, mientras que durante el ciclo negativo el amplificador no está operativo. De esta forma se logra reducir la disipación de potencia, y por lo tanto se mejora la eficiencia, en comparación con la clase A, pero esto es en detrimento de la linealidad. En este caso la eficiencia máxima teórica que puede alcanzar el amplificador se corresponde con un 78.5%.

3.2.3 Clase AB

Cuando se trabaja en este modo de operación el ángulo de conducción está comprendido entre 180° y 360° . Variando el ángulo de conducción se puede lograr un comportamiento más próximo a un clase A o un clase B.

En este caso, al igual que pasaba con el clase B, la señal se distorsiona debido a los efectos de la no linealidad, provocando la aparición de armónicos, estos efectos se reducen según el ángulo de conducción se acerca a 360° (clase A). Este tipo de amplificadores presenta una eficiencia que está comprendida entre el 25 y 78.5%, siendo por este motivo una buena elección para el diseño de amplificadores de potencia, ya que se puede llegar a un compromiso entre linealidad y eficiencia.

3.2.4 Clase C

Cuando se polariza el transistor para trabajar en clase C, el ángulo de conducción es inferior a 180° , normalmente suele estar en torno a 90° , esto hace que la corriente de salida sea cero durante más de la mitad del ciclo de la señal de entrada. Este tipo de amplificadores presentan una gran eficiencia, pero una linealidad muy pobre, se pueden lograr eficiencias por encima del 80% pero a costa de introducir una gran distorsión en la señal de salida. Este tipo de amplificadores se suelen usar en aplicaciones de modulación de envolvente constante, ya que en este caso la linealidad no es parámetro muy importante.

3.2.5 Clase D y F

Cuando polarizamos un transistor para trabajar en clase D, lo que logramos es que el transistor se comporte como un conmutador, de forma que pasará de trabajar en zona de corte a zona de saturación sin pasar por la zona activa.

Los amplificadores de clase F aumentan la eficiencia haciendo uso de resonadores armónicos en la red de salida, para que la forma de la onda de salida sea cuadrada. Este tipo de amplificadores se consideran no lineales y al funcionar como conmutadores hace que se logren eficiencias teóricas cercanas al 100% pero sacrificando la linealidad. En la práctica no es posible alcanzar esta eficiencia debido a que no se puede lograr un tiempo de conmutación igual a cero y por la existencia de elementos parásitos.

3.3 Parámetros importantes de los amplificadores de potencia

Además de la eficiencia existen otros parámetros que es importante conocer cuando se está trabajando con amplificadores de potencia, a continuación, se detallan de forma muy breve algunos de estos parámetros:

3.3.1 Ganancia

Cuando se trabaja con dispositivos de microondas se pueden encontrar distintas definiciones para la ganancia:

3.3.1.1 Ganancia de potencia

Se considera como el cociente entre la potencia entregada a la carga y la entregada a la red:

$$G_p = \frac{P_L}{P_{in}}$$

3.3.1.2 Ganancia de potencia disponible

Se expresa como el cociente entre la potencia máxima que puede ser entregada a la red y la potencia disponible en el generador:

$$G_p = \frac{P_{max}}{P_{disp}}$$

3.3.1.3 Ganancia de transducción

En este caso se habla del cociente entre la potencia entregada a la carga y la potencia de la que se dispone en el generador:

$$G_p = \frac{P_L}{P_{disp}}$$

3.3.2 Eficiencia

Este parámetro es uno de los más importantes a la hora de hablar de amplificadores de potencia y representa cuanta cantidad de potencia de RF entrega la fuente de alimentación en DC. Se puede definir de dos formas:

3.3.2.1 Eficiencia de drenador

Se considera como el cociente entre la potencia de RF que llega a la carga de salida y el consumo de potencia de la alimentación en DC:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}}$$

3.3.2.2 Power Added Efficiency (PAE)

Este parámetro es el más utilizado para medir la eficiencia de un amplificador de potencia ya que representa la eficiencia total del dispositivo, en este caso a diferencia de la eficiencia de drenador, se tiene también en cuenta la potencia de entrada y se define de la siguiente manera:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}}$$

3.3.3 Linealidad

Como el diseño de amplificadores de potencia está basado en el uso de transistores, que son considerados componentes no lineales, esto hace que los amplificadores de potencia también se consideren como dispositivos no lineales. La potencia de salida de un amplificador va a depender de la ganancia de este y al mismo tiempo, esta ganancia va a ser dependiente de la potencia de entrada, tal y como se puede ver en la siguiente ecuación:

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

Quizás el parámetro más importante cuando se habla de linealidad en los amplificadores de potencia sea el punto de compresión a 1 dB, el cual se explicará a continuación:

3.3.3.1 Punto de compresión a 1 dB

El efecto de la no linealidad del amplificador aparece cuando este en su salida se acerca a la zona de saturación, según se va incrementando la potencia de entrada, la potencia de salida va aumentando hasta un punto donde ya no se amplifica, dando lugar a lo que se conoce como potencia de saturación. El punto de compresión de 1 dB nos da la diferencia medida de 1 dB entre el comportamiento ideal y lineal del dispositivo, frente al comportamiento real. De esta forma se conoce cuál es la máxima potencia de entrada que se le puede aplicar al amplificador para que se comporte de la manera más lineal posible. Esto se puede ver en la Figura 3.3.

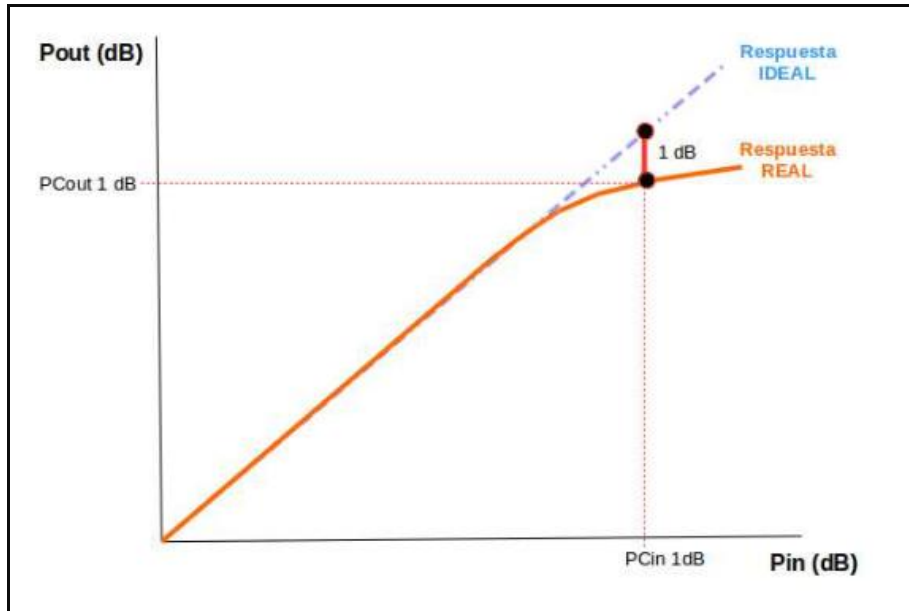


Figura 3.3: Punto de compresión a 1 dB.

Tal y como se ha explicado en este apartado, los amplificadores de potencia son una parte fundamental en los equipos de comunicaciones, principalmente en la cadena de transmisión, por ello su diseño ha de ser minucioso, teniendo clara la aplicación para la que se van a utilizar, ya que es fundamental definir bien tanto la clase, como los valores de eficiencia y ganancia de potencia que queremos alcanzar en el diseño.

Hoy en día se pueden encontrar muchos trabajos de diseño de amplificadores de potencia para aplicaciones como telefonía móvil, comunicaciones para satélites, o para dispositivos de audio, pero no se ha encontrado ninguno relacionado con el diseño de amplificadores de potencia para el ADS-B [5 - 7]. En la Tabla 3.1 se muestran resultados de algunos de los trabajos referenciados en este documento:

Tabla 3.1: Resultados de trabajos con amplificadores de potencia en GaN.

	Clase	Frecuencia (MHz)	Potencia de salida (dBm)	PAE (%)	Ganancia (dB)
[5]	E	110 MHz	37.5	84	21
[6]	AB	2600 MHz	43.65	70	14
[7]	F	900 MHz	37	68	15

3.4 Resumen

En este capítulo se ha profundizado en el conocimiento de los amplificadores de potencia, se han presentado las distintas clases de operación que existen, así como los parámetros más importantes que definen a los amplificadores.

En el siguiente capítulo se hablará del Nitruro de Galio, dando a conocer sus principales características y ventajas frente a otros semiconductores.

Capítulo 4

Nitruro de Galio

En el capítulo anterior se profundizó en el conocimiento de los amplificadores de potencia, sus parámetros más importantes y las clases de amplificadores que existen.

En el presente capítulo se darán a conocer las principales características y ventajas que presenta el Nitruro de Galio frente a otros materiales semiconductores. Además, se hablará sobre la elección del transistor con el que se realizará el diseño propuesto para este TFM.

4.1 Introducción al Nitruro de Galio

Desde que a mediados del siglo pasado se descubrió que los materiales semiconductores podían utilizarse en la fabricación de dispositivos electrónicos, se ha producido una verdadera revolución tecnológica en el campo de las aplicaciones electrónicas. Además del Silicio (Si) y del Grafeno en los últimos años el Nitruro de Galio (GaN) se ha convertido en un semiconductor de los más utilizados y con mayor proyección de desarrollo. Este componente es un material semiconductor avanzado con alta movilidad de portadores y que presenta un enorme potencial para lograr avances claves en diversas aplicaciones como los convertidores de potencia, LEDs, radiofrecuencia (RF) o células solares. Ofrece la

posibilidad de fabricar dispositivos activos de RF, especialmente transistores de potencia HEMT (*High Electron Mobility Transistor*), con una potencia de salida significativamente mayor, haciendo uso de una menor área que la que se puede obtener con otros semiconductores, como el Silicio o el Arseniuro de Galio (GaAs) [8]. En la Figura 4.1 se muestra una comparativa entre dos circuitos integrados, uno diseñado en GaAs y otro en GaN, donde se puede ver como el tamaño disminuye notablemente y como la potencia entregada por los 4 amplificadores de potencia de GaAs se logra con un único amplificador de potencia de GaN.

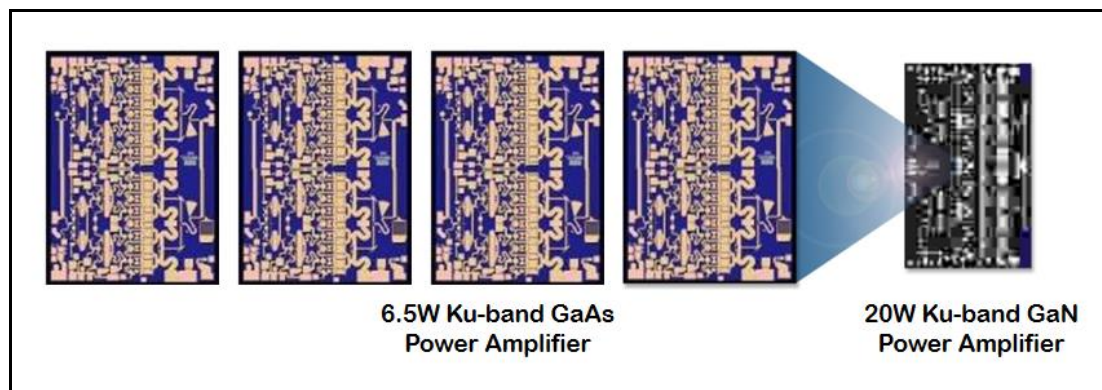


Figura 4.1: Comparativa de circuitos integrados en GaAs y GaN.

El Nitruro de Galio está considerado como uno de los materiales del futuro en el ámbito de los dispositivos de potencia debido principalmente a que presenta unas prestaciones muy superiores a las del Silicio, el material más empleado actualmente. Las propiedades físicas de este material hacen que se convierta en un elemento clave para lograr soluciones eficaces para muchas aplicaciones. Entre éstas se puede destacar su utilización en:

- Componentes de potencia para un mercado emergente como es el de los vehículos híbridos y eléctricos.
- En optoelectrónica se presentan como alternativa a los diodos emisores de luz (*light emitting diode*, LED).
- En el diseño de componentes para aplicaciones en radiofrecuencia, como por ejemplo amplificadores de potencia.

En el ámbito de las comunicaciones es de vital importancia disponer de una tecnología con la cual diseñar amplificadores de potencia que sustituya los dispositivos de tecnología de Si, GaAs, y de vacío, que hasta hace pocos años eran las principales tecnologías utilizadas en la fabricación de los amplificadores de baja y alta potencia para microondas, buscando una mejora de la eficiencia y minimizar el tamaño de estos elementos.

4.2 Ventajas del Nitruro de Galio

Las tecnologías más consolidadas como el Silicio y el Arseniuro de Galio permiten disponer de unos transistores capaces de alcanzar frecuencias de trabajo de hasta 300 GHz en el caso de los de GaAs, debido a la gran velocidad de sus portadores (107 cm/s). El problema que presentan estas tecnologías es la imposibilidad de su uso como amplificadores de alta potencia debido a tres importantes factores:

- Baja tensión de ruptura a causa de su escasa banda prohibida (*bandgap*) que las imposibilita para trabajar a los voltajes necesarios para suministrar la potencia adecuada.
- Pobre conductividad térmica que impide el diseño de dispositivos de alta potencia.
- Los dispositivos de potencia deben suministrar corrientes elevadas, por lo que el diseño físico del dispositivo requiere de un gran ancho de canal, lo cual da lugar a bajas impedancias que imposibilitan una correcta adaptación.

Estos problemas han sido solucionados con la tecnología GaN cuyas características se presentan a continuación:

- Amplia banda prohibida (*bandgap*) de los semiconductores de la familia GaN, dos o tres veces superiores a los semiconductores tradicionales de GaAs y Si. Esto se traduce en la capacidad de alcanzar elevados campos internos dando lugar a una tensión de ruptura mayor.

- Una constante dieléctrica un 20% menor que los dispositivos GaAs, como consecuencia de la elevada energía de gap, lo que permite disponer de unas áreas un 20% mayores para una misma impedancia. Debido al incremento de esta área se pueden alcanzar mayores corrientes y por tanto estarán disponibles mayores potencias de salida.
- Elevada conductividad térmica en contraposición a los semiconductores convencionales, lo que permite operar a grandes temperaturas. Esto evita la necesidad de disponer de disipadores permitiendo así su uso en multitud de dispositivos móviles.
- Elevada tensión de ruptura, haciéndolo ideal para los sistemas comerciales, por ejemplo, estaciones base inalámbricas, que operan con tensiones de 28 V, incluso siendo fácil para esta tecnología alcanzar los 48 V. Para estas tensiones tan elevadas se consigue una elevada eficiencia que reduce los requerimientos de potencia de los dispositivos.

4.3 Comparativa con otras tecnologías

La investigación con GaN sigue en desarrollo y prácticamente cada año se mejoran los resultados obtenidos, así, por ejemplo, se han llegado a obtener densidades de potencia superiores a los 10 W/mm a una frecuencia de 10 GHz. Si se realiza una comparación entre tecnologías se obtendrían las siguientes diferencias:

- El Silicio (Si) solo amplifica de manera eficiente para frecuencias de hasta 3 GHz.
- El Carburo de Silicio (SiC) alcanza densidades de potencia de 7.2 W/mm, pero para frecuencias que estén por debajo de los 3.5 GHz.
- El Arseniuro de Galio (GaAs) puede trabajar con frecuencias de 10 GHz a costa de obtener densidades de potencia por debajo de 1 W/mm.

- El Silicio-Germanio (Si-Ge) puede trabajar a altas frecuencias, pero con densidades de potencia muy bajas.
- El Nitruro de Galio por otro lado puede trabajar a temperaturas de hasta 300°C, mientras que por ejemplo el Silicio solo alcanza los 140°C.

La tecnología GaN, debido a que soporta densidades de potencia de radiofrecuencia entre cinco y seis veces superiores a los amplificadores de RF basados en otras tecnologías, es la más idónea para estas aplicaciones. De esta forma, se convierte en una alternativa fiable no solo para las infraestructuras de comunicaciones mencionadas, sino para otras industrias como la aeroespacial, radar, navegación aérea, militar y aplicaciones similares.

4.4 Transistores HEMT

Los transistores de alta movilidad electrónica o HEMT (*High Electron Mobility Transistor*) surgen a raíz de un intento de mejorar las prestaciones de los transistores MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) de GaAs, buscando un aumento en la movilidad de los portadores. Este modelo no acabó de tomar forma hasta que no se obtuvieron los primeros resultados de estructuras GaAs/AlGaAs (Arseniuro de Galio-Aluminio) con modulación del dopaje junto con el primer estudio de electrones transportados en gas. Tras estos resultados se planteó el principio de funcionamiento de los transistores HEMT, este consistía en una capa de GaAs y otra capa dopada tipo n de AlGaAs de manera que fuese posible modular la acumulación de carga que se producía en la interfaz GaAs/AlGaAs haciendo uso de una barrera *Schottky* que se formaba en la superficie de AlGaAs. Con el tiempo estos dispositivos han ido evolucionando y se introdujeron nuevos materiales como el Arseniuro de Galio-Indio (InGaAs) o el Fosfuro de Galio-Indio (InGaP), con el objetivo de lograr mejorar las prestaciones tanto en frecuencia como en potencia.

La concepción de estos transistores se basa en la unión de dos semiconductores que presentan una banda prohibida (*bandgap*) distinta. En el caso del GaAs/AlGaAs al tener n⁻ AlGaAs una banda prohibida mayor que al del GaAs se produce lo que se conoce como pozo cuántico (*Quantum Well*) en la banda de conducción de la heterounión. Los electrones de n⁻

AlGaAs son difundidos a través del pozo cuántico lo que produce un gas que se podría considerar bidimensional y que queda confinado en la unión. Dentro de este gas los electrones presentan una gran movilidad, por lo que si se utiliza este gas como canal se pueden obtener transistores de alta frecuencia y bajo ruido.

En la Figura 4.2 se presenta la estructura de un transistor HEMT y su diagrama de bandas.

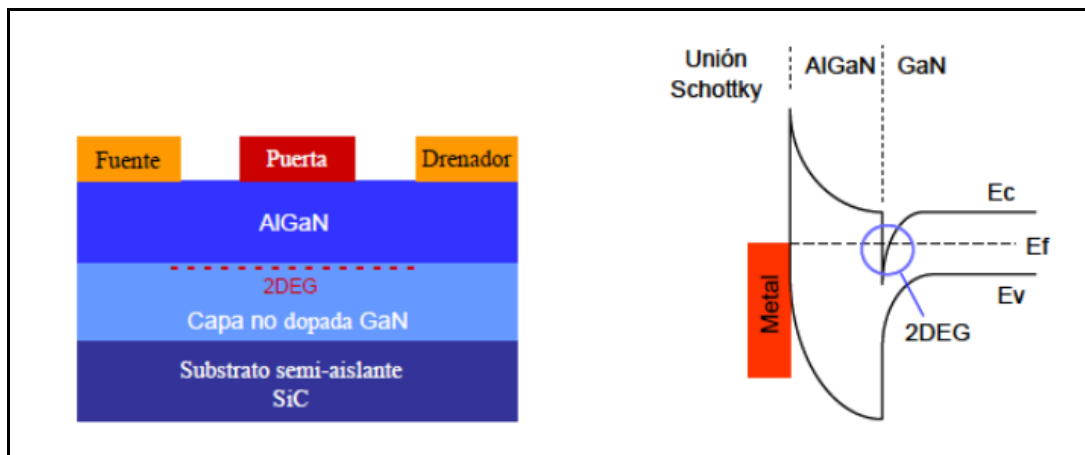


Figura 4.2: Estructura de Transistor HEMT y diagrama de bandas.

Los transistores HEMT fueron desarrollados para trabajar con frecuencias de hasta 300 GHz con bajo ruido. Dada las prestaciones que presentan son ideales para el diseño de dispositivos de potencia a alta frecuencia y es por eso por lo que son uno de los principales transistores de GaN utilizados en este tipo de diseños.

4.5 Elección del transistor

Para realizar el diseño del amplificador de potencia y dadas las necesidades de potencia de salida que ha de cumplir la etapa de potencia del ADS-B, se ha decidido hacer uso de un transistor de la *foundry Cree Inc.*, más concretamente se utilizará el transistor CGH40120F [9], ya que se considera que con este transistor se podrán cumplir con las especificaciones necesarias y además se posee el kit de diseño necesario para utilizarlo con la herramienta de diseño de circuitos de RF, *Advanced Design System*.

El transistor se polarizará de forma que trabaje como un amplificador de clase AB. Este transistor es un dispositivo de alta movilidad de electrones (HEMT) por lo que se tendrá una alta eficiencia, alta ganancia y un gran ancho de banda. Además, este tipo de transistores presentan un gran número de aplicaciones en sistemas de RF y microondas, esto hace que sean perfectos para el diseño que se va a realizar en este TFM.

Las principales características del transistor son las que se presentan a continuación:

- Funcionamiento hasta 2.5 GHz.
- 20 dB de ganancia en pequeña señal a 1 GHz.
- 15 dB de ganancia en pequeña señal a 2 GHz.
- P_{SAT} 120 W (≈ 50.8 dBm).
- 65% de eficiencia a P_{SAT} .
- Funcionamiento hasta 28 V.

A continuación, se presentan algunas de las aplicaciones del transistor:

- Amplificadores de banda ancha.
- Infraestructuras de telefonía móvil.
- Instrumentación de test.
- Amplificadores de potencia clase A y AB.

4.6 Resumen

En este capítulo se han explicado las principales características y ventajas del Nitruro de Galio. Además, se ha explicado la selección del transistor a utilizar para la realización de este TFM.

En el siguiente capítulo se abordará paso a paso el diseño de la etapa de potencia del transmisor de ADS-B.

Capítulo 5

Diseño de la Etapa Amplificadora

En los capítulos anteriores se han adquirido conocimientos sobre sistemas de navegación aérea, amplificadores de potencia y Nitruro de Galio, todos estos conocimientos son necesarios para llevar a cabo el diseño de la etapa de potencia que se pretende diseñar en este TFM.

En el capítulo que empieza a continuación, se explicará de manera muy breve el software de diseño a utilizar, y cada uno de los pasos y simulaciones realizadas para diseñar el amplificador de potencia del transmisor del ADS-B.

5.1 Advanced Design System

El *software* utilizado para la realización de este trabajo final de máster es el *Advanced Design System* (ADS) de *Keysight Technologies* [10]. El ADS es un paquete *software* que permite el diseño y la simulación de sistemas electrónicos utilizados en sistemas de RF y microondas. Este *software* puede realizar la simulación de sistemas inalámbricos completos incluyendo el procesamiento digital de la señal (DSP), la circuitería de IF, el cabezal de RF y aspectos de propagación e integridad de señales. Por otro lado, es posible llevar a cabo múltiples

simulaciones sobre un mismo circuito de manera simultánea y representar diferentes tipos de gráficos en las hojas de resultados, junto con las ecuaciones de post-procesado.

Sobre los circuitos diseñados se pueden realizar distintas simulaciones, como pueden ser simulaciones en AC, en DC, simulaciones de balance de armónicos, simulación de parámetros S, simulaciones en transitorio o de envolvente, entre otras. Para cada tipo de simulación se hará uso de un dominio diferente, según corresponda, y se utilizarán distintas señales de entrada, según necesite la simulación a realizar. A continuación, se explican de manera breve algunas de estas simulaciones:

- Simulación en DC: Esta simulación establece los niveles de operación y permite dibujar las curvas de polarización en DC. Se realiza en el dominio de la frecuencia y usa como estímulo múltiples niveles de tensión en DC.
- Simulación en AC: Permite obtener el comportamiento en pequeña señal del circuito en estacionario. Mediante esta simulación es posible obtener los parámetros de red, coeficientes de adaptación, círculos de ganancia, factor de estabilidad K o círculos de estabilidad. Al igual que la simulación en DC está simulación se realiza en el dominio de la frecuencia y como estímulo se le inyecta una pequeña señal sinusoidal.
- Parámetros S: Esta simulación permite obtener la respuesta de un componente electrónico de N puertos para una frecuencia dada. Con esta simulación se pueden obtener el factor de estabilidad, las redes de adaptación y la ganancia máxima de un amplificador.
- Balance de armónicos: Permite observar el comportamiento en gran señal en estado estacionario de amplificadores de potencia, mezcladores y osciladores. Se puede utilizar para calcular condiciones de oscilación, intermodulación, pérdidas de conversión, potencia de salida, etc. Este tipo de simulaciones se pueden realizar tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia y utiliza como estímulo de entrada múltiples señales sinusoidales grandes.

- **Transitorio:** Con esta simulación se obtienen las respuestas transitorias de redes de componentes discretos. Se utiliza para comprobar la estabilidad de amplificadores, observar efectos de distorsión no lineal o comprobar el punto de arranque de osciladores. Las simulaciones se realizan en el dominio del tiempo y hacen uso de múltiples señales de variación arbitraria en el tiempo.
- **Convolución:** Se logra la respuesta transitoria de redes que contienen componentes discretos y distribuidos. Las aplicaciones son las mismas que las mencionadas para la simulación en transitorio y hace uso del mismo tipo de señales de estímulo con la diferencia de que en este caso se puede trabajar tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.
- **Envolvente:** Con esta simulación se obtiene la respuesta de redes no lineales a señales de entrada moduladas. Se suele utilizar para comprobar los efectos de distorsión ocasionados por las no linealidades. Se utiliza tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia y hace uso de múltiples señales moduladas de forma arbitraria.

Actualmente el ADS es una de las principales herramientas *software* para el diseño de circuitos, ya sean integrados o discretos, dada la gran cantidad de simulaciones que permite realizar, la facilidad de manejo que presenta el entorno y la gran cantidad de *kits* de diseño que aportan las principales empresas del sector. Tras esta breve explicación del *software* de diseño se pasa a explicar el diseño del amplificador de potencia.

Se comienza ahora a explicar paso a paso todo el proceso de diseño del amplificador de potencia. Tal y como se había comentado anteriormente, se realizará el diseño de un amplificador de potencia en clase AB haciendo uso del transistor CGH40120F de *Cree* de forma que cumpla con los requisitos necesarios para poder ser utilizado dentro del sistema de vigilancia ADS-B que se encuentra embarcado en los aviones.

5.2 Polarización del transistor

Como primer paso del diseño se ha de hallar el punto de polarización del transistor, para el cual obtendremos un amplificador de potencia de clase AB, para ello, y si se recuerda la Figura 3.2, se puede ver como el punto de polarización ha de estar en la mitad inferior de la recta de carga del transistor y siempre por encima de un valor de $I_D = 0$. Tal y como se comentó en el apartado dedicado al transistor la tensión máxima de operación es de 28 V, pero se ha decidido hacer uso de una tensión de funcionamiento de 24 V, ya que esta es la tensión normal de trabajo de los equipos que se encuentran instalados en los aviones.

Para obtener las rectas I-V del transistor mediante simulaciones de AC y DC se hace un barrido de la tensión de drenador-fuente (VDS) entre 0V y 30V y de la tensión puerta-fuente (VGS) entre -10V y 2V. El circuito utilizado para obtener el punto de polarización se muestra a continuación [11 - 14] en la Figura 5.1.

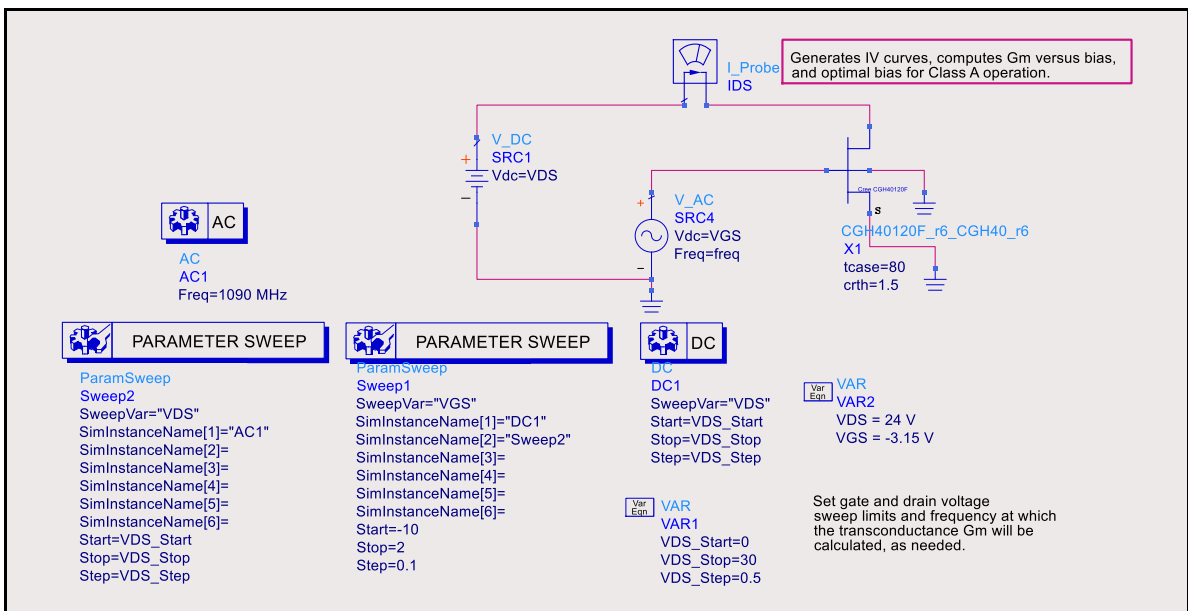


Figura 5.1: Esquemático para obtener el punto de polarización.

Tras realizar la simulación, el resultado obtenido es el que se muestra en la Figura 5.2, donde se puede ver que se ha tomado como punto de polarización una tensión de $V_{GS} = -2V$, indicado mediante el marcador m5, este punto de polarización se encuentra por debajo de la mitad de la recta de carga cumpliendo el requisito de polarización para ser un amplificador en clase AB.

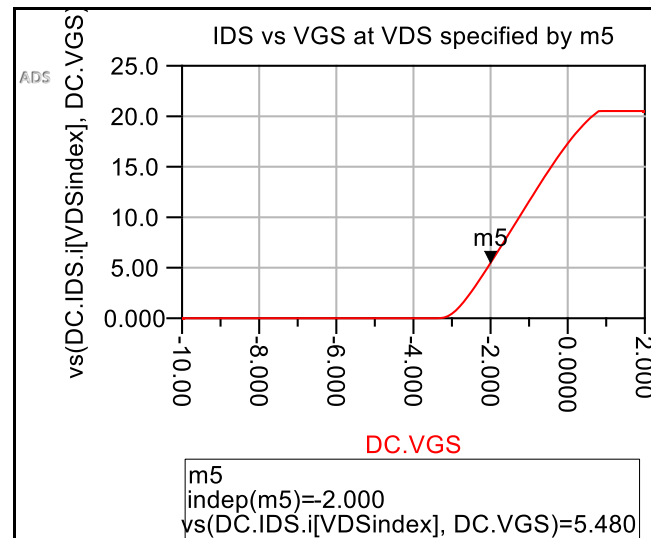


Figura 5.2: Punto de polarización para clase AB.

Tras esta simulación se puede concluir que las tensiones con las que se va a trabajar para diseñar el amplificador de potencia de clase AB son las siguientes:

$$V_{DS} = 24 \text{ V}$$

$$V_{GS} = -2 \text{ V}$$

Con el punto de polarización ya decidido, se pasará a comprobar la estabilidad del transistor.

5.3 Estabilidad del transistor

Una vez que se han definido las tensiones con las que va a trabajar el transistor para poder diseñar un amplificador de potencia en clase AB, se pasa a comprobar la estabilidad de este con las tensiones definidas a la frecuencia de trabajo. Para comprobar la estabilidad se hace uso de una simulación de parámetros S, donde se comprobará que el valor del factor de estabilidad (K) sea mayor que uno para la frecuencia de 1090 MHz que se corresponde con la frecuencia utilizada en el sistema ADS-B. En la Figura 5.3 se puede ver el circuito utilizado para comprobar la estabilidad del transistor.

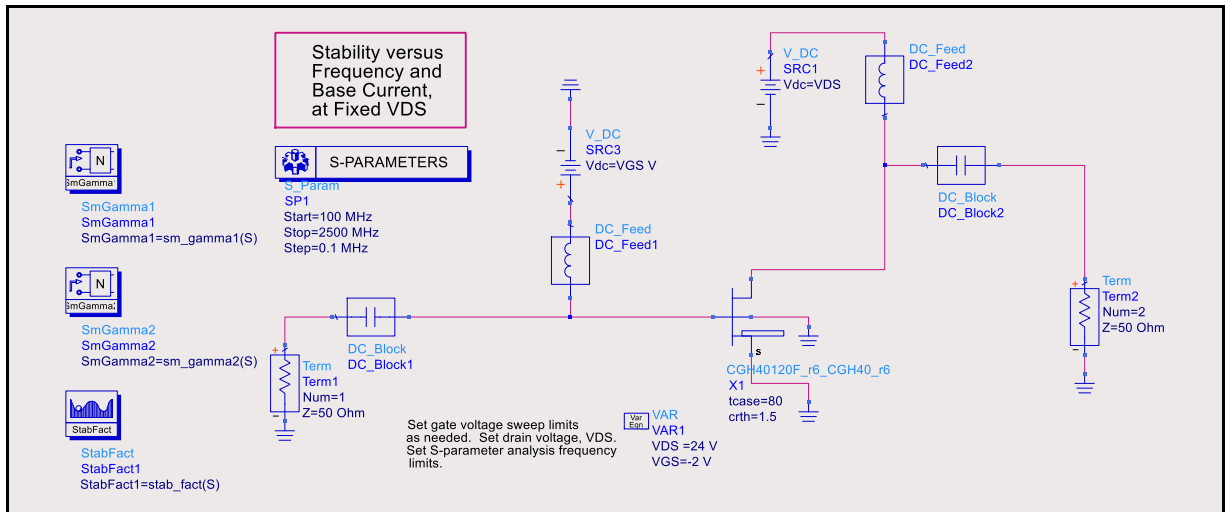


Figura 5.3: Esquemático para comprobar la estabilidad del transistor.

Se observa en la Figura 5.3 como las tensiones del transistor han sido fijadas a los valores calculados durante el proceso de polarización del transistor. Para estos valores y tras realizar la simulación de parámetros S dentro de una banda que comprenderá la frecuencia de trabajo se obtienen los resultados que se muestran en la Figura 5.4.

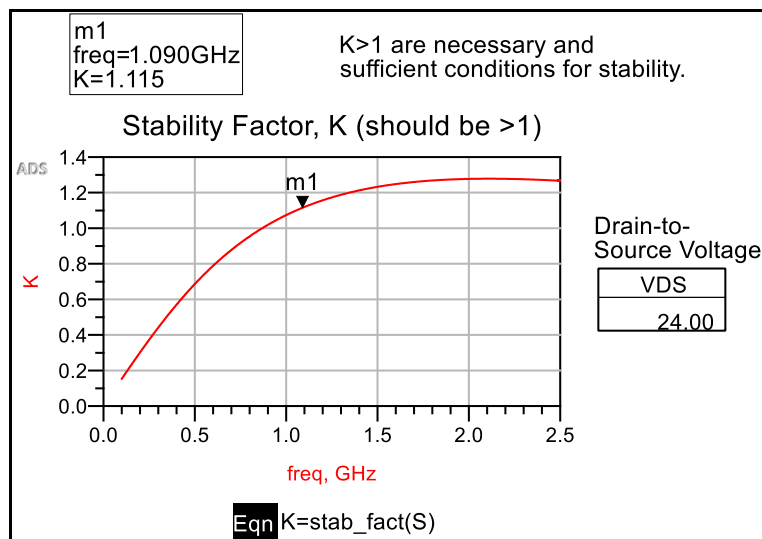


Figura 5.4: Resultados del factor K de estabilidad.

Una vez finalizada la simulación de parámetros S se puede comprobar como el valor de K es mayor que uno para la frecuencia de trabajo, por lo tanto, se puede concluir que el transistor es estable a la frecuencia de interés para la aplicación que se quiere diseñar y no es necesario hacer uso de ninguna red de estabilización.

El siguiente paso es comprobar la linealidad del transistor, para ello se hará uso de una simulación para comprobar el punto de compresión a 1 dB.

5.4 Punto de compresión a 1 dB

Cuando se comentaron los parámetros más importantes de los amplificadores de potencia se habló del punto de compresión a 1 dB, donde se explicó que mediante esta medida es posible determinar la potencia máxima de entrada que se le puede aplicar al transistor para que tenga un comportamiento lo más lineal posible, para ello se ha de buscar el punto en el cual la recta de ganancia ideal difiere en 1 dB de la recta real. Este punto dará la potencia máxima que se le puede introducir al circuito garantizando un comportamiento lineal del mismo, una vez se sobrepasa este punto ya no es posible garantizar la linealidad. El circuito utilizado para encontrar la potencia de entrada donde se produce esta diferencia de 1 dB es el que se muestra a continuación en la Figura 5.5 donde se hace uso de una simulación de balance de armónicos.

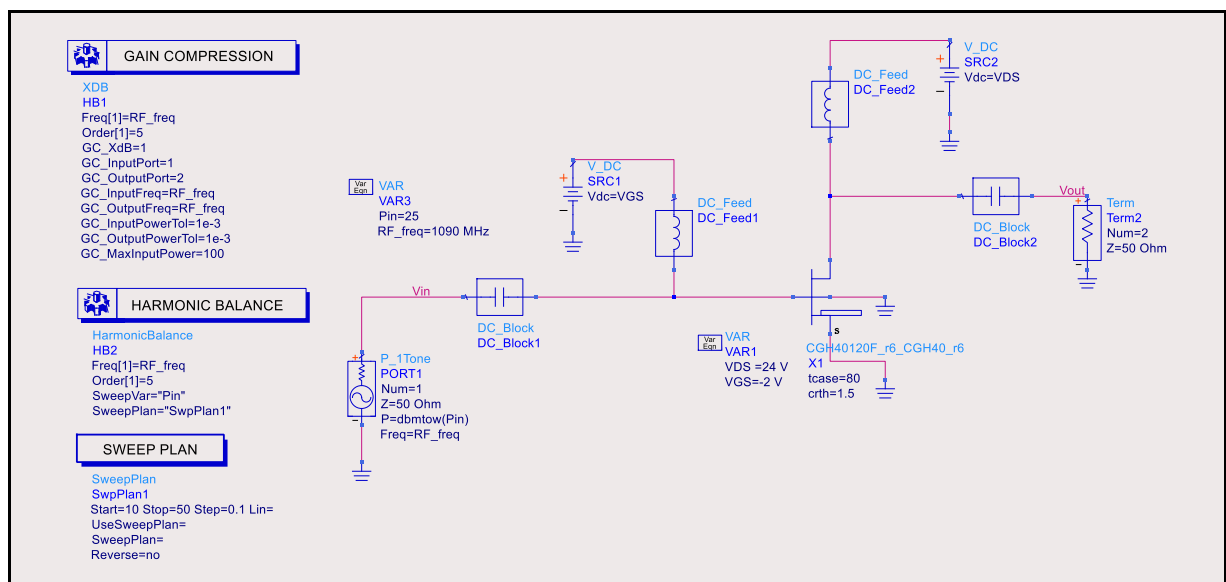


Figura 5.5: Esquemático para el punto de compresión a 1 dB.

Una vez ha finalizado la simulación se puede buscar el punto donde la recta de ganancia ideal y la recta real difieren en 1 dB, esto se presenta en la Figura 5.6, donde se observa que este punto se encuentra para una potencia de entrada de 35.5 dBm, siendo esta

por lo tanto la máxima potencia de entrada que se le pueda aplicar al transistor para que el comportamiento del circuito sea lineal.

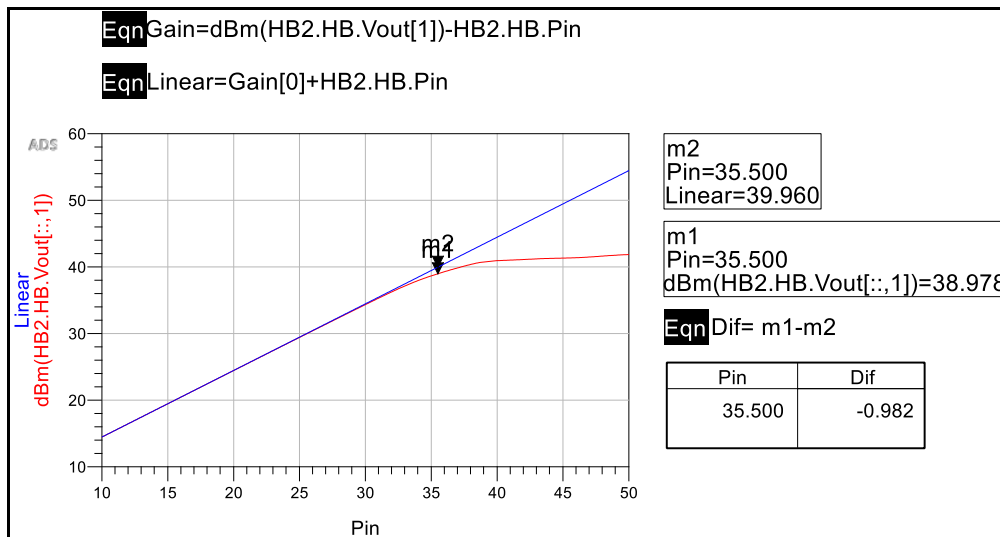


Figura 5.6: Punto de compresión a 1 dB.

Sabiendo cual es la potencia máxima que se puede introducir a la entrada del amplificador para que esté presente un comportamiento lineal, se comienza con los procedimientos *Load/Source Pull*.

5.5 Load/Source Pull

Para el diseño de amplificadores de bajo ruido la caracterización del transistor se realiza mediante la utilización de los parámetros *S*, ya que de esta forma es posible definir unas impedancias de entrada y salida que darán máxima ganancia con el menor ruido posible. En cambio, cuando se trabaja con dispositivos de alta potencia, como es en este caso, no es posible hacer uso de los parámetros *S* para caracterizar las impedancias de entrada y salida. Para ello es necesario usar unas técnicas específicas para circuitos de alta potencia conocidas como *Load Pull* y *Source Pull* [15]. Para obtener los valores de PAE y potencia entregada se hace uso de unas curvas de contorno mediante las cuales se obtiene el valor de las impedancias necesarias para alcanzar una PAE o potencia determinados. Según en qué punto de las curvas de contorno se posicionen los marcadores se obtendrá un valor de PAE o

potencia y las impedancias necesarias para alcanzar dichos valores. En la Figura 5.7 se muestra un ejemplo de estas curvas de contorno.

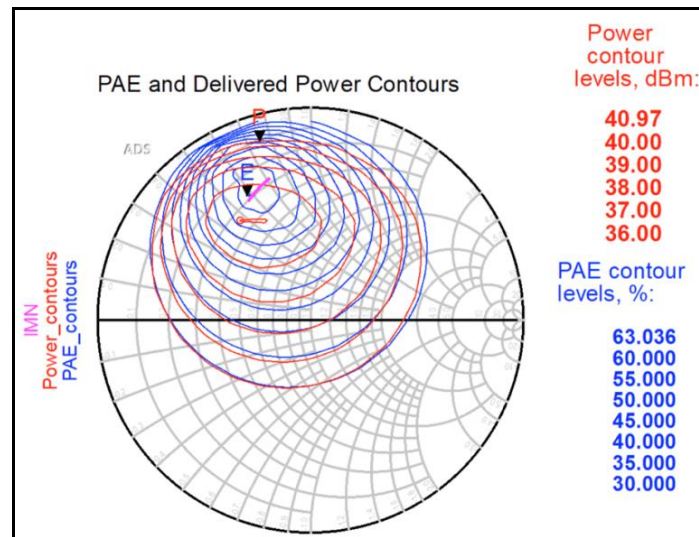


Figura 5.7: Curvas de contorno *Load/Source Pull*.

La posición de las curvas de contorno la elige el diseñador, para ello en los *templates* del *Load* y *Source Pull* están definidas unas variables útiles para determinar el centro de las curvas de contorno, el radio de estas y el número de puntos dentro de las curvas de contorno que se desea que incluya el barrido que hace la herramienta dentro de la carta de *Smith*. Normalmente es necesario hacer un par de simulaciones e ir moviendo el centro de las curvas de contorno buscando el punto en el cual se alcanzan los mejores resultados. A pesar de ello puede que no se seleccione el mejor punto dado que no se coloque el centro en el punto óptimo o que el número de puntos haga que no se llegue nunca a evaluar el punto que proporcionaría el valor máximo. En la Figura 5.8 se muestran esas variables, así como la explicación que aparece en los *templates* del *Load* y *Source Pull* sobre su uso.

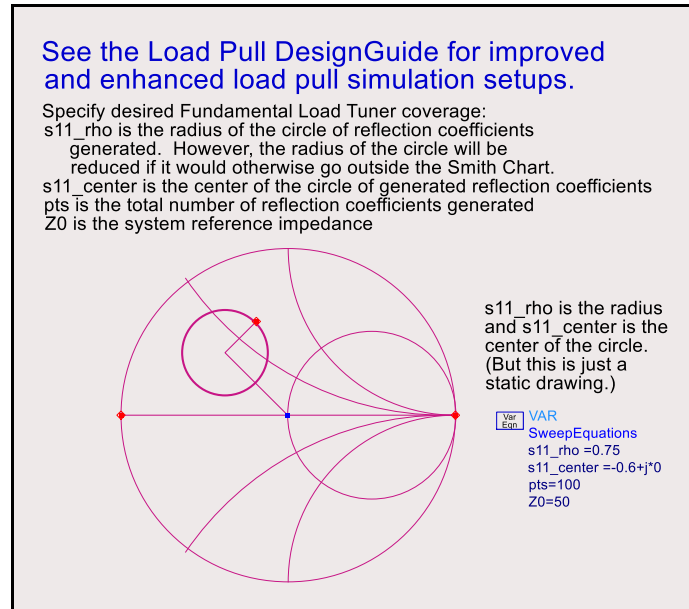


Figura 5.8: Variables para definir las curvas de contorno.

El *Load* y *Source Pull* son técnicas reiterativas y dependientes la una de la otra y tras realizar la primera simulación se ha de decidir qué parámetro se desea maximizar, PAE o potencia, ya que normalmente el valor de las impedancias difiere entre estos parámetros. A continuación, se explican los pasos a seguir para obtener las impedancias de entrada y salida:

- Se comienza haciendo uso del *template* del *Load Pull* asignando un valor de impedancia de entrada de 50 Ohmios. Tras ejecutar la simulación y una vez se tiene claro qué parámetro se va a maximizar, se busca dentro de las curvas de contorno para qué valor de impedancia de carga se logra el máximo teórico, este máximo teórico aparece en la hoja de resultados tras la simulación.
- Tras la simulación del *Load Pull* y con el valor de impedancia de carga obtenida en esta primera simulación se pasa a hacer uso del *template* del *Source Pull*. En este caso se hace uso de la impedancia de carga calculada en la simulación anterior, asignando este valor en el terminal de carga. Con ese valor se realiza la simulación y se busca para qué valor de impedancia de entrada se obtiene el máximo teórico. Con este valor de impedancia de entrada se vuelve al *template* del *Load Pull*.
- En esta segunda simulación del *Load Pull* se sustituye el valor de 50 Ohmios de impedancia de entrada utilizada inicialmente por el valor de impedancia de entrada que se obtuvo en la simulación anterior del *Source Pull*. Una vez ejecutada esta simulación se vuelve a buscar el nuevo valor de impedancia de carga para la

que se alcanza el máximo teórico y con este nuevo valor se realiza nuevamente una simulación del *Source Pull* y se busca el nuevo valor de impedancia de entrada que maximiza el parámetro deseado.

- Este proceso se repite hasta que el valor de las impedancias converge y se obtiene siempre el mismo valor.

A continuación, se muestran los circuitos utilizados para las simulaciones del *Load* y *Source Pull* y los resultados obtenidos.

En primer lugar, tal y como se explicó se realiza la simulación del *Load Pull*, con un valor de impedancia de entrada de 50 Ohmios, el circuito a utilizar es el que se muestra en la Figura 5.9, si se observa el terminal de entrada se podrá comprobar el valor de la impedancia de entrada. Además, se puede ver que las tensiones se han fijado a los valores que se definieron durante la polarización del transistor y como la frecuencia de trabajo se corresponde con los 1090 MHz a los que trabaja el sistema ADS-B. Por otro lado, se ha definido la potencia máxima de entrada en 35 dBm para asegurar un comportamiento lineal del amplificador.

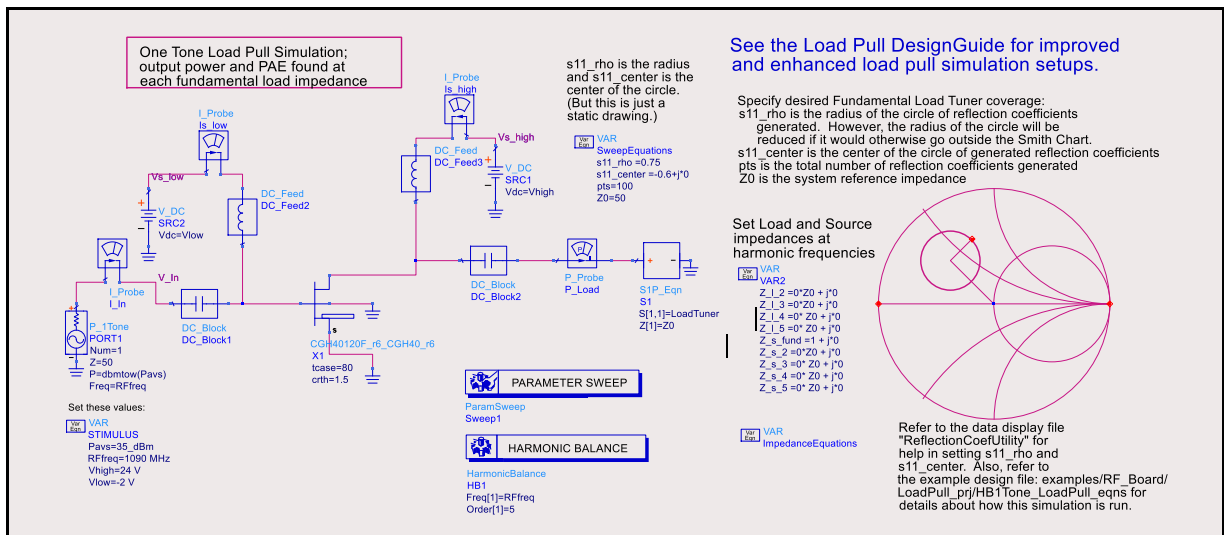


Figura 5.9: Esquemático del *Load Pull*.

En la Figura 5.10 se puede ver con mayor detalle tanto el valor de impedancia de entrada como el resto de los valores utilizados durante la simulación:

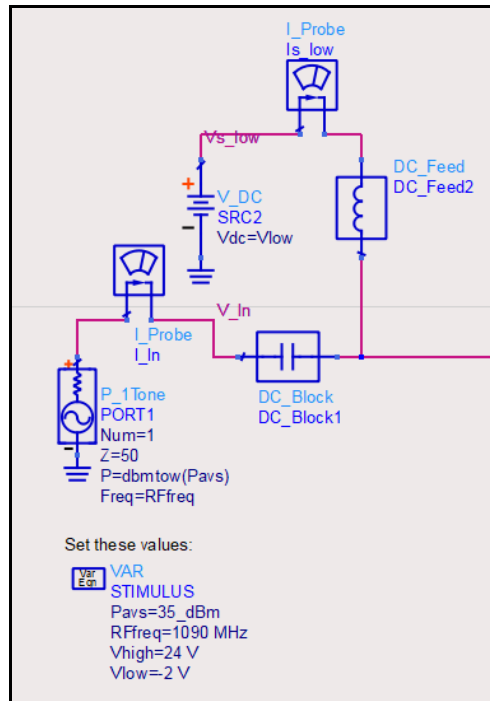


Figura 5.10: Detalle del puerto de entrada y valores principales de simulación.

Tras la simulación del *Load Pull* se obtiene la hoja de resultados que se muestra en la Figura 5.11.

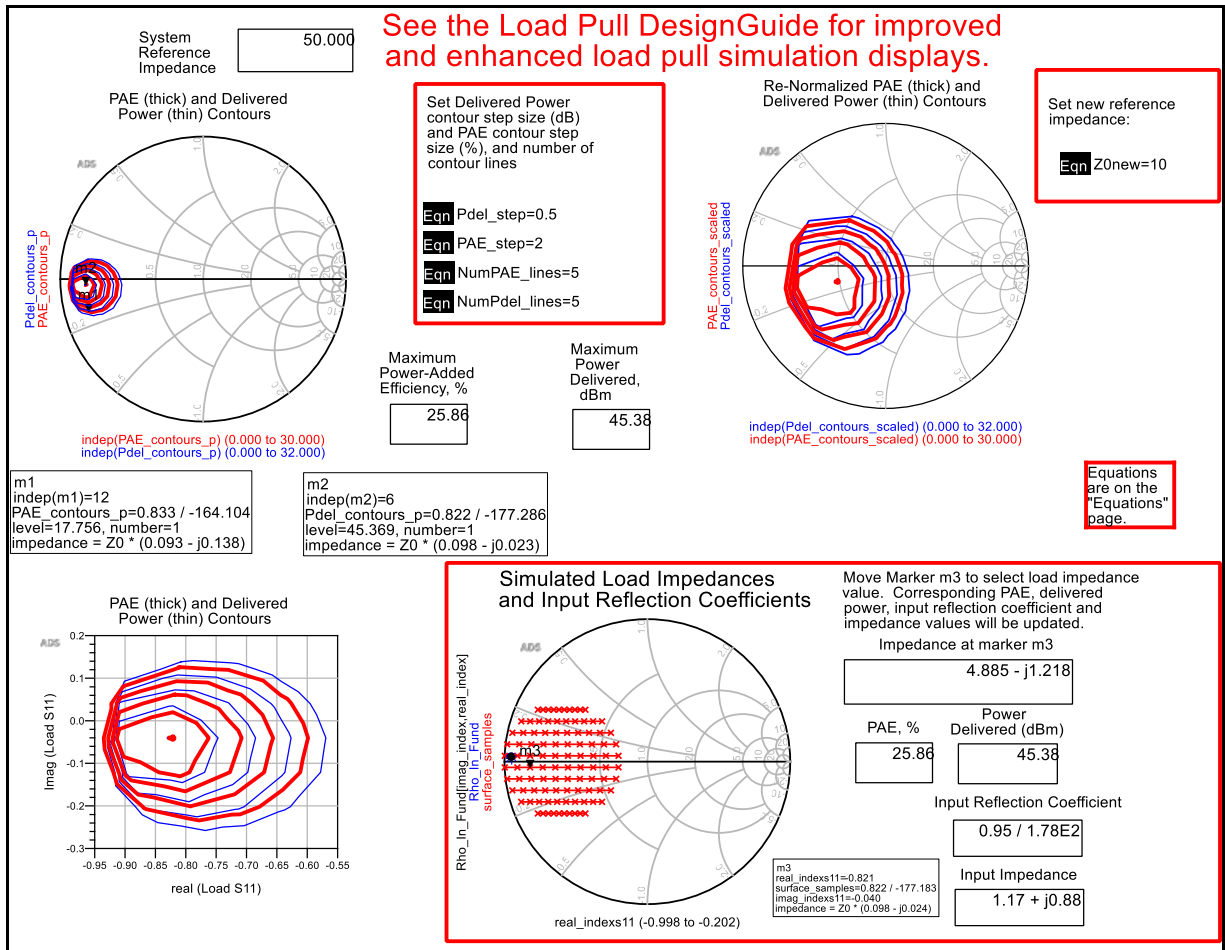


Figura 5.11: Hoja de resultados del Load Pull.

En la parte central de la pantalla de resultados se tienen los valores máximos teóricos tanto de PAE como de potencia entregada, esto se puede ver con mayor detalle en la Figura 5.12.

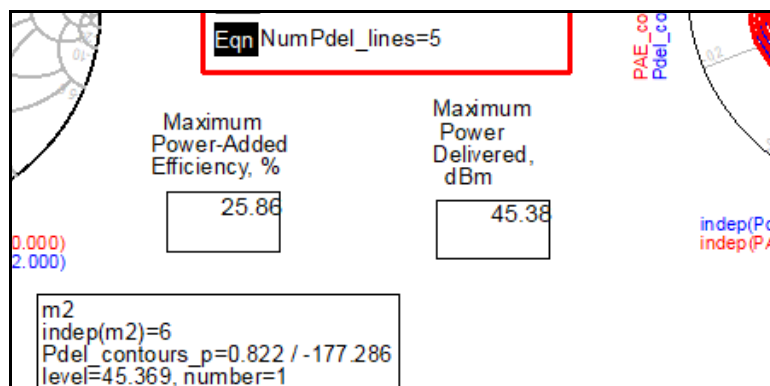


Figura 5.12: Valor teórico máximo de PAE y potencia entregada.

Como se puede ver en la Figura 5.12, tras la simulación se indica que el valor máximo de PAE que se puede lograr con la impedancia de 50 Ohmios a la entrada es de aproximadamente un 26%, mientras que en el caso de la potencia máxima entregada se lograría entregar algo más de 45 dBm. Se decide qué valor se quiere maximizar, en el caso bajo estudio se decide maximizar el PAE, y se busca en la carta de *Smith* el valor para el cual se obtiene esa eficiencia máxima, en la Figura 5.13 se muestra la carta de *Smith* y el marcador con el cual se obtendrá el valor de la impedancia. Esta carta de *Smith* se encuentra en la misma hoja de resultados en la parte inferior derecha.

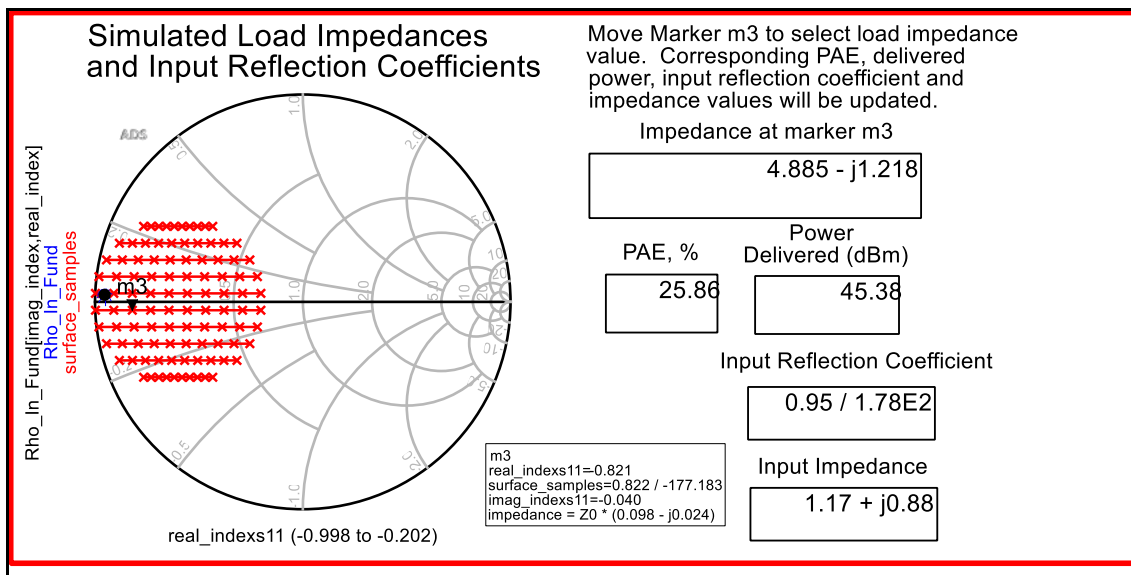


Figura 5.13: Carta de *Smith* para obtener la impedancia de carga que maximiza la potencia.

Tal y como se puede ver en la Figura 5.13, haciendo uso del marcador “m3” y moviéndolo entre de los puntos rojos que están dentro de la carta de *Smith* se buscará el punto en el cual se alcanza el valor de PAE máximo, que se corresponde con el valor teórico obtenido, se puede observar como el marcador “m3” ya está colocado en el punto donde se maximiza el PAE, que además en este caso coincide con el valor de máxima potencia entregada, algo que normalmente no ocurre. Se puede ver que en ese punto el valor de la impedancia de carga que se obtiene se corresponde con $4.885 - j1.218$ Ohmios. Este será el valor de impedancia que se pondrá en el terminal de salida en la simulación del *Source Pull*. A continuación, se realiza la simulación del *Source Pull* con el valor de impedancia obtenido.

El circuito utilizado para realizar la simulación del *Source Pull* es el que se muestra en la Figura 5.14, se puede ver como el valor de la impedancia de carga utilizado se corresponde con

el valor obtenido durante la primera simulación del *Load Pull*, que se definió con un valor de impedancia de $4.885 - j*1.218$ Ohmios.

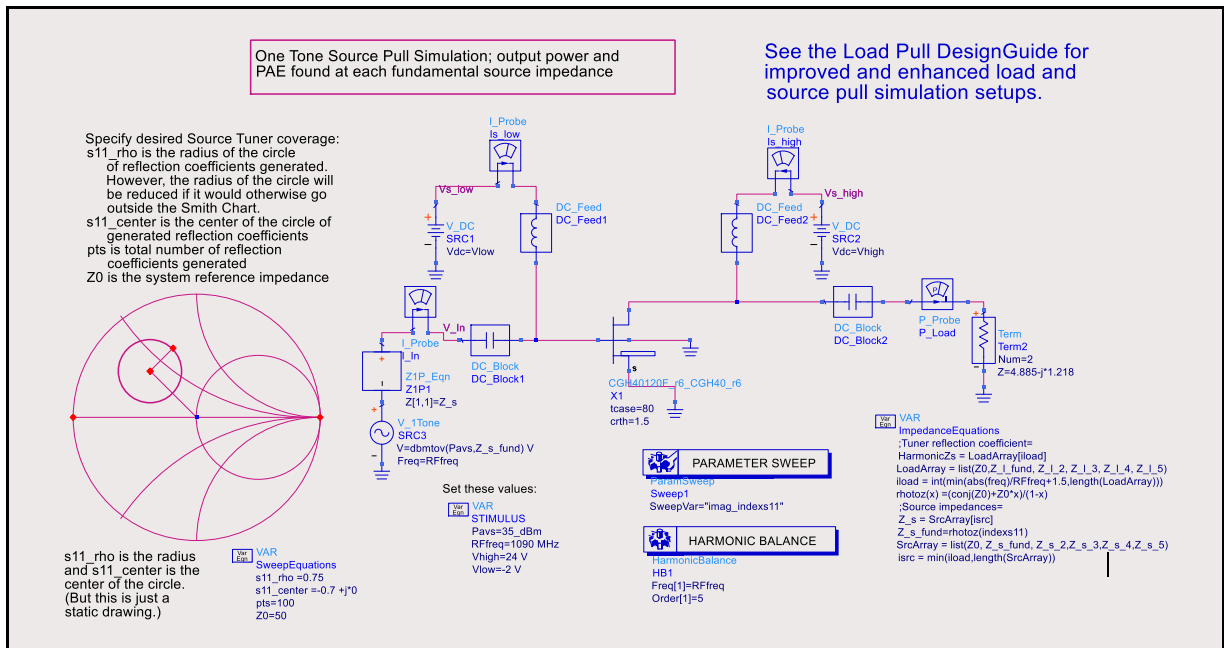


Figura 5.14: Esquemático del *Source Pull*.

Los valores de las tensiones, frecuencia de trabajo y potencia aplicada a la entrada mantienen los mismos valores que los que se utilizaron en la simulación anterior, tal y como se muestra en la Figura 5.15, donde también se muestra el valor de la impedancia en el puerto de carga. En este caso se ha movido el cuadro de variables para simplificar la imagen que se desea mostrar, por lo que su ubicación no coincide con la de la Figura 5.14, donde se encuentra bajo el puerto de entrada.

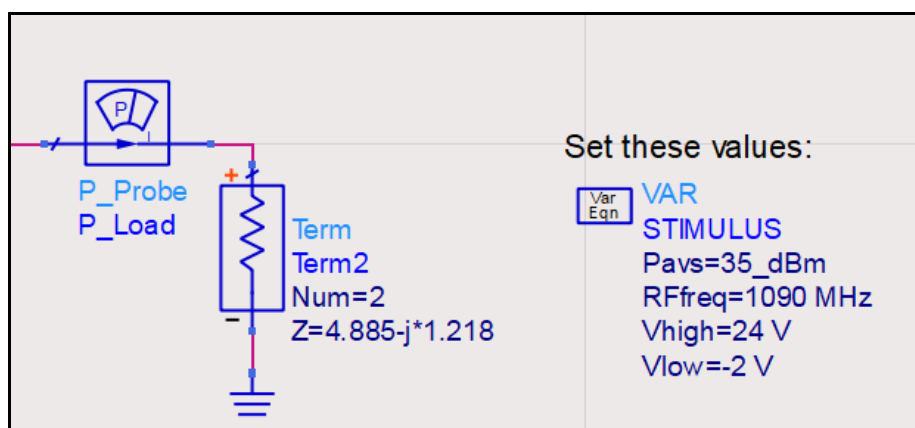


Figura 5.15: Valor impedancia de carga y estímulos de entrada.

Una vez se ha configurado el *template* del *Source Pull* con el valor de la impedancia obtenida en el *Load Pull* y con los mismos valores de estímulos de entrada, se procede a realizar la simulación y se obtiene una hoja de resultados muy parecida a la que se obtuvo con la simulación anterior, esta hoja de resultados se corresponde con la de la Figura 5.16.

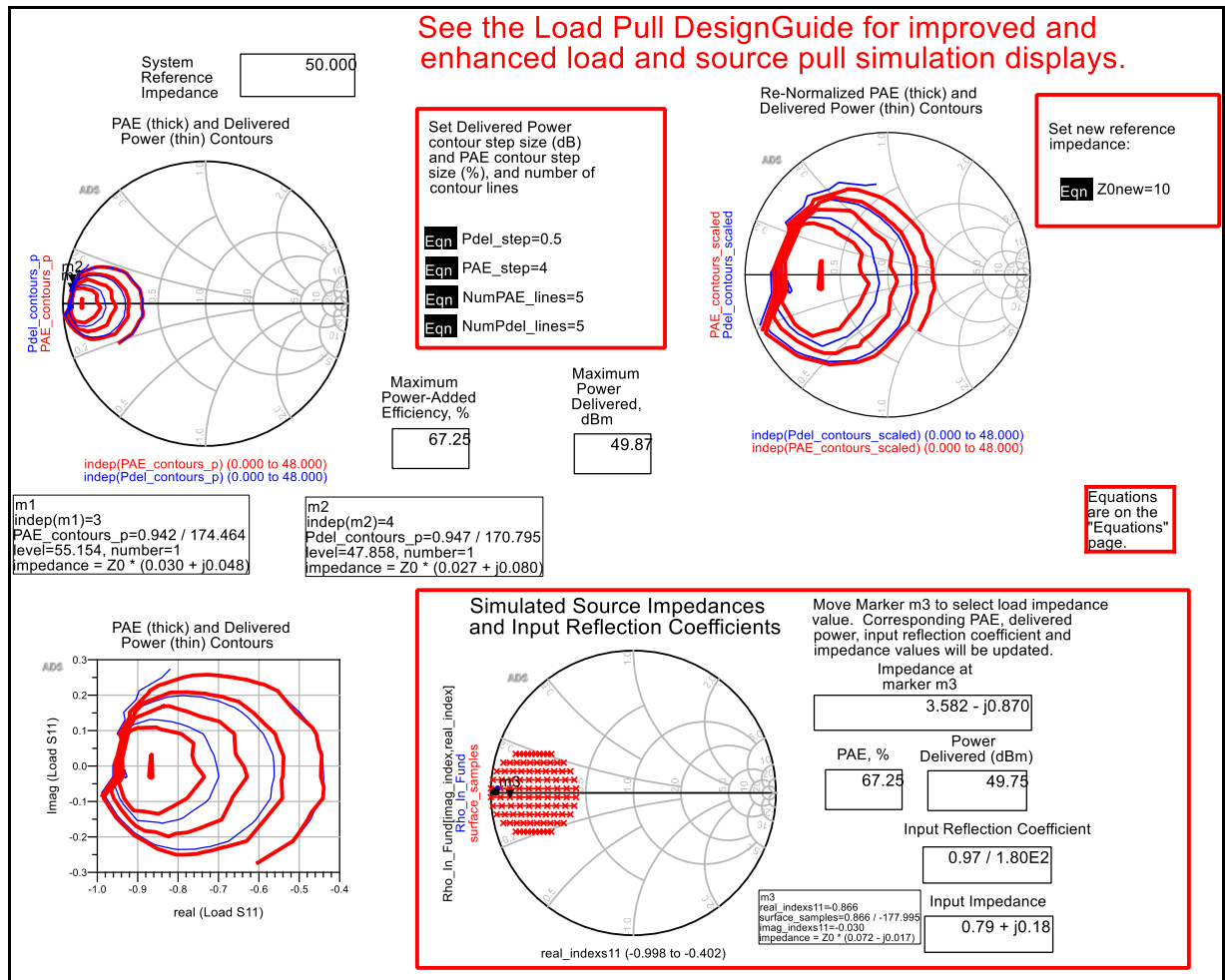


Figura 5.16: Hoja de resultados de la simulación del *Source Pull*.

Tras la simulación y si se presta atención a la parte central de la hoja de resultados, se puede observar como el valor de PAE máximo y de potencia entregada máxima han mejorado notablemente con respecto a la simulación anterior del *Load Pull*, en este caso se puede alcanzar un PAE superior al 67 % y la potencia máxima entregada sube hasta casi 50 dBm. Como lo que se pretende maximizar es el PAE se vuelve a realizar la búsqueda mediante el marcador "m3" en la carta de *Smith* del valor de impedancia para el cual se obtiene un PAE del 67.25 %. Para alcanzar este PAE a la entrada se ha de tener un valor de impedancia de $3.582 - j*0.870$ Ohmios.

Una vez que se ha calculado el valor de la impedancia de entrada se vuelve a la simulación de *Load Pull* y se sustituye el valor de 50 Ohmios que se había puesto en el puerto de entrada por el nuevo valor de impedancia de entrada que se ha calculado durante la simulación del *Source Pull*. Esta modificación se muestra en la Figura 5.17, se puede ver que el circuito es exactamente el mismo que el de la Figura 5.9, pero con la modificación del valor de la impedancia del puerto de entrada.

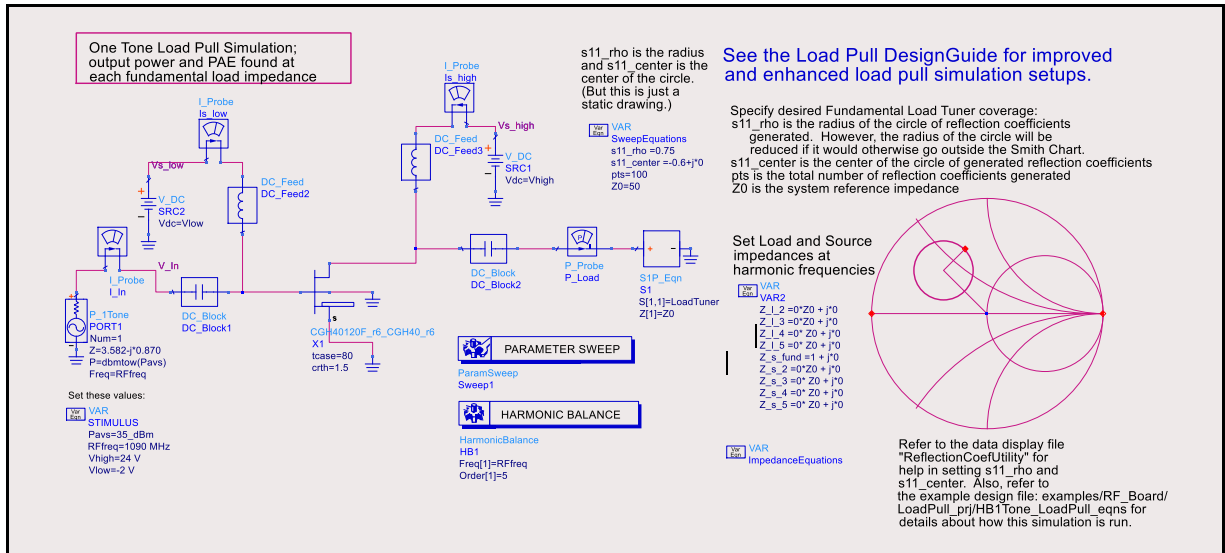


Figura 5.17: Esquemático del *Load Pull*. Segunda iteración.

En la Figura 5.18 se muestra con mayor grado de detalle, el valor de la impedancia de entrada utilizado para realizar esta segunda iteración del *Load Pull*.

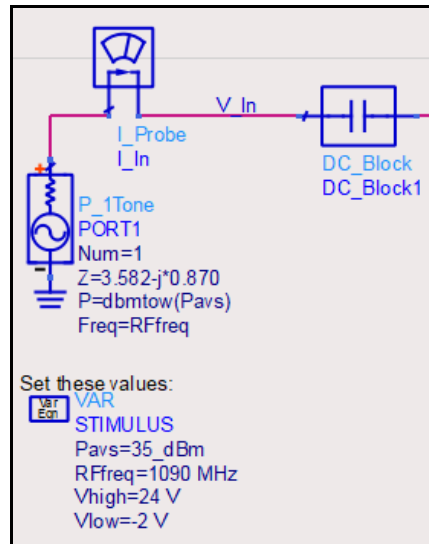


Figura 5.18: Valor de impedancia de fuente para la segunda iteración del *Load Pull*.

Una vez se realiza la simulación con este nuevo valor de impedancia de entrada los resultados obtenidos son los que se muestran en la Figura 5.19.

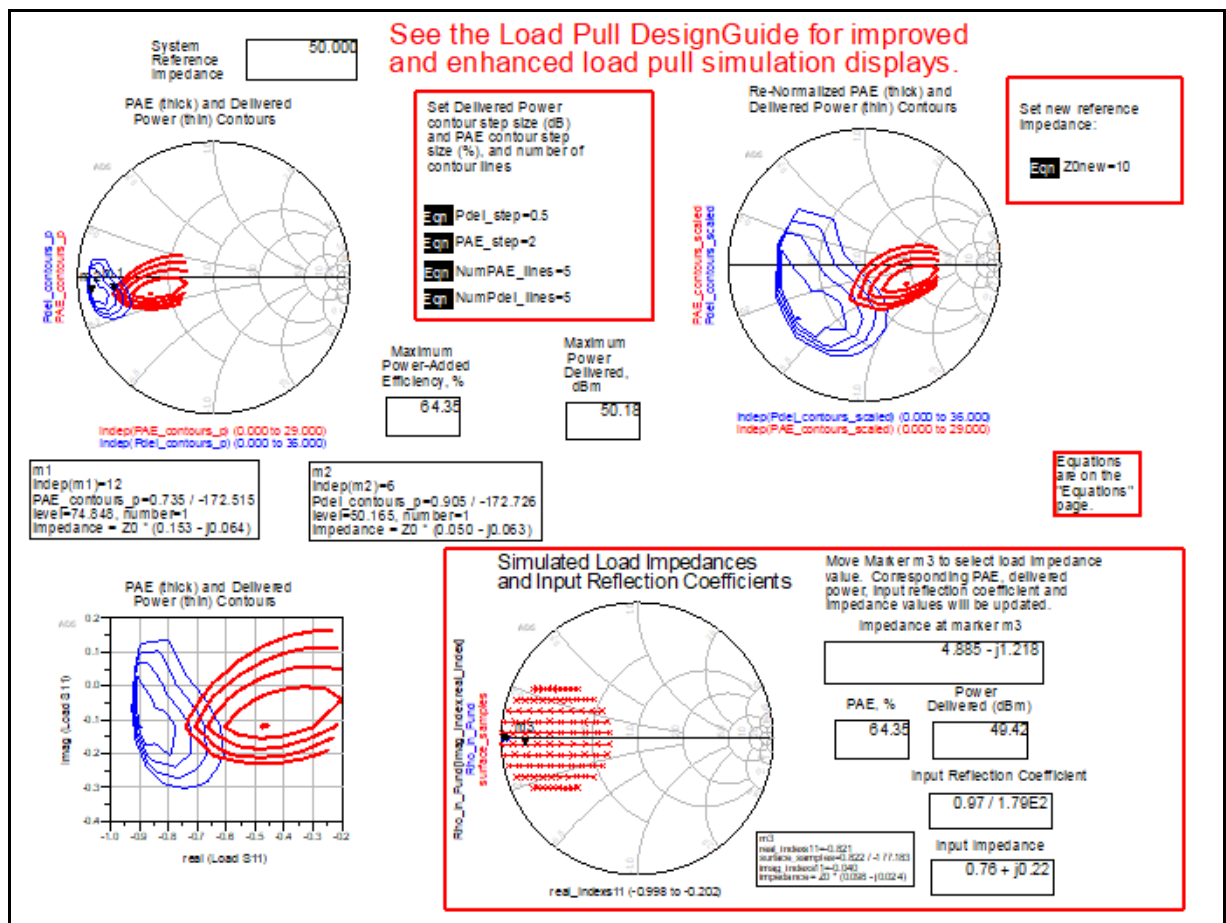


Figura 5.19: Resultados de la segunda iteración del *Load Pull*.

Se puede observar cómo tras esta simulación el PAE ha bajado ligeramente con respecto a la simulación del *Source Pull* anterior, pero sigue siendo mejor que la primera simulación del *Load Pull*, además que se puede ver como ya hay convergencia del valor de la impedancia de carga y por lo tanto se pueden dar por finalizadas las simulaciones de *Load* y *Source Pull*.

Por lo tanto, los valores que se van a utilizar de impedancia son los siguientes:

$$Z_{source} = 3.582 - j*0.870 \text{ Ohmios}$$

$$Z_{load} = 4.885 - j*1.218 \text{ Ohmios}$$

Con estos valores se obtendría un PAE en torno al 64 % y una potencia máxima entregada de aproximadamente 49.5 dBm. Hay que tener en cuenta que estos valores no son definitivos, ya que durante la simulación del *Load* y *Source Pull* tanto el número de puntos como el radio y la colocación del círculo de valores en la carta de *Smith* queda definido por el diseñador, por lo tanto, es posible que si se definen un número mayor de puntos y se aumenta el radio del círculo se pueda mejorar algo los resultados de la simulación, pero a costa de un mayor tiempo de procesado.

Una vez se tienen los valores de ambas impedancias se pasa a comprobar que realmente se obtienen los valores que indican los resultados del *Load/Source Pull*, para ello se hará uso de un *template* que proporciona ADS dentro de las "*Design Guides*". Gracias a este *template* y mediante una simulación de balance de armónicos se podrán ver los valores de PAE y potencia entregada que se obtienen con esos valores de impedancia de entrada y de carga. En la Figura 5.20 se muestra el circuito a utilizar, como se puede ver consta únicamente del transistor y los puertos de entrada y salida con los valores de impedancia indicados y de los elementos de desacoplo *DCFeeds* y *DCBlocks*.

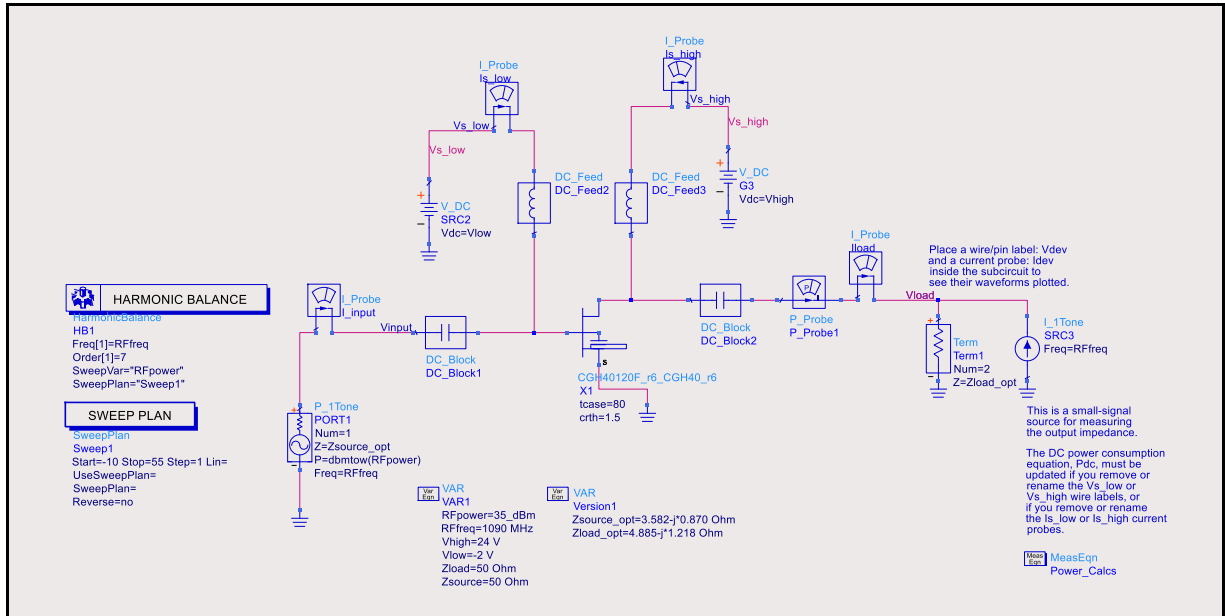


Figura 5.20: Amplificador con impedancias óptimas del Load y Source Pull.

En la Figura 5.21 se puede ver mejor el valor de las impedancias de carga y, de entrada, que se definen mediante una variable, estos valores se corresponden con los obtenidos durante la simulación del Load y Source Pull. Se muestran también los valores del resto de variables de entrada utilizadas en la simulación.

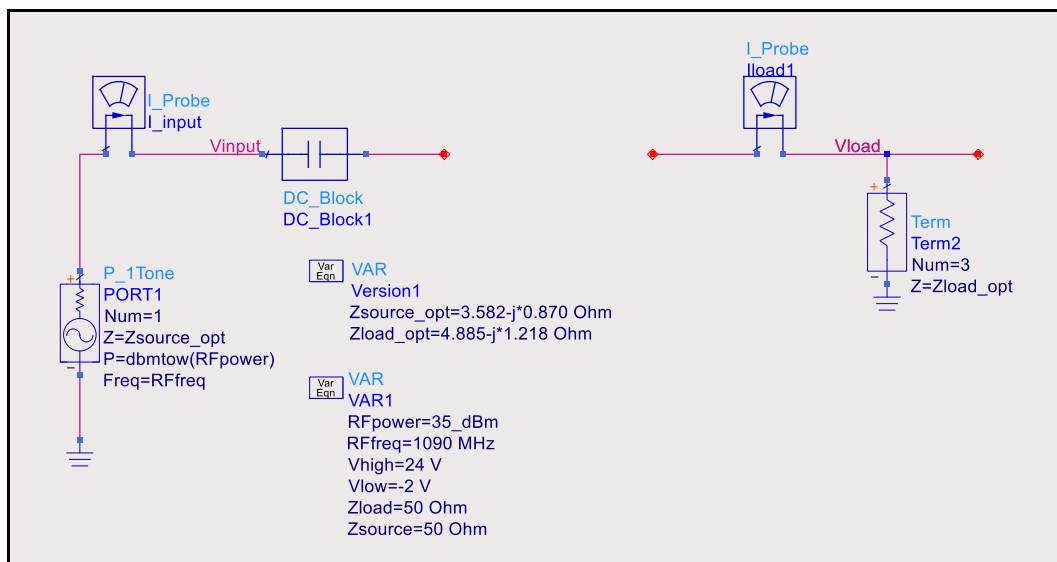


Figura 5.21: Detalle de las impedancias óptimas.

A continuación, en la Figura 5.22 se presentan los resultados obtenidos con esos valores de impedancias, estos resultados no deberían diferir en exceso con respecto a los que se obtuvieron durante las simulaciones del *Load* y *Source Pull*.

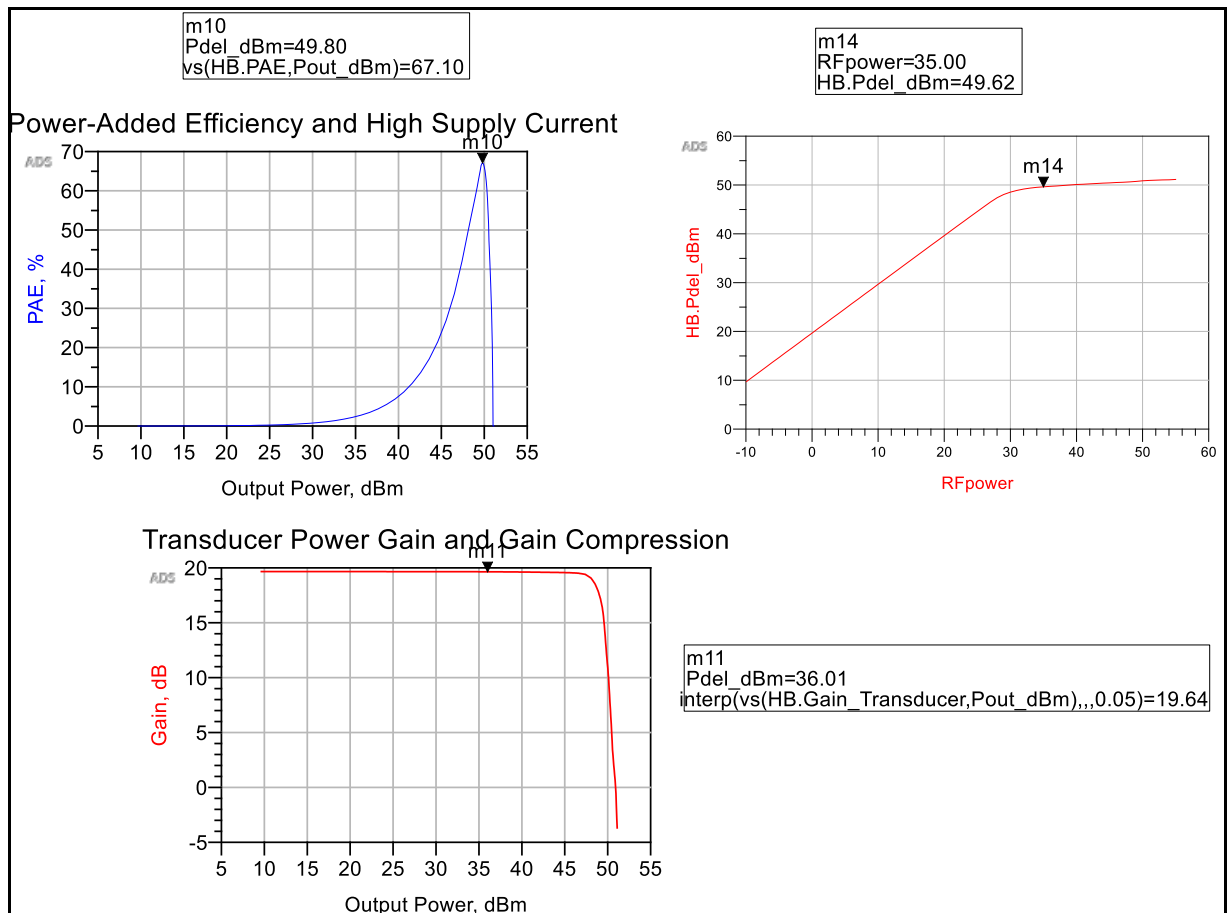


Figura 5.22: PAE, potencia entregada y ganancia con impedancias óptimas.

Como se puede ver los resultados de la Figura 5.22 se corresponden con los que se habían calculado para esas impedancias durante las simulaciones del *Load* y *Source Pull*. Tal y como se puede apreciar en la imagen, se obtiene un PAE del 67%, una potencia entregada de 49.62 dBm y una ganancia de 19.64 dB.

Tras comprobar que los resultados son los esperados se puede comenzar a trabajar en el diseño de las redes de adaptación, para ello, se ha optado por hacer uso de dos posibles soluciones, en primer lugar, se realizará el diseño haciendo uso de elementos pasivos. Como segunda solución posible se diseñarán las redes de adaptación mediante el uso de líneas de transmisión. Se pasa ahora a ver el diseño con la primera solución propuesta.

5.6 Amplificador de potencia con elementos pasivos

Una vez que se ha confirmado que el valor de las impedancias tanto de carga como de entrada proporcionan el PAE y la entrega de potencia deseada, se pasa al diseño de las redes de adaptación, para ello se hará uso del *template* que se mostró en la Figura 5.20. Se comenzará realizando la adaptación de entrada. En primer lugar, se sustituye el valor de la impedancia óptima calculada con el *Load* y *Source Pull* por una impedancia de 50 Ohmios y se añade la red de adaptación a utilizar, esta red es una red LC. Para hallar el valor de estos componentes se hacen una serie de barridos buscando mantener el mismo valor que se obtenía con la impedancia óptima. El circuito utilizado es el que se muestra en la Figura 5.23.

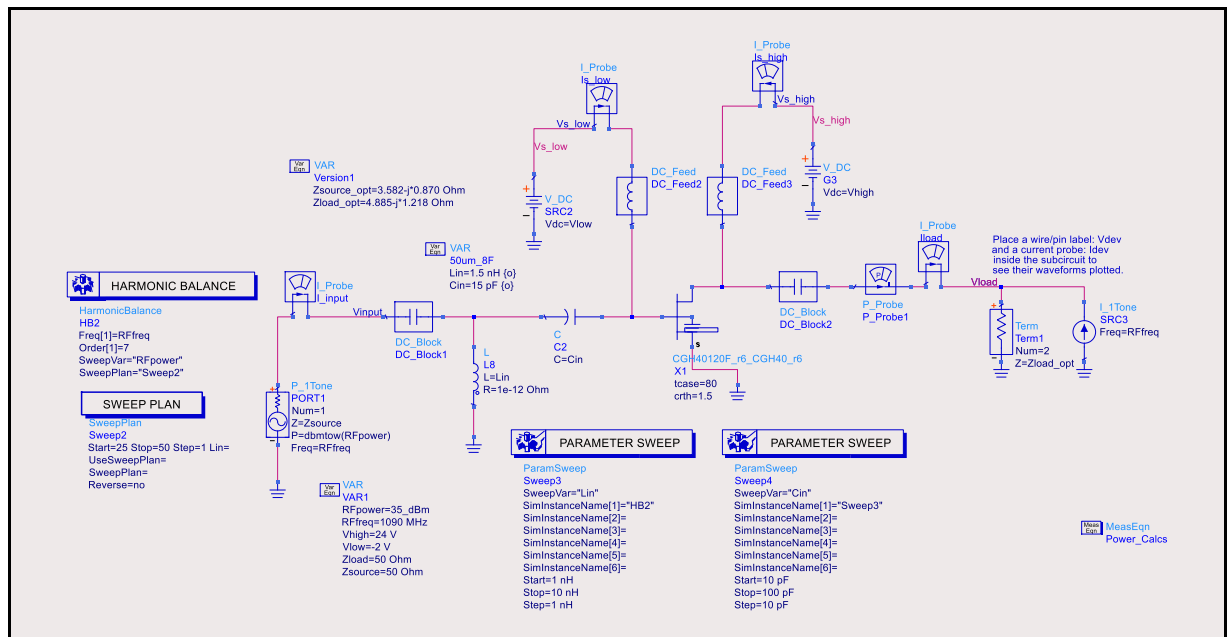


Figura 5.23: Diseño de la red de adaptación de entrada con elementos pasivos.

Prestando atención a la Figura 5.23 se puede ver como se ha añadido la red de adaptación a la entrada del transistor, se han añadido dos "Parameter Sweep" para realizar el barrido de los valores del condensador y de la bobina de la red de adaptación y se ha puesto como valor de impedancia de entrada 50 Ohmios mediante la variable *Zsource*. Esto se puede ver mejor en la Figura 5.24.

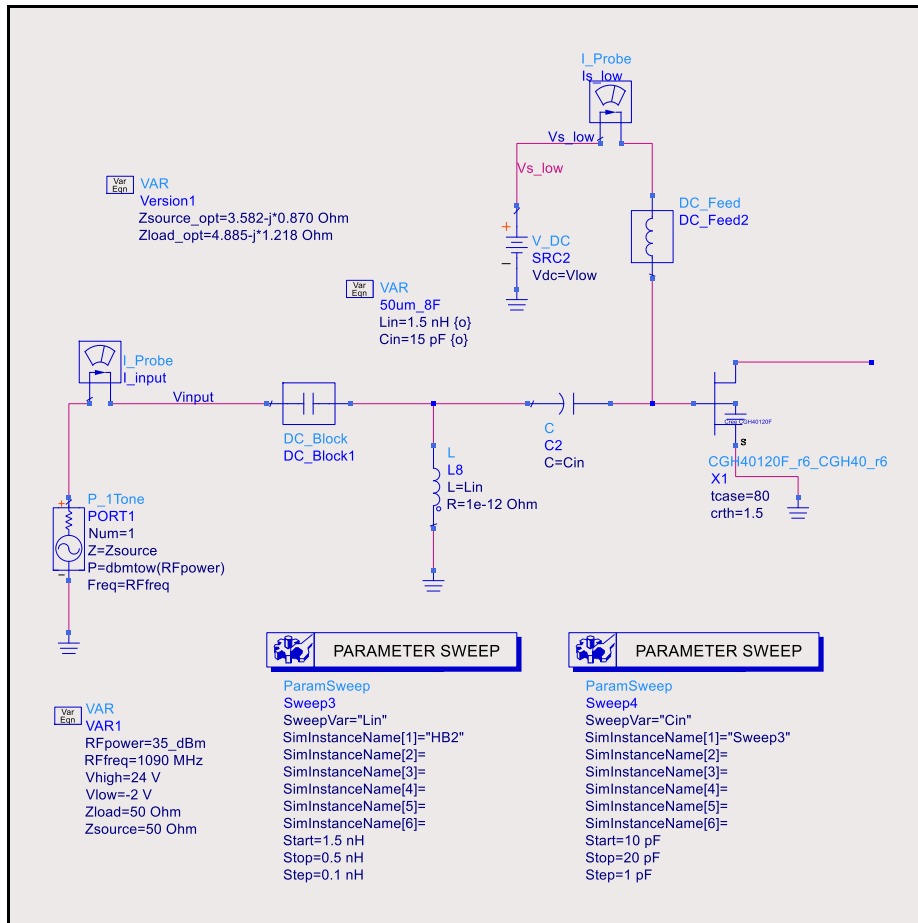


Figura 5.24: Red de adaptación basada en componentes LC.

A continuación, en la Figura 5.25 se muestran los resultados de uno de los barridos realizados sobre los valores de los componentes pasivos, en las gráficas resultantes se buscan aquellos valores que estén más próximos o sean superiores a los valores obtenidos en la Figura 5.22. Se puede ver cómo durante ese barrido, el PAE mantenía prácticamente el mismo valor, pero tanto la potencia entregada como la ganancia si variaban de manera notable, por ello es recomendable empezar haciendo un barrido con una variación de los valores del componente grande e ir disminuyendo esta variación para obtener un valor final con el que se consigan los valores de PAE y potencia entregada deseados.

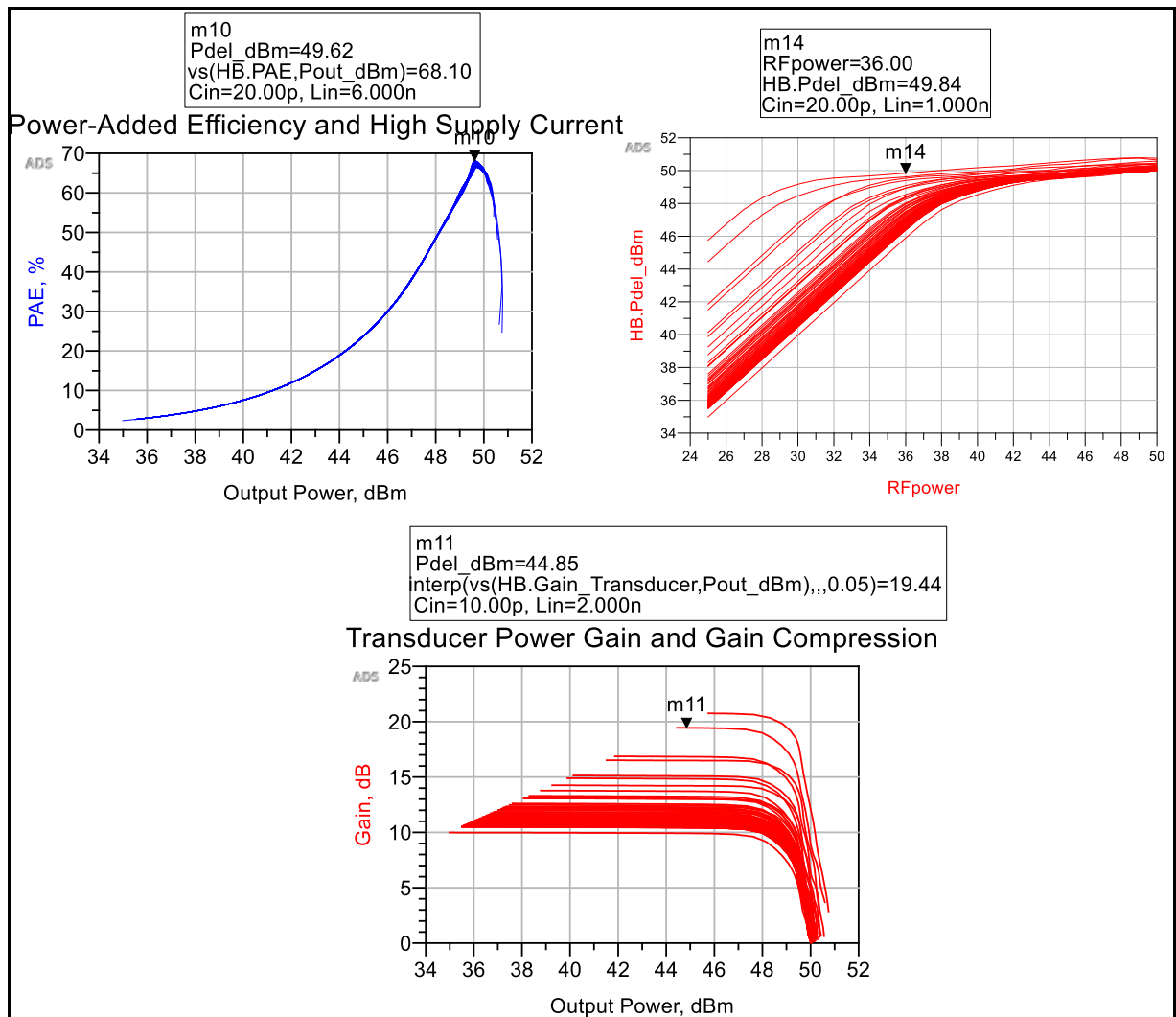


Figura 5.25: Resultado del barrido de los elementos pasivos de entrada.

Tras realizar distintos barridos se llega a un valor determinado tanto para el condensador como para la bobina de la red de adaptación de entrada. Para la red de adaptación de salida se procederá de la misma manera, realizando un barrido de la red de elementos pasivos hasta lograr el valor deseado. En la Figura 5.26 se puede ver el circuito final con las dos redes de adaptación. Se puede observar que en este circuito se han eliminado los condensadores de desacoplo (*DCBlocks*) que aparecía por ejemplo en la Figura 5.20 y esto es debido a que la labor de desacoplo la llevará a cabo el mismo condensador de la red de adaptación.

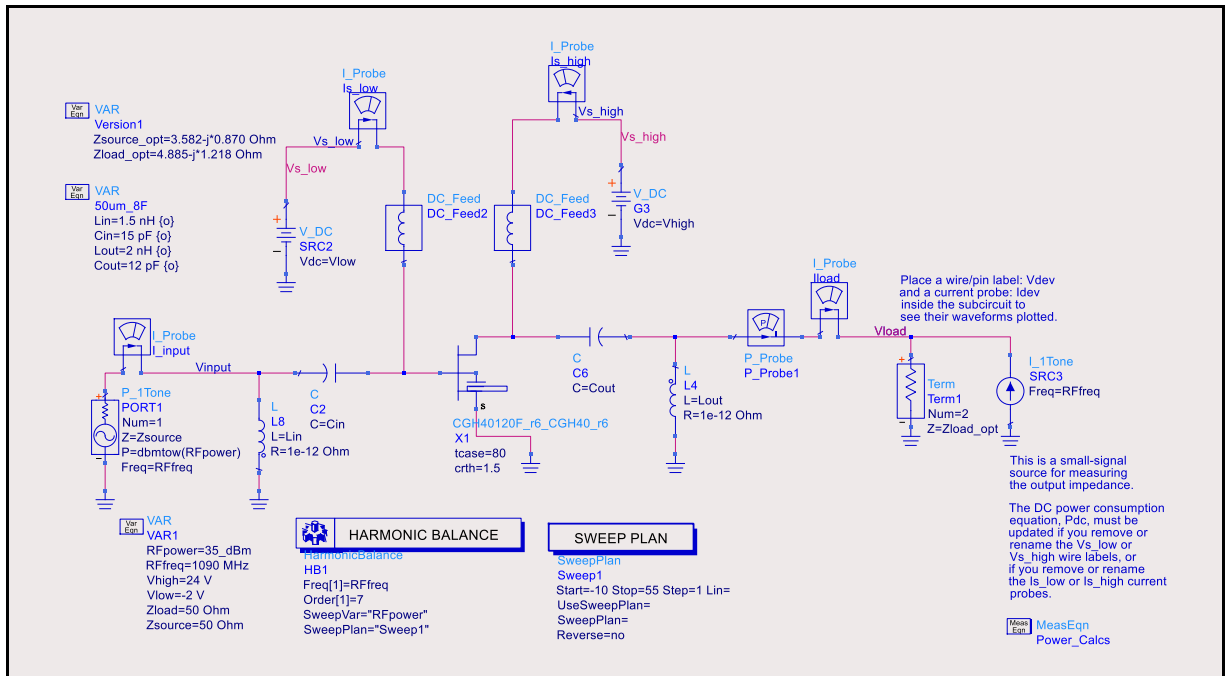


Figura 5.26: Diseño del amplificador de potencia con redes LC.

Los valores de los componentes de las redes de adaptación se muestran en la Tabla 5.1:

Tabla 5.1: Valores de los componentes de las redes de adaptación

Componente	Valor
Lin	1.5 nH
Cin	15 pF
Lout	2 nH
Cout	12 pF

Con estos valores de los componentes de las redes de adaptación se alcanzan el PAE, la potencia entregada y la ganancia que se muestran en la Figura 5.27.

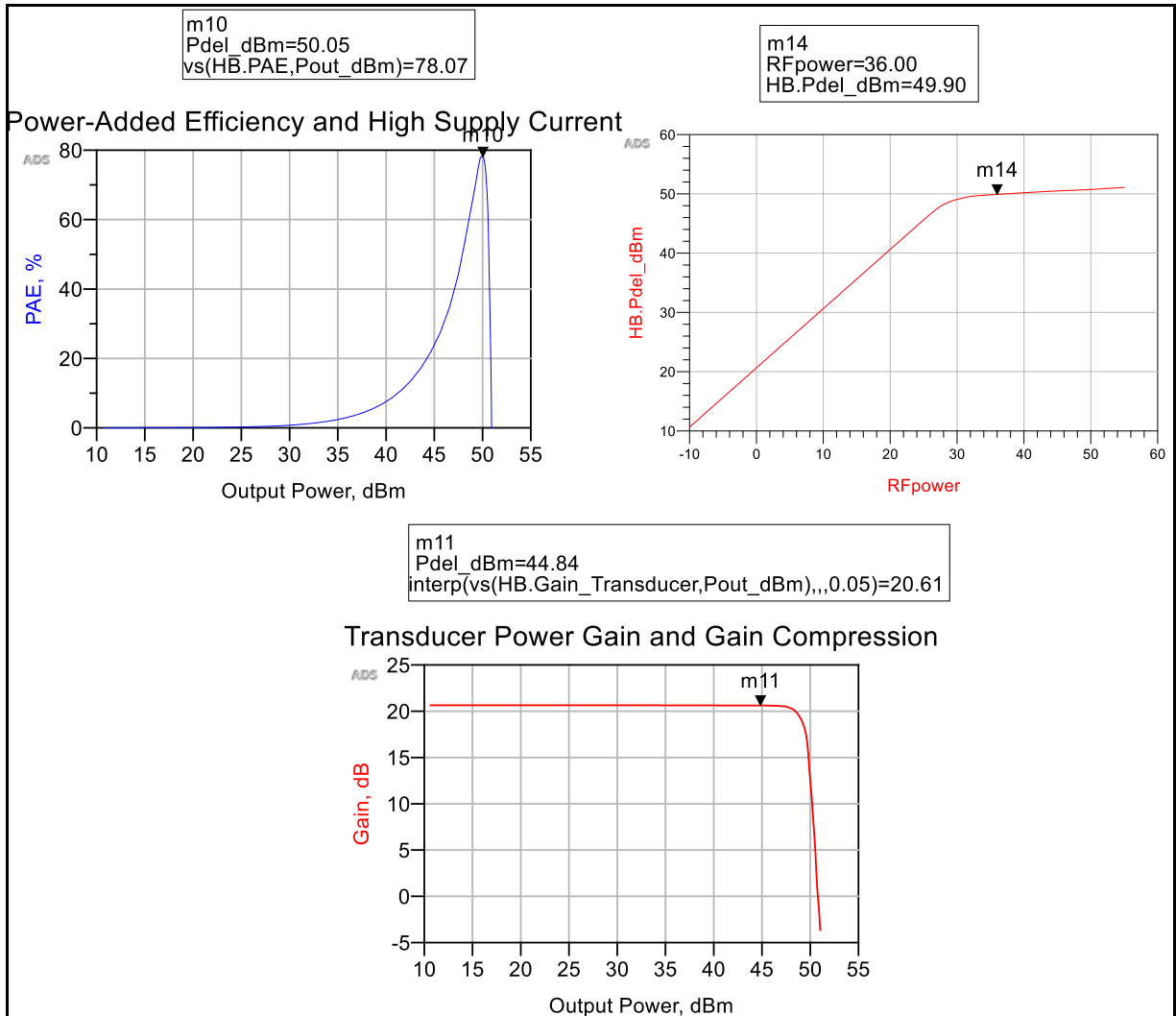


Figura 5.27: Resultados del amplificador de potencia con las redes LC.

Si se revisan los resultados obtenidos, se obtiene un PAE del 78%, una ganancia de 20 dB y una potencia entregada de aproximadamente 50 dBm. A pesar de que tanto en PAE como en ganancia los resultados obtenidos alcanzan los requisitos necesarios del diseño, se ve claramente que la potencia entregada no llega a los 51 dBm necesarios, por lo tanto, este diseño no sería válido para el sistema ADS-B, que es donde se desea utilizar.

5.6.1 Amplificador de potencia con dos transistores y redes LC

Para solucionar este problema y que el diseño se pueda utilizar para el sistema ADS-B se opta por utilizar dos transistores en paralelo, haciendo uso de las mismas redes de adaptación, al colocar estas dos estructuras en paralelo se consigue un aumento de

aproximadamente 3 dBm en la potencia entregada, manteniendo los mismos valores de PAE y ganancia, de esta forma se cumplirían con las especificaciones necesarias. El circuito utilizado se muestra en la Figura 5.28.

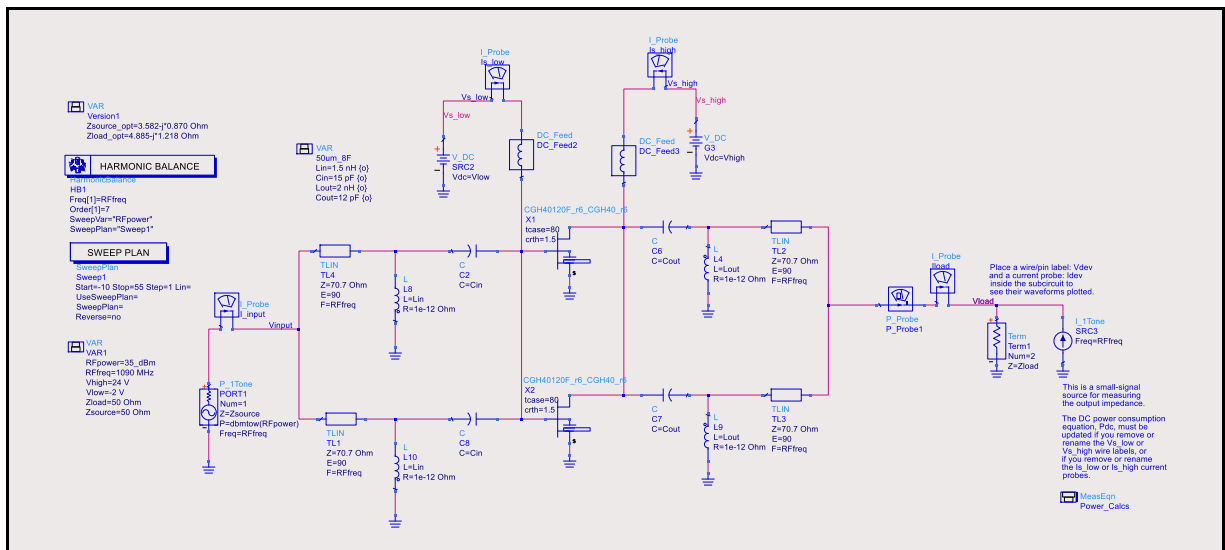


Figura 5.28: Amplificador con dos transistores en paralelo.

Se puede ver en la Figura 5.28 que aparte de poner los dos amplificadores de potencia iguales en paralelo, se han añadido unas líneas de transmisión de $\lambda/4$ tanto a la entrada como a la salida de cada uno de los amplificadores [16], esto es debido a que es necesario realizar una división de potencia por la mitad y para que no haya desadaptación se utilizarán dos líneas de 100 Ohmios en paralelo, de manera que las líneas de transmisión de $\lambda/4$ tendrán un valor de 70.7 Ohmios para mantener la adaptación, como se puede ver en la Figura 5.29. Las dos líneas en paralelo de 100 Ohmios darían una impedancia total de 50 Ohmios y por eso en el diseño final no aparecen, tal y como se observa en la Figura 5.29.

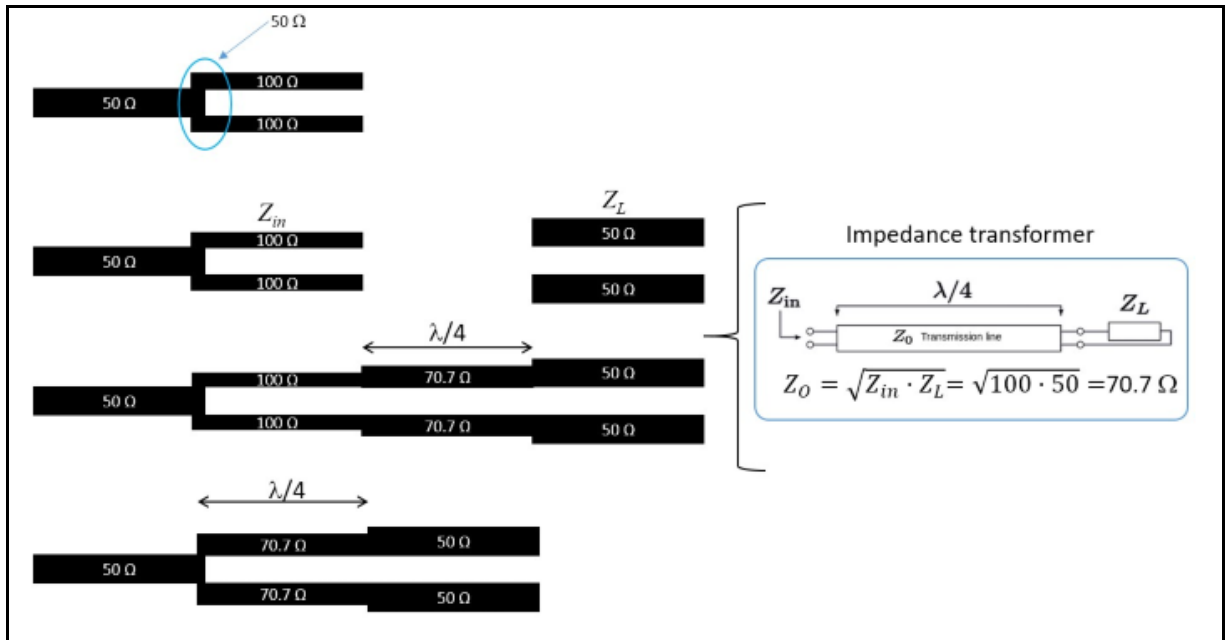


Figura 5.29: Transformador de $\lambda/4$.

En la Figura 5.30 se muestra la simulación del amplificador de dos etapas en paralelo con las líneas de transmisión ideales. Tras la simulación tanto el PAE como la ganancia son prácticamente los mismo que los que se obtenían con el amplificador con un solo transistor, pero en cambio si se observa el resultado obtenido para la potencia entregada es aproximadamente 3 dBm mayor que en el caso de un solo transistor, tal y como se esperaba. Con estos resultados se cumplirían las especificaciones necesarias para que el amplificador diseñado se utilice como etapa de potencia del sistema ADS-B.

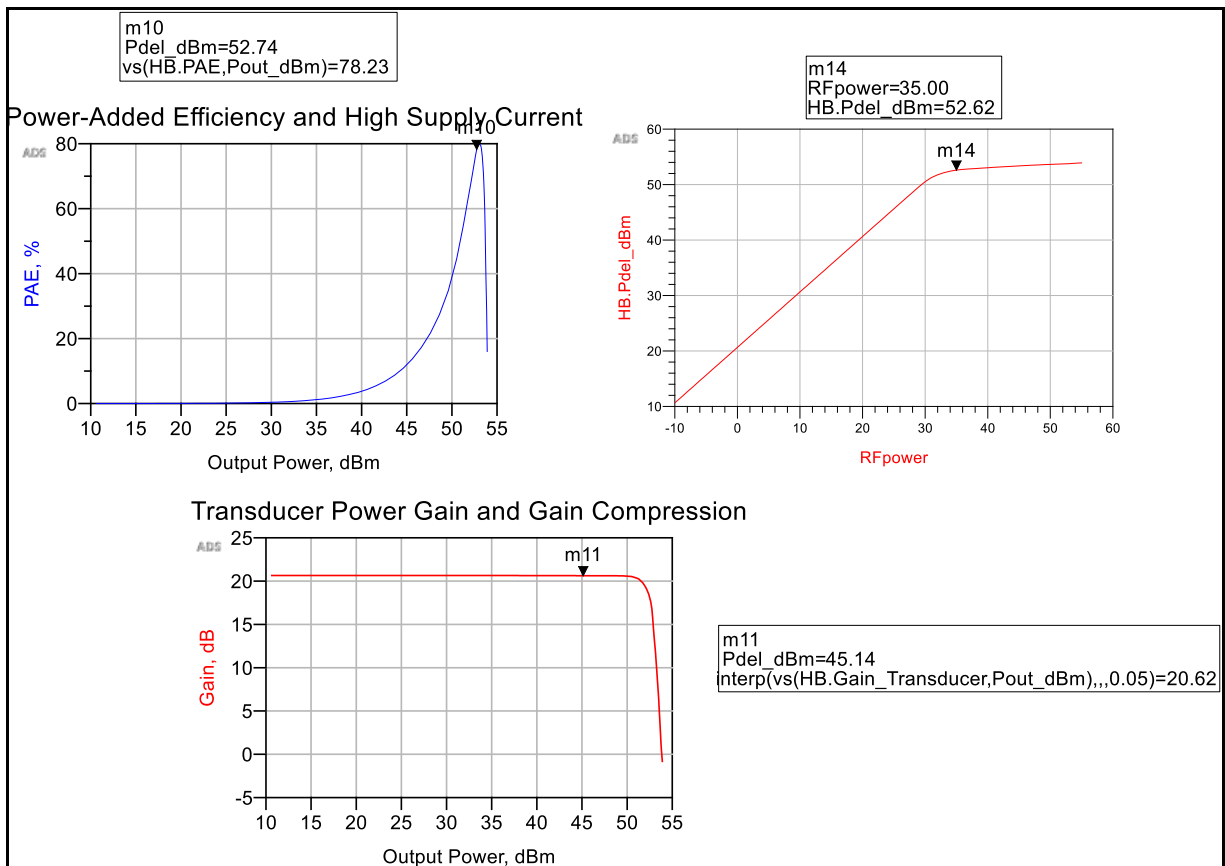


Figura 5.30: Resultados del amplificador con dos transistores y líneas de transmisión ideales.

Para finalizar con este diseño se va a proceder a sustituir la línea de transmisión ideal por una red LC en paralelo, según se indica en [8], la equivalencia de la línea de transmisión con la red LC se muestra en la Figura 5.31, junto con las fórmulas utilizadas para calcular el valor de los componentes.

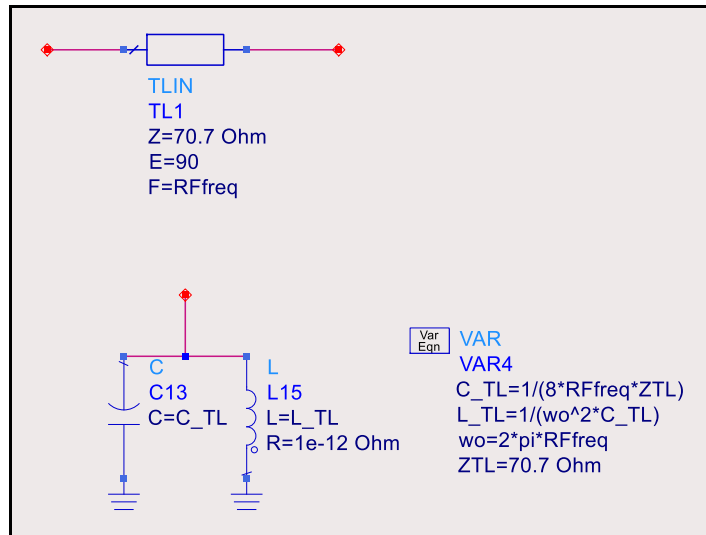


Figura 5.31: Equivalencias de $\lambda/4$ y red LC.

El circuito final diseñado, ya con los elementos pasivos en lugar de las líneas de transmisión ideales, es el que se muestra en la Figura 5.32, se puede ver cómo está compuesto por los dos amplificadores en paralelo cada uno con sus redes de adaptación y se ha añadido la red LC equivalente a la línea de transmisión.

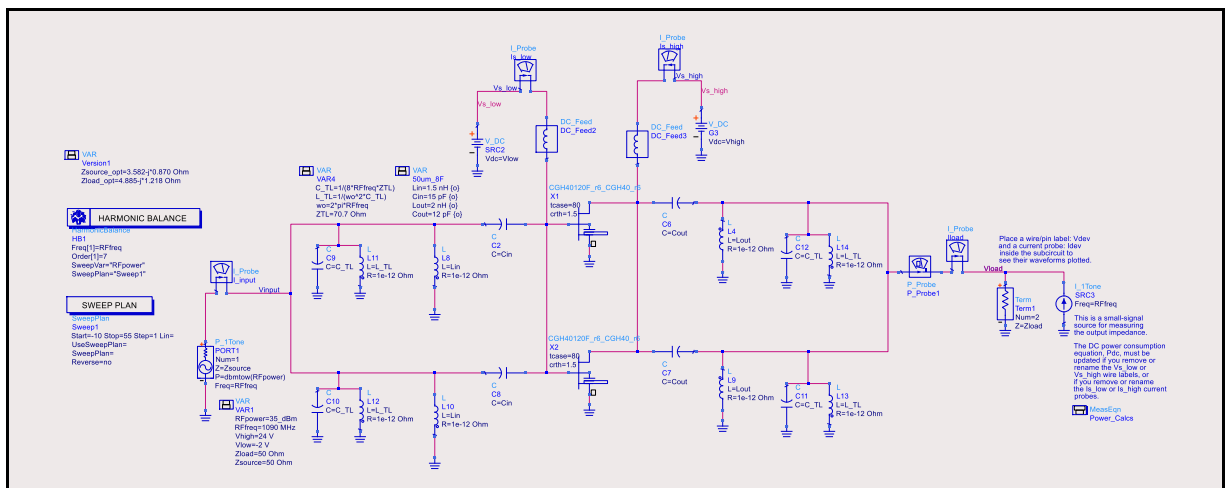


Figura 5.32: Diseño final con elementos pasivos.

Tras realizar la simulación del circuito final los resultados obtenidos son los que se muestran a continuación en la Figura 5.33.

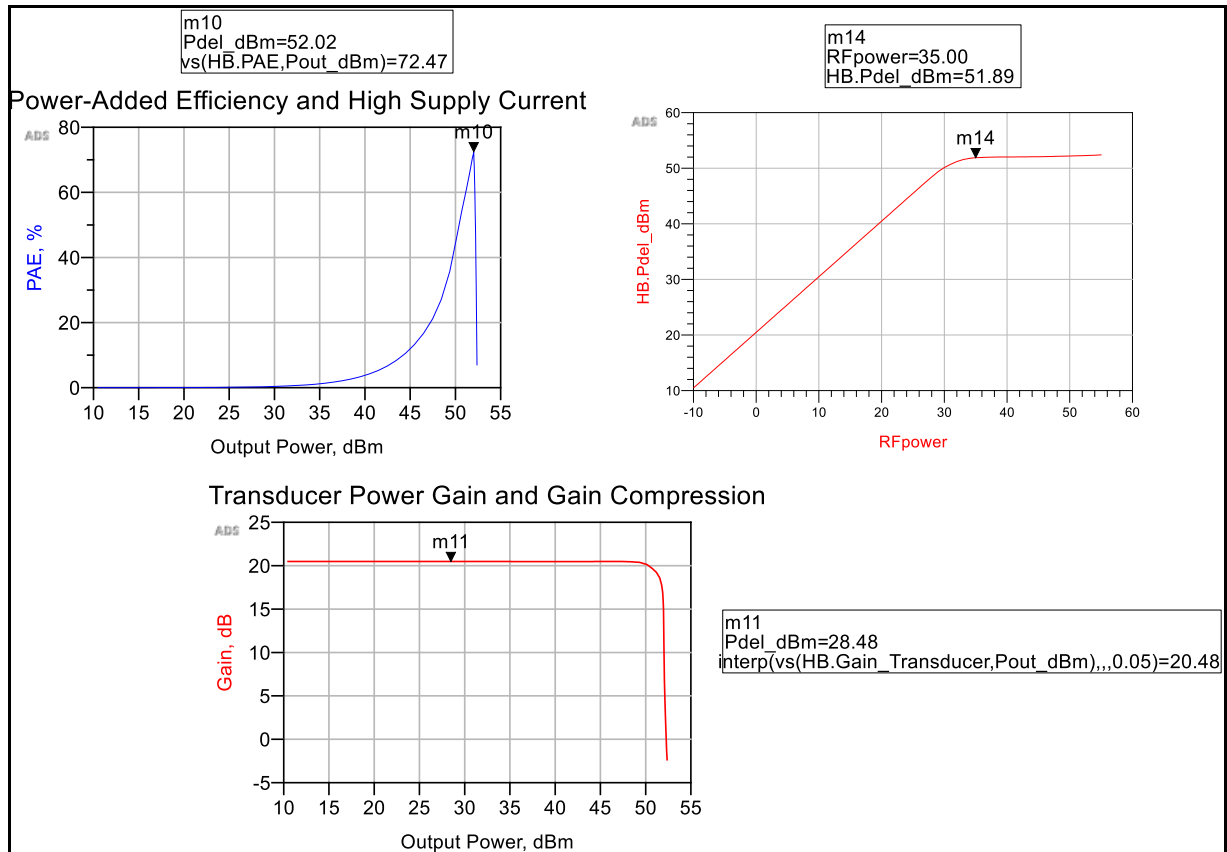


Figura 5.33: Resultados del diseño final con elementos pasivos.

Los valores obtenidos tras la simulación del amplificador de potencia diseñado con elementos pasivos son los que se muestran a continuación en la Tabla 5.2:

Tabla 5.2: Resultados del amplificador de potencia con elementos pasivos

Parámetro	Valor
PAE (%)	72.4
Potencia Entregada (dBm)	51.9
Ganancia (dB)	20.5

En base a los valores obtenidos se puede ver que se cumplen cada uno de los requisitos que se plantearon inicialmente, es decir, el PAE está dentro de los valores que debe tener un amplificador de clase AB, la ganancia obtenida es superior a los 15 dB precisos y la potencia entregada también está por encima de los 51 dBm necesarios para que el ADS-B

pueda funcionar correctamente, por lo tanto, este se podría considerar como un diseño válido para la aplicación requerida.

Una vez se ha comprobado que el diseño con redes LC cumpliría con los requisitos buscados para ser utilizado dentro del sistema ADS-B se pasa a evaluar la segunda solución planteada.

5.7 Amplificador de potencia con líneas de transmisión

Para este segundo diseño, en lugar de utilizar redes LC, se hará uso de líneas de transmisión, todas ellas con una impedancia característica de 50 Ohmios. Una de las principales ventajas que presentan las líneas de transmisión es que dan la posibilidad de anular de manera notable el efecto de los armónicos. El diseño propuesto pretende cortocircuitar hasta el quinto armónico sin afectar a la frecuencia fundamental, para ello, se hará uso de una estructura compuesta por dos líneas de transmisión y cinco *stubs* a circuito abierto. Se comienza ahora a explicar el diseño de cada una de las redes de adaptación.

En la Figura 5.34 se muestra la red de adaptación de entrada que se propone, esta red se ha diseñado de manera que mediante los *stubs* TL3, TL4, TL6 y TL7, todos ellos con una longitud eléctrica de 90 grados, se cortocircuitan las impedancias a la frecuencia que trabaja cada uno de ellos, estas frecuencias se corresponden con los armónicos que van desde el segundo hasta el quinto. Por otro lado, está la línea de transmisión TL5 que tiene una longitud eléctrica de 180 grados, esta línea al tener esa longitud eléctrica permite que el valor de la impedancia sea el mismo en cada uno de sus extremos, de esta forma el cortocircuito de los TL4 o TL3 llegaría hasta el terminal de salida. Por último, mediante la variación de la longitud eléctrica del *stub* TL1 y la línea TL2 se buscará obtener los valores de PAE y potencia de salida deseados.

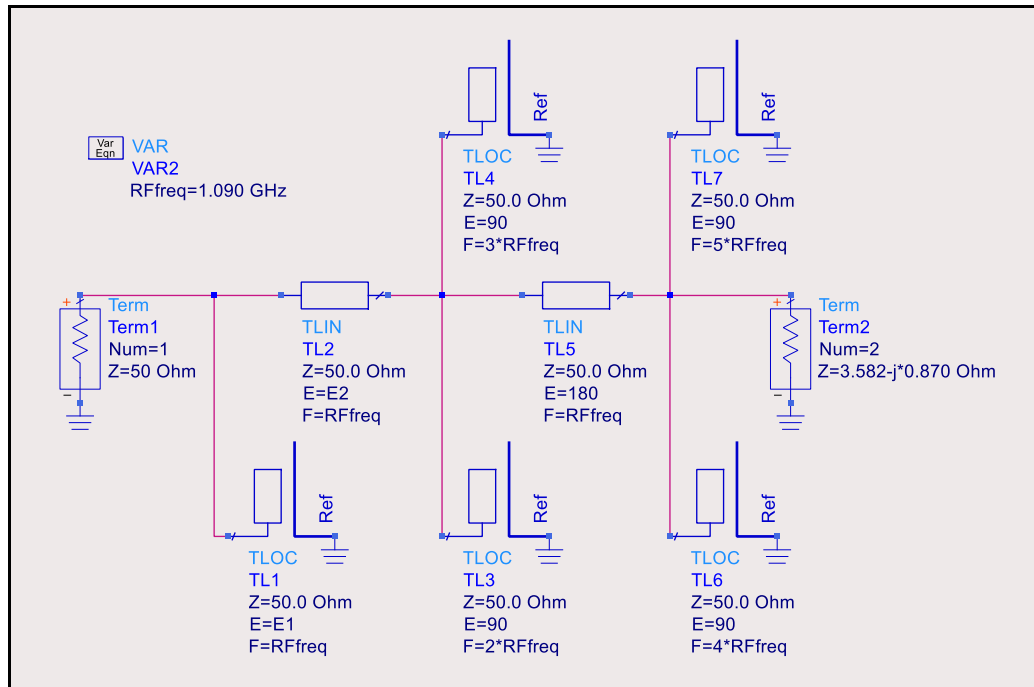


Figura 5.34: Red de adaptación de entrada.

Para la red de adaptación de salida se usará una estructura similar, como se puede ver en la Figura 5.35. En este caso serán los *stubs* TL13, TL14, TL16 y TL17 los que cortocircuiten la impedancia a la frecuencia de los armónicos. La línea TL15 permitirá que el cortocircuito de los armónicos llegue a la salida y, por último, el *stub* TL11 y la línea TL12 mediante una variación del valor de su longitud eléctrica harán posible que se obtengan los valores de PAE y potencia de salida que se están buscando.

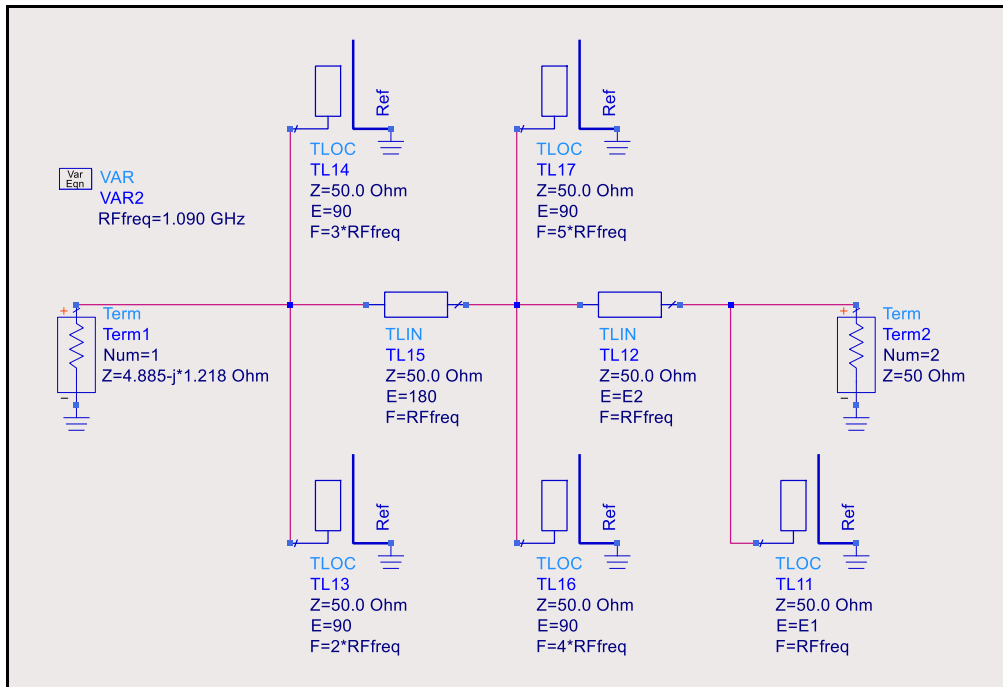


Figura 5.35: Red de adaptación de salida.

Una vez que se han definido las estructuras de las redes de adaptación, y dado que la variación de las longitudes eléctricas es hasta el rango de la milésima, esto hace que sea prácticamente imposible hallar estas longitudes eléctricas mediante barridos, por lo que se hará uso de la herramienta de optimización que posee el ADS. Haciendo uso del optimizador lo que se logra es hacer un barrido en pasos del orden de la milésima de forma que mientras se va realizando la variación de la longitud eléctrica de las líneas TL1, TL2, TL11 y TL12, se obtendrán unos valores mínimos de PAE y potencia de salida que son definidos por el diseñador, en este caso se ha definido un PAE mayor del 70% y una potencia de salida por encima 48 dBm. El circuito utilizado es el que se muestra en la Figura 5.36, donde se puede ver como se hace uso de las dos redes de adaptación explicadas anteriormente.

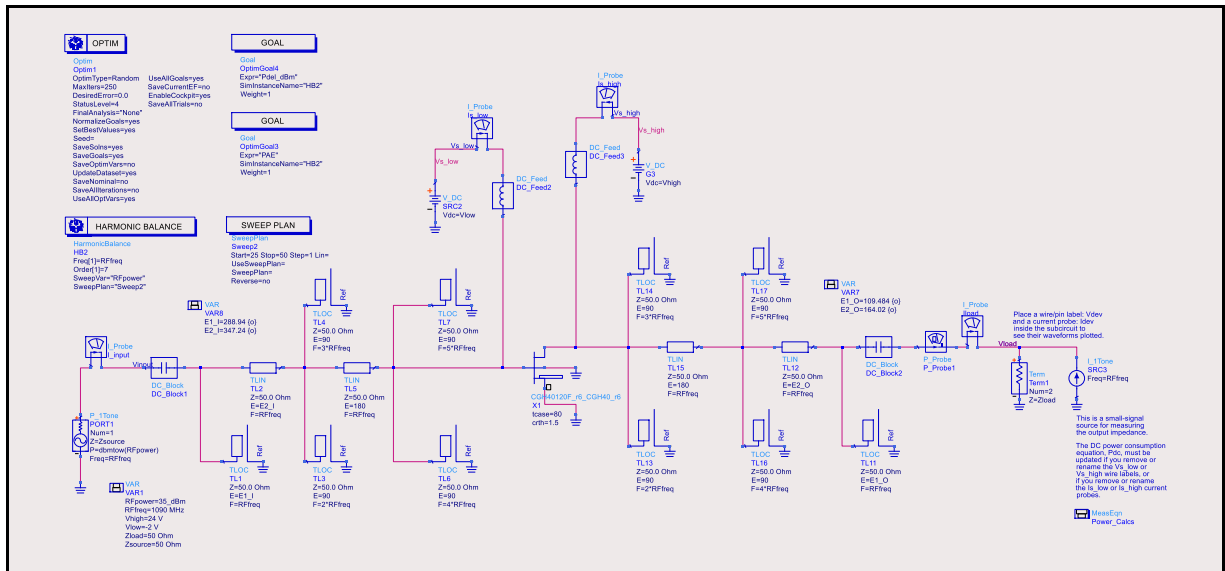


Figura 5.36: Amplificador con redes de adaptación compuestas por líneas de transmisión ideales.

En la Figura 5.37 se muestra con mayor detalle, las variables de entrada que se van a utilizar, así como los elementos necesarios para utilizar la herramienta de optimización, se puede ver que aparte del control de simulación de balance de armónicos, se han de añadir el control del optimizador, así como los objetivos (*Goals*) que se quieren cumplir, que en este caso se corresponden con el PAE y la potencia de salida. Además, en este caso como no se hace uso de elementos LC para las redes de adaptación es necesario añadir el condensador de desacoplo, como se puede apreciar en la imagen.

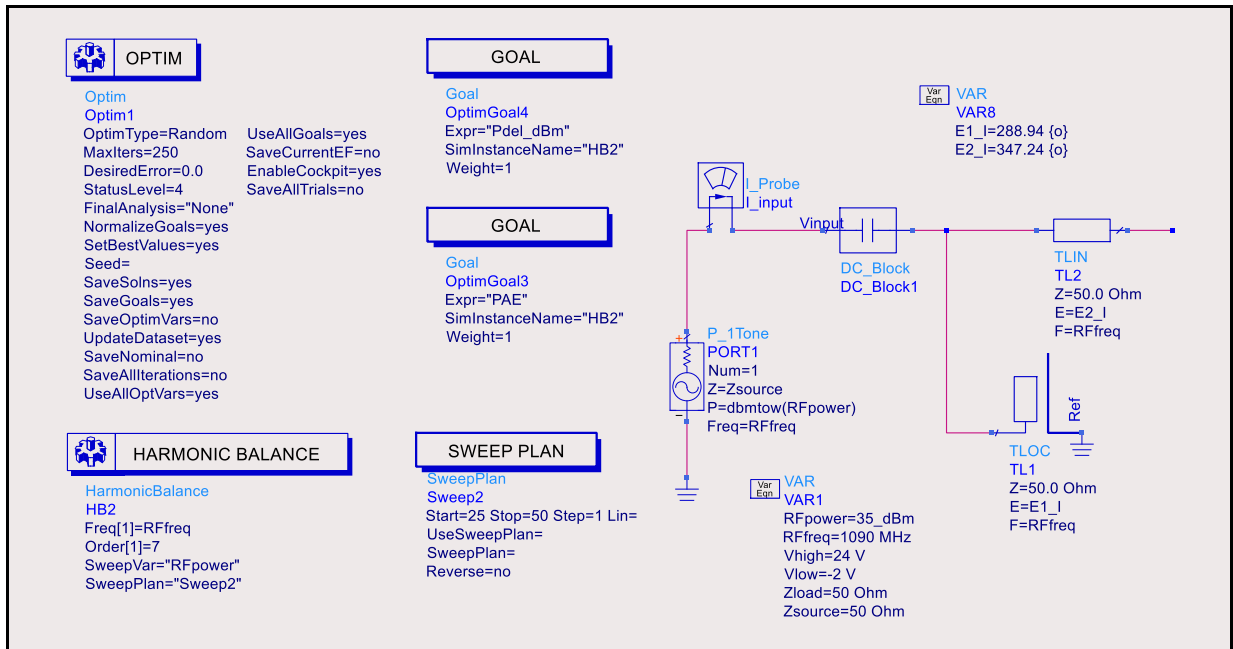


Figura 5.37: Variables de entrada y controles del optimizador.

En la Figura 5.37 se puede ver cómo se han creado dos variables (E1_I e E2_I) correspondientes a la longitud eléctrica de las líneas TL1 y TL2. Igualmente, para las líneas TL11 y TL12 se han creado otras dos variables (E1_O e E2_O) que junto a las dos variables de las líneas de entrada serán los valores que el optimizador variará para lograr el PAE y potencia de salida deseados.

En la Figura 5.38 se muestra la herramienta de optimización, donde se pueden ver las cuatro variables que se corresponden con los valores de las longitudes eléctricas de las líneas de transmisión y como mediante la variación de la longitud eléctrica se va modificando el valor de PAE y potencia de salida.

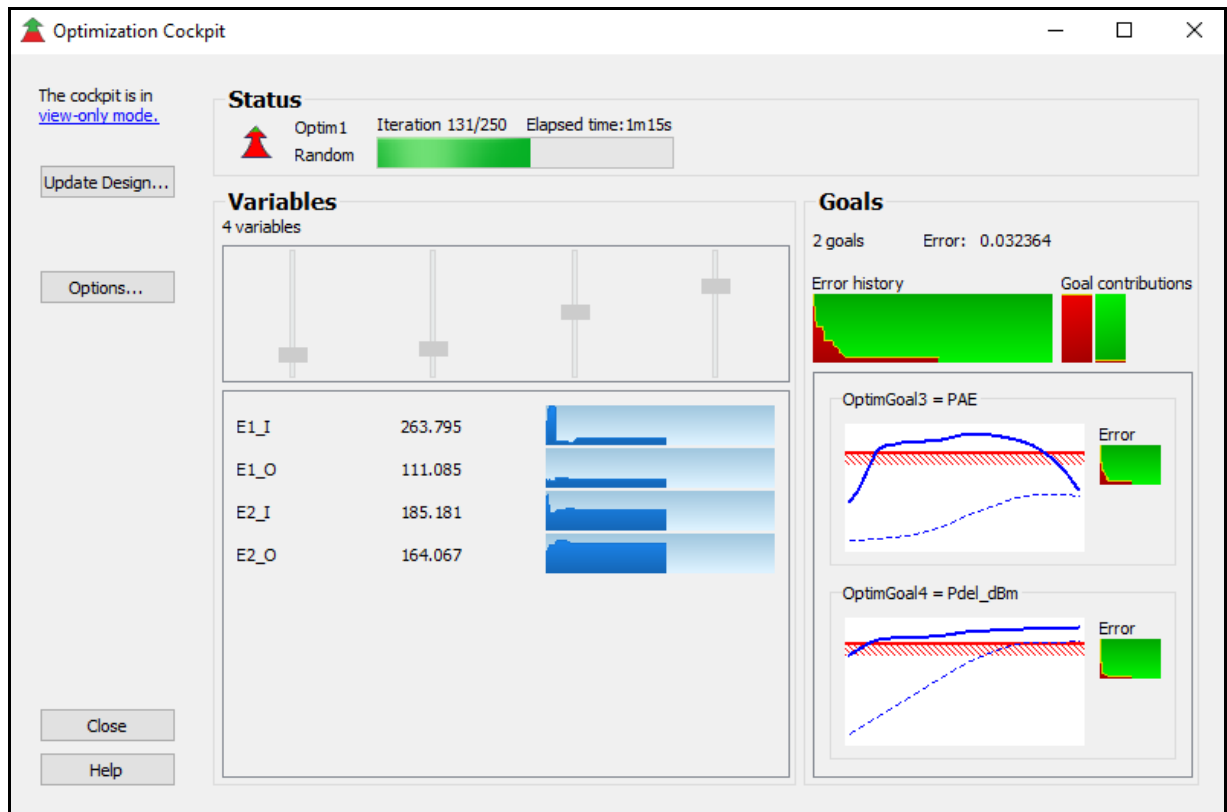


Figura 5.38: Optimizador de ADS.

Una vez finaliza la fase de optimización los valores de longitudes eléctricas que se obtienen son los que se muestran en la Tabla 5.3:

Tabla 5.3: Longitudes eléctricas de las líneas de transmisión

Línea	Variable	Longitud Eléctrica (°)
TL1	E1_I	288.94
TL2	E2_I	347.24
TL11	E1_O	109.484
TL12	E2_O	164.02

Con los valores de longitud eléctrica obtenidos se realiza la simulación de balance de armónicos del circuito de la Figura 5.36, los resultados obtenidos son los que se muestran en la Figura 5.39, donde se puede ver que se obtiene un PAE del 74%, una potencia de salida de 49 dBm y una ganancia de aproximadamente 17 dB.

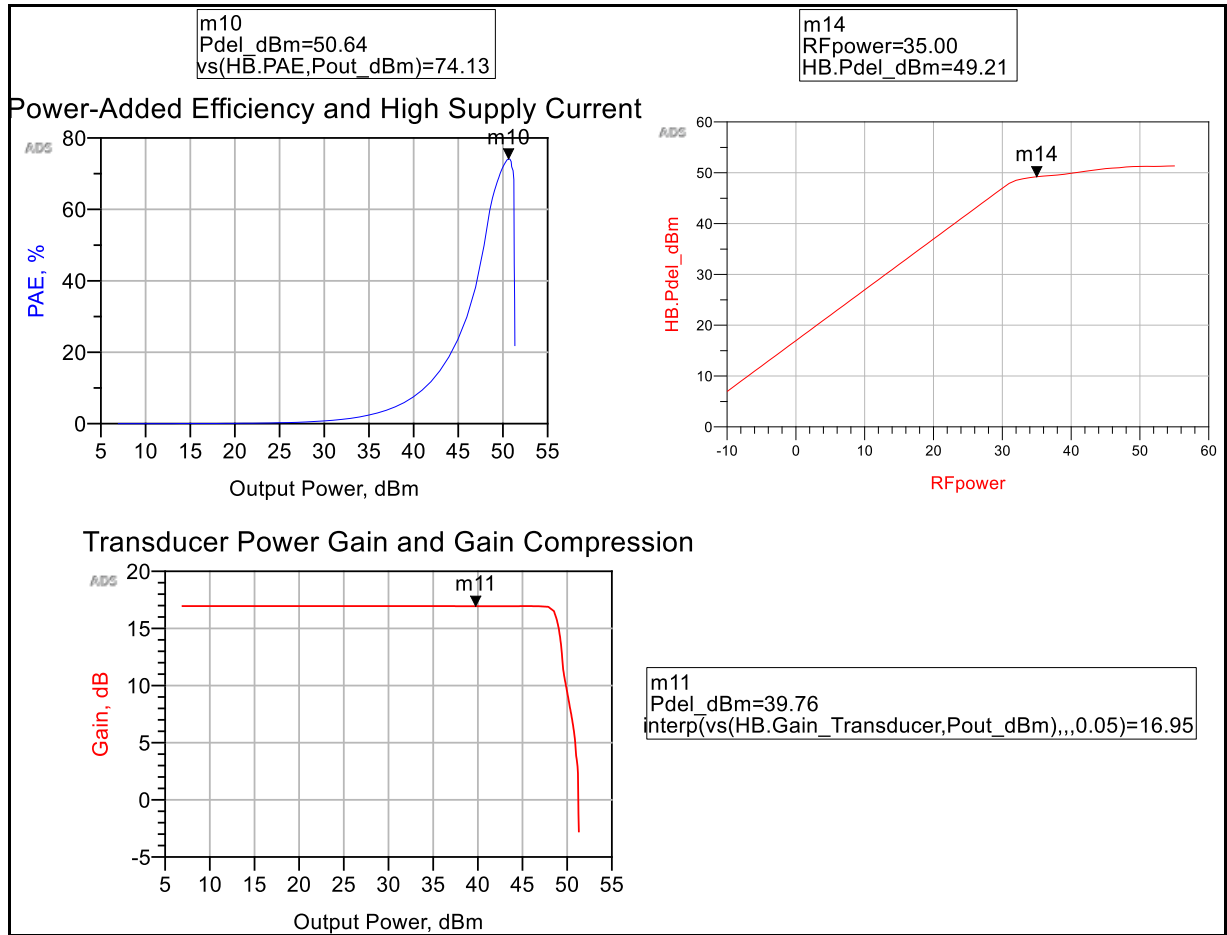


Figura 5.39: Resultados del amplificador de potencia con líneas de transmisión.

Si se comparan los resultados de la Figura 5.39 con los de la Figura 5.27, se puede ver que los resultados en cuanto a PAE y potencia son muy similares a pesar de que en uno se hace uso de líneas de transmisión y en el otro de redes LC como redes de adaptación, inicialmente donde se observa mayor diferencia es en la ganancia donde hay una caída de 3 dB en el caso del circuito con líneas de transmisión.

El siguiente paso que se va a realizar es eliminar el *DCBlock* ideal y poner en su lugar un condensador, para ello se hará un barrido del valor del condensador, el circuito resultante es el que se muestra en la Figura 5.40, donde se puede ver que se han sustituidos los *DCBlocks* de entrada y salida por un condensador.

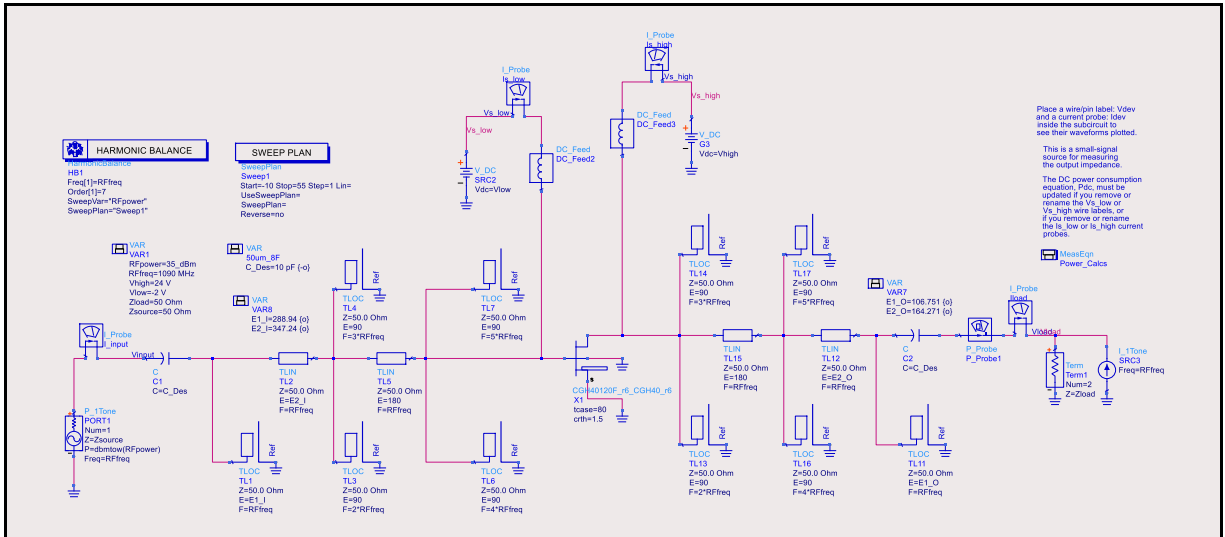


Figura 5.40: Amplificador con líneas de transmisión y condensador.

En la Figura 5.41 se muestra el condensador de entrada y la variable con su valor, que es igual al del condensador de salida. Para obtener la capacidad de los dos condensadores se hace un barrido del valor de ambos, obteniendo finalmente un valor de 10 pF para los dos condensadores de desacoplo.

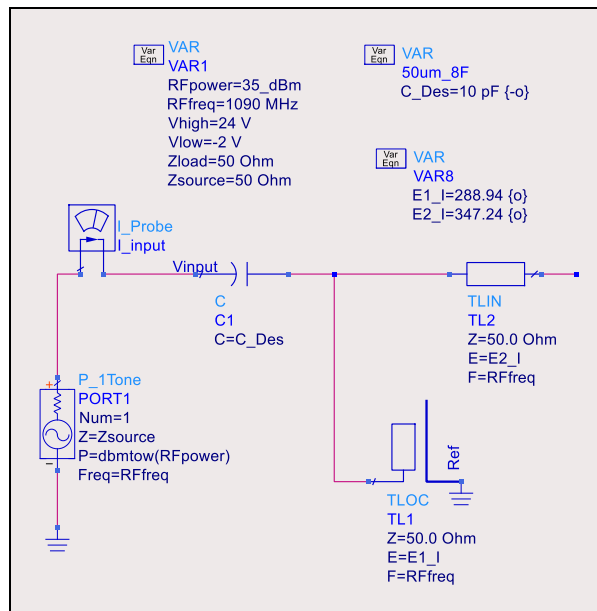


Figura 5.41: Condensador de desacoplo de entrada.

Tras obtener el valor de los condensadores de desacoplo se realiza la simulación y los resultados obtenidos son los que se muestran en la Figura 5.42, tal y como se puede observar no hay gran diferencia con los resultados que se obtuvieron en la Figura 5.39 correspondientes

al circuito con los *DCBlocks*, por lo tanto, el valor utilizado para el condensador de desacoplo es correcto.

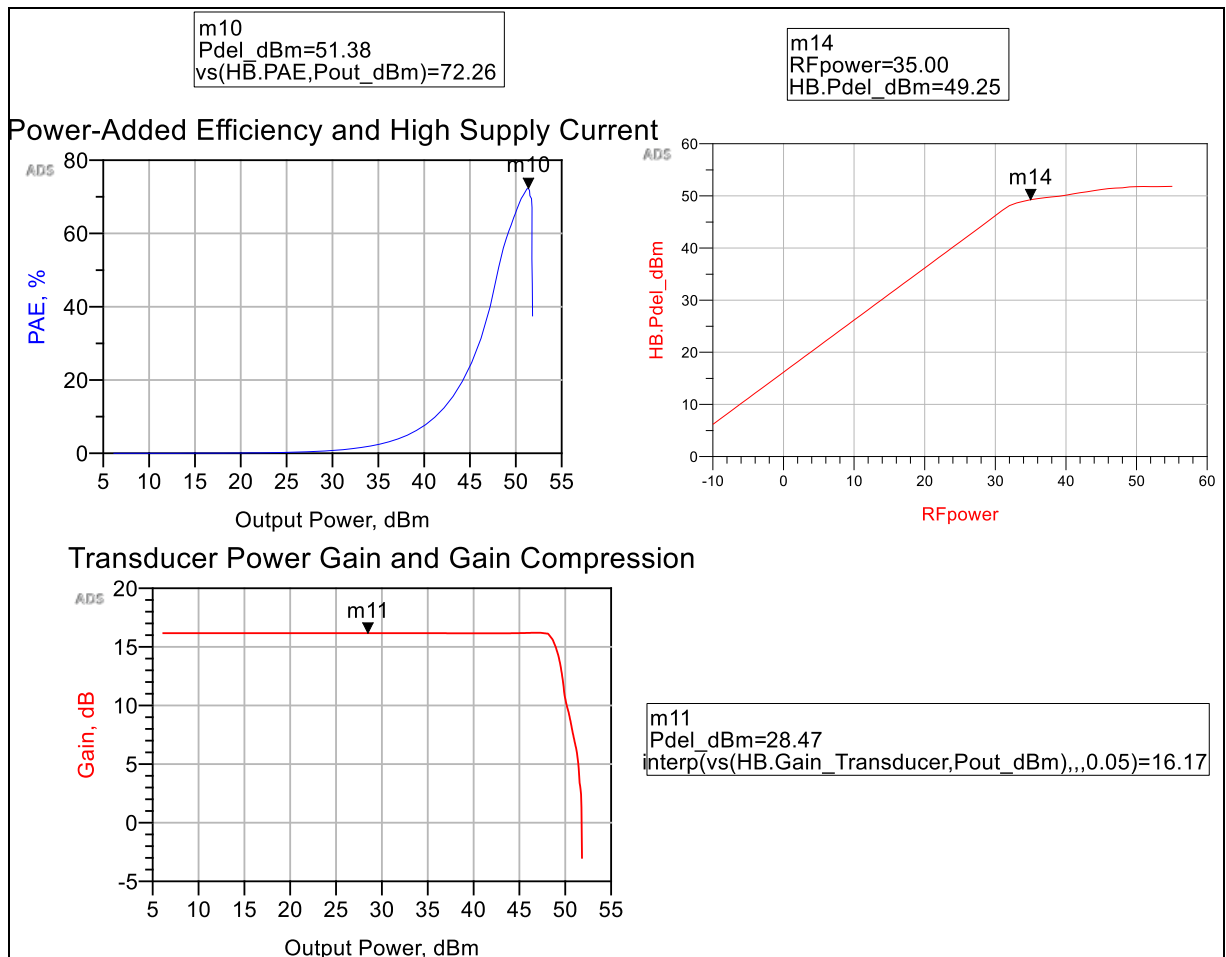


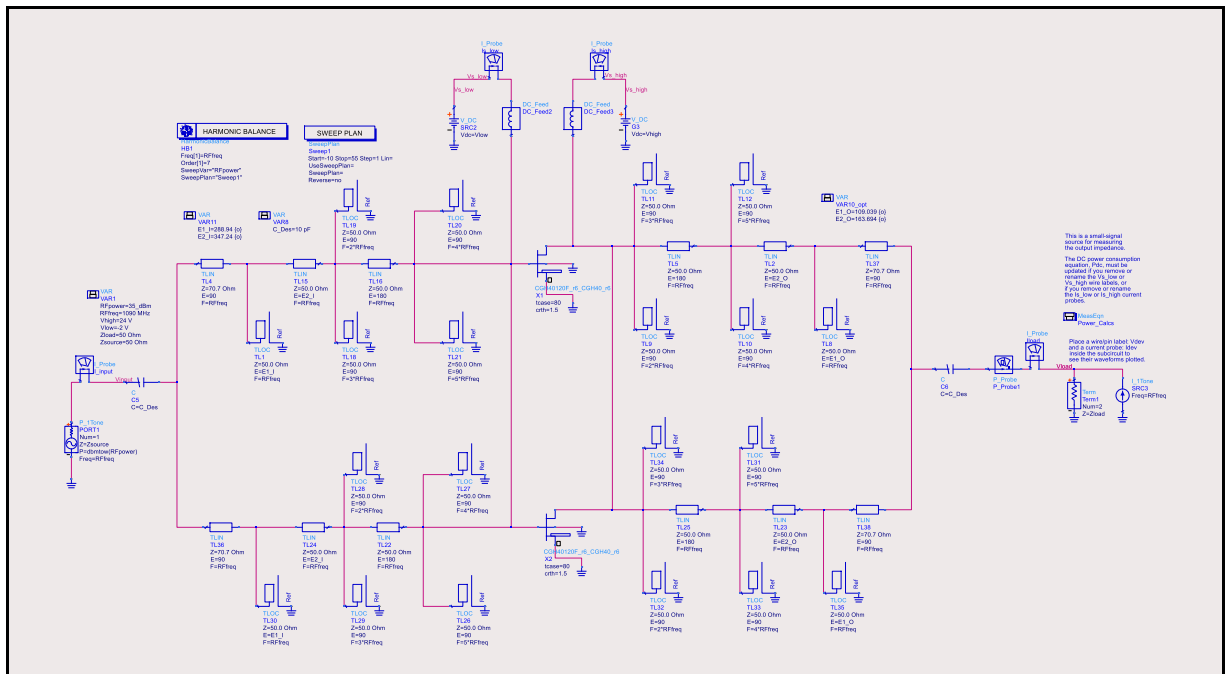
Figura 5.42: Resultados del amplificador de potencia con condensadores de desacoplo.

De la misma forma que paso con el amplificador con redes LC, se puede ver que un solo transistor no consigue entregar la potencia de salida necesaria para ser utilizado en el ADS-B. Por ello, y de la misma forma que se hizo con el diseño anterior, se van a poner dos transistores en paralelo de forma que se pueda entregar la potencia necesaria para ser utilizado en el transmisor del ADS-B.

5.7.1 Amplificador de potencia con dos transistores y líneas de transmisión ideales

Al igual que se hizo con el diseño basado en redes LC, para poner los dos transistores en paralelo es necesario hacer uso de líneas de transmisión de $\lambda/4$ con una longitud eléctrica

de 90° para realizar la repartición de potencia, por ello a la entrada y salida de las redes de adaptación del amplificador se añaden estas líneas de transmisión. El circuito definitivo es el que se muestra en la Figura 5.43 donde ya están los dos amplificadores en paralelo y con las líneas de transmisión adicionales tanto a la entrada como a la salida de cada uno.



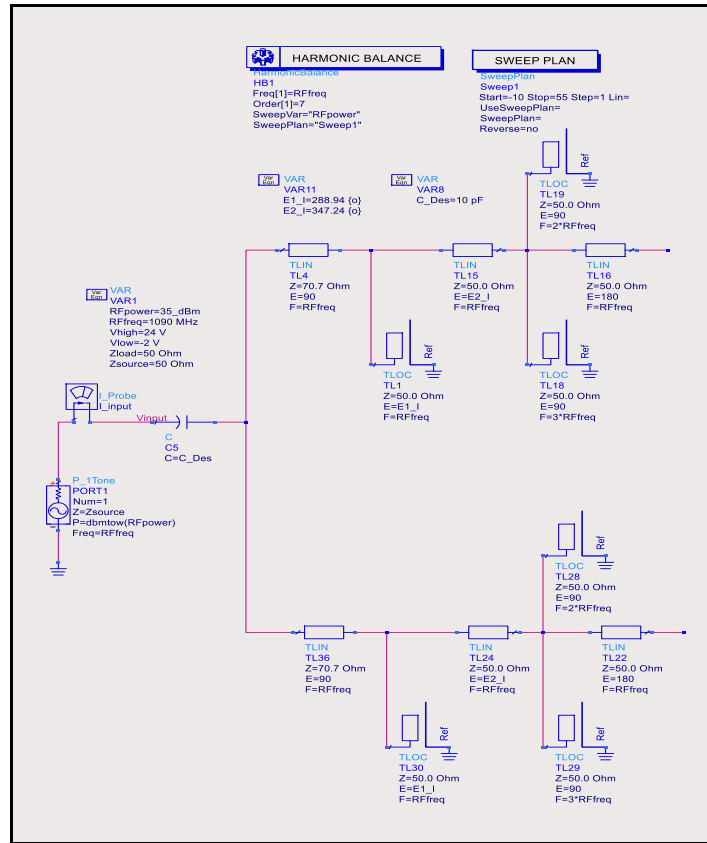


Figura 5.44: Vista de las líneas $\lambda/4$ adicionales.

Una vez se han puesto los dos amplificadores en paralelo y se han añadido las líneas de transmisión de $\lambda/4$ se pasa a realizar la simulación del amplificador, dando como resultado los datos que se muestran en la Figura 5.45.

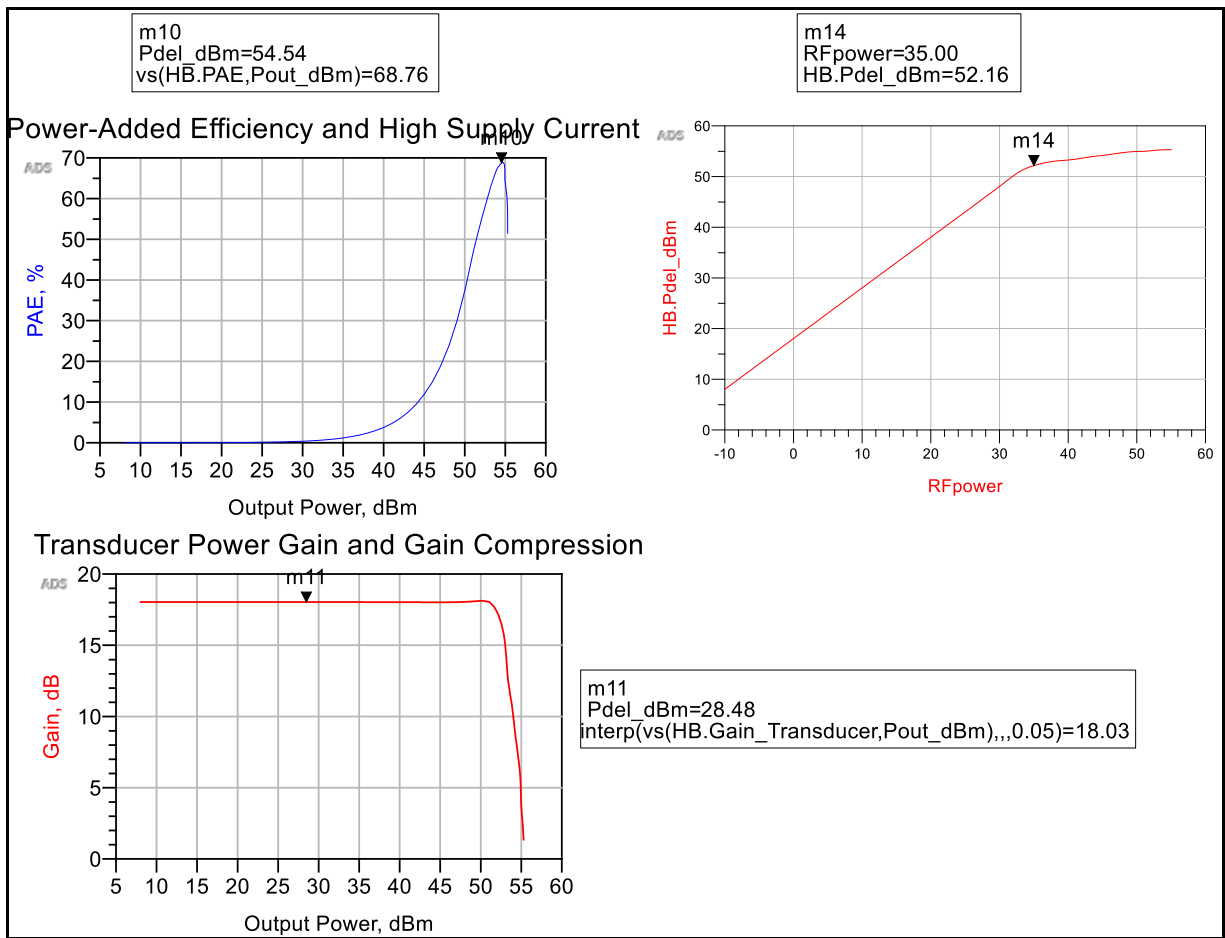


Figura 5.45: Resultados del amplificador con dos transistores y líneas de transmisión.

Según los resultados que se muestran en la Figura 5.45 se puede ver como ahora el amplificador diseñado sí es válido para ser utilizado en el transmisor del ADS-B, pues presenta un PAE de casi el 69%, con lo cual se estaría hablando de un amplificador de clase AB, entrega una potencia de salida de 52 dBm, superior a los 51 dBm necesarios y una ganancia de 18 dB, estando todos los valores por encima de los requisitos fijados inicialmente.

Se comentó al principio de este segundo diseño que la gran ventaja que presentaban las líneas de transmisión es que permitían anular los armónicos, esto se puede ver en la Figura 5.46 donde se presenta la potencia de salida de la frecuencia fundamental y la de sus armónicos.

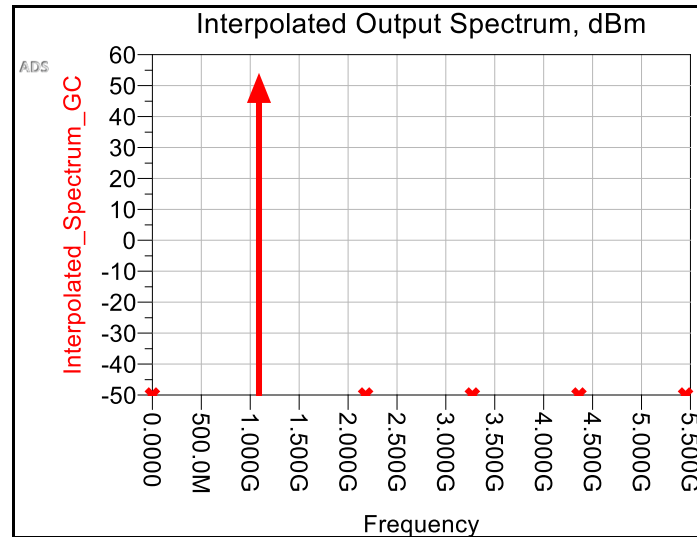


Figura 5.46: Potencia de salida con líneas de transmisión ideales.

Se puede ver como haciendo uso de las líneas de transmisión en las redes de adaptación se anulan completamente los armónicos, este resultado en un caso real no sería posible obtenerlo, ya que nunca se conseguirá anular completamente los armónicos, por ello y para dar por finalizado el diseño se va a pasar a sustituir las líneas de transmisión ideales por unas líneas de transmisión reales y se comprobará el efecto que se produce sobre los armónicos.

5.7.2 Amplificador de potencia con dos transistores y líneas de transmisión reales

Para tener un resultado más acorde a la realidad, se van a sustituir las líneas de transmisión ideales por líneas de transmisión reales, de esta forma se tendrán en cuenta las pérdidas debidas a las dimensiones de las líneas o a los efectos del sustrato. Además, al hacer uso de las líneas reales se podrá comprobar cómo no es posible lograr anular completamente el efecto de los armónicos.

Para el diseño se hará uso de un sustrato de teflón, que se suele utilizar habitualmente con transistores de GaN, este sustrato presenta las características que se muestran en la Tabla 5.4:

Tabla 5.4: Características del sustrato de teflón

Parámetro	Valor
Constante dieléctrica relativa (ϵ_r)	2.17
Grosor del Sustrato (H)	0.508 mm
Espesor del Cobre (T)	0.018 mm
Tangente dieléctrica de pérdidas del material ($\tan\delta$)	0.0008
Conductividad del Cobre (Cond)	5.8e7

El ADS posee una herramienta para el cálculo de las dimensiones de las líneas de transmisión a partir de su longitud eléctrica o viceversa, esta herramienta se llama *LineCalc* y para usarla simplemente es necesario conocer las características del sustrato, que son las que aparecen en la Tabla 5.4 y conocer la longitud eléctrica de cada una de las líneas de transmisión. En la Figura 5.47 se muestra la herramienta *LineCalc*, ya con los valores del sustrato especificados y con la longitud eléctrica de la línea de transmisión de entrada TL1. Se puede ver que con esos parámetros del sustrato y para una longitud eléctrica de 288.94° se obtiene unas dimensiones de la línea de transmisión que se corresponden con un ancho (W) de 1.55324 milímetros y un largo (L) de 162.238 milímetros.

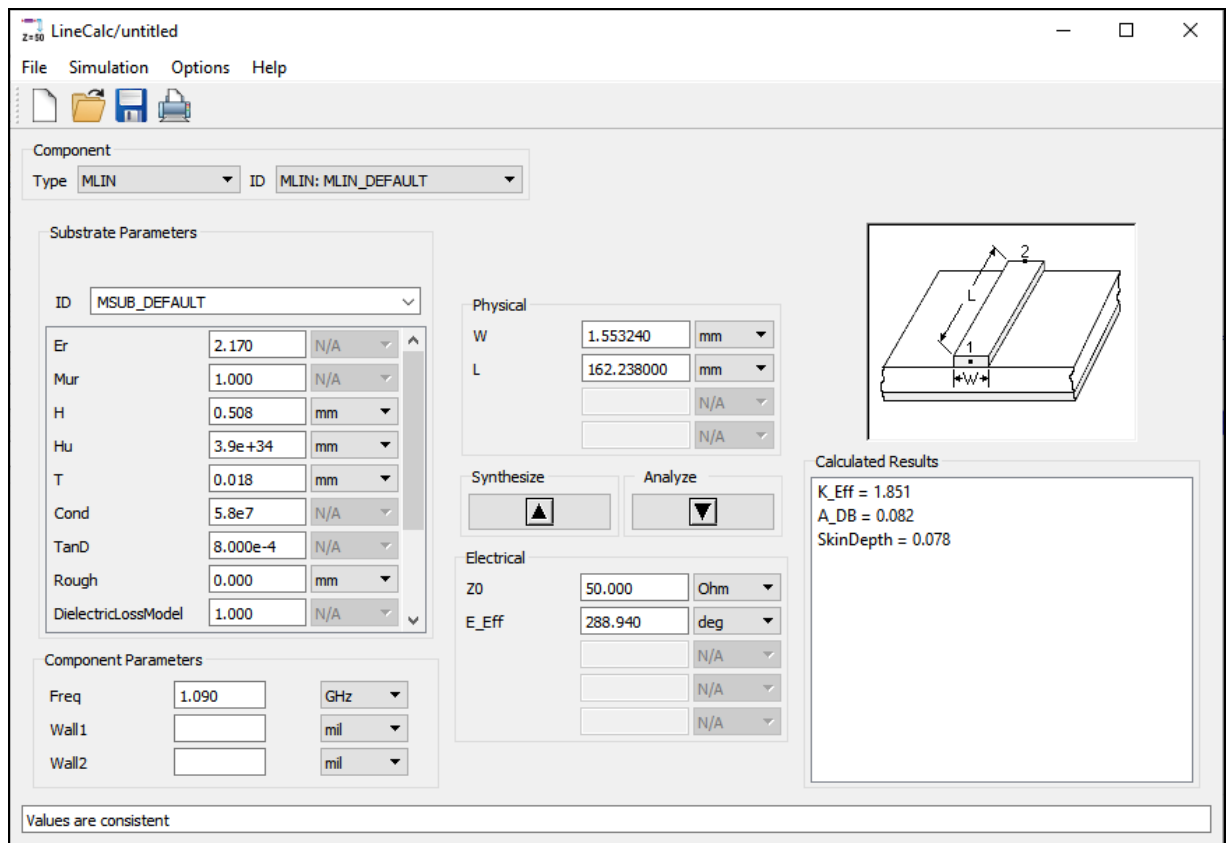


Figura 5.47: Herramienta *LineCalc* de ADS.

Estos cálculos se realizan para cada una de las líneas de transmisión, dada su longitud eléctrica y la frecuencia a la que trabajan. Las dimensiones obtenidas para cada una de las líneas de transmisión son las que se muestran en la Tabla 5.5:

Tabla 5.5: Dimensiones de las líneas de transmisión reales

Red de Adaptación	TL	Frecuencia	Longitud Eléctrica (°)	Ancho (mm)	Largo (mm)
Entrada	TL1	1090 MHz	288,94	1,55324	162,238
	TL2	1090 MHz	347,24	1,55324	194,973
	TL5	1090 MHz	180	1,55324	101,069
	TL3	2180 MHz	90	1,55339	25,2617
	TL4	3270 MHz	90	1,5535	16,8351
	TL6	4360 MHz	90	1,55371	12,6208
	TL7	5450 MHz	90	1,55408	10,0917
Salida	TL11	1090 MHz	106,751	1,55324	61,2246
	TL12	1090 MHz	164,271	1,55324	91,913
	TL15	1090 MHz	180	1,55324	101,069
	TL13	2180 MHz	90	1,55339	25,2617
	TL14	3270 MHz	90	1,5535	16,8351
	TL16	4360 MHz	90	1,55371	12,6208
	TL17	5450 MHz	90	1,55408	10,0917
Divisor	TL18,TL19,TL20,TL21	1090 MHz	90	1,55324	50,5343

El diseño final del amplificador de potencia con redes de adaptación basadas en líneas de transmisión reales es el que se muestra en la Figura 5.48.

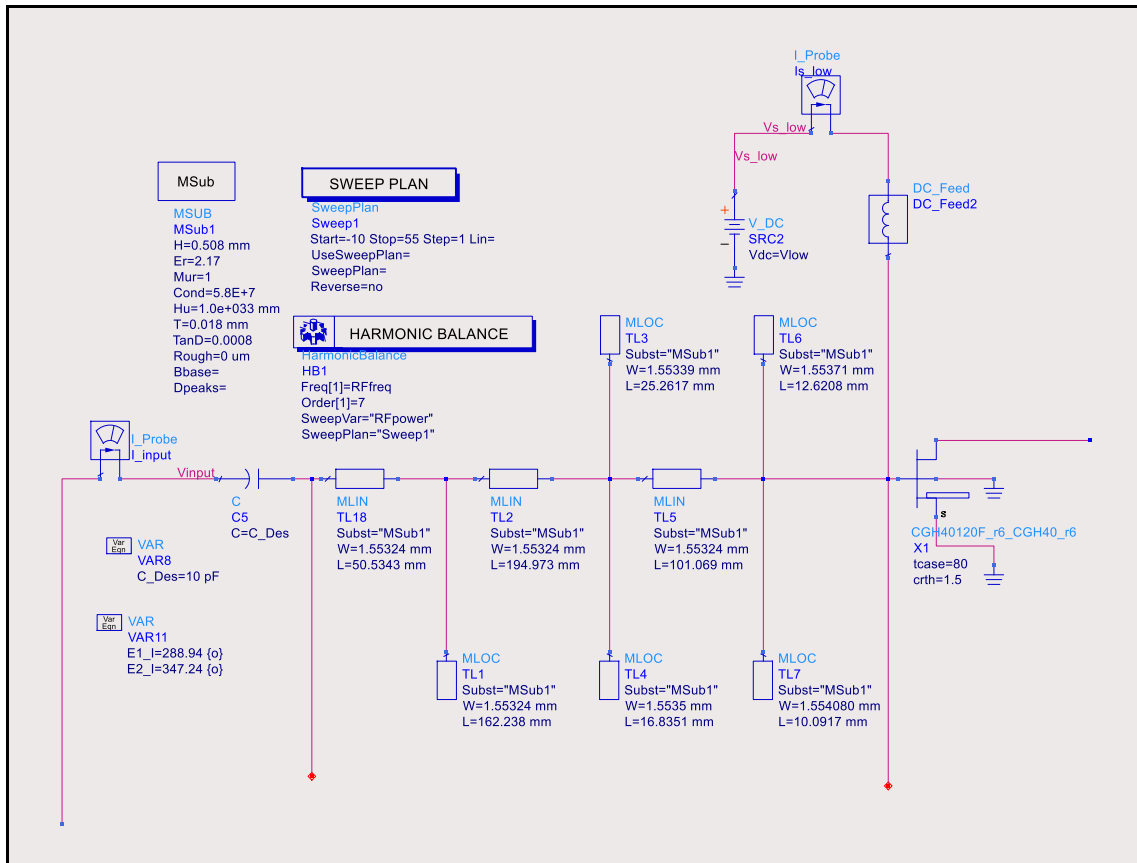


Figura 5.49: Dimensiones de líneas de transmisión reales de entrada.

Una vez se tienen las dimensiones de todas las líneas de transmisión reales se pasa a realizar la simulación para ver qué resultados se obtienen. Estos resultados se muestran en la Figura 5.50.

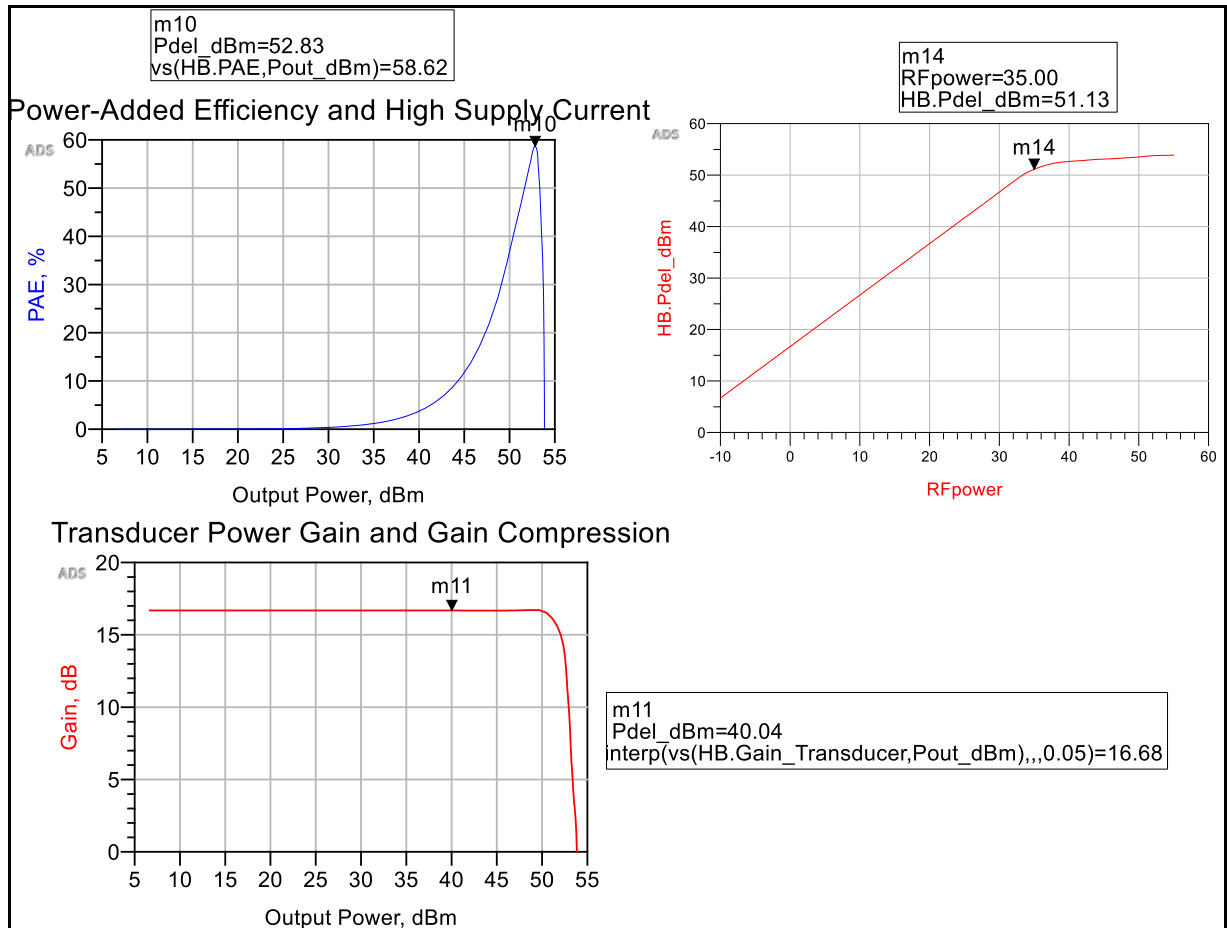


Figura 5.50: Resultado final del amplificador con líneas de transmisión reales.

Si se comparan los resultados obtenidos con los de la Figura 5.45, se puede ver como los resultados han empeorado, esto es debido a los efectos de las pérdidas que introducen las líneas de transmisión reales, algo que no se tenía en cuenta cuando se trabajaba con las ideales.

Los resultados finales obtenidos de PAE, potencia entregada y ganancia con el diseño del amplificador con líneas de transmisión se muestran en la Tabla 5.6:

Tabla 5.6: Resultados del amplificador de potencia con líneas de transmisión reales

Parámetro	Valor
PAE (%)	58.62
Potencia Entregada (dBm)	51.13
Ganancia (dB)	16.68

En la Figura 5.51 se muestra la potencia de salida en el dominio de la frecuencia y se puede ver como a diferencia de lo que pasaba en la Figura 5.46, los armónicos no se anulan completamente, aunque estos presentan una gran atenuación, reduciendo los posibles efectos que puedan tener sobre la frecuencia fundamental.

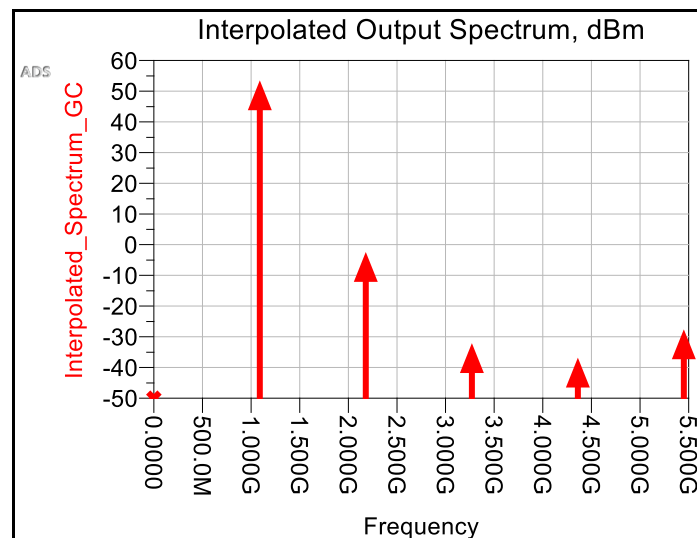


Figura 5.51: Potencia de salida con líneas de transmisión reales.

Según los resultados obtenidos se puede llegar a la conclusión de que el diseño es válido para utilizarlo en la etapa de potencia del transmisor de ADS-B ya que se cumplen las especificaciones deseadas.

5.8 Resumen

En este capítulo se han explicado paso a paso las distintas simulaciones para diseñar el amplificador de potencia requerido. Tras todas las simulaciones realizadas se puede concluir

que cada uno de los dos diseños realizados cumplen con las especificaciones necesarias para ser utilizados dentro de la etapa de potencia del transmisor del sistema ADS-B que se encuentra embarcado en los aviones.

En el siguiente capítulo se procederá a presentar las principales conclusiones y líneas futuras que pueden surgir a partir de este TFM.

Capítulo 6

Conclusiones y Líneas Futuras

En este último capítulo se realizará una comparativa entre los dos diseños propuestos, comparando los resultados obtenidos en cuanto a PAE, potencia de salida y ganancia. Y se justificará que motivos pueden llevar a decantarse por un diseño u otro.

6.1 Comparativa entre diseños

En la Figura 6.1 se muestran los valores de PAE que se han obtenido con cada uno de los diseños, se aprecia una notable diferencia entre ambos diseños. La caída del 15% de PAE es debida a que, en el segundo diseño al hacer uso de líneas de transmisión reales, en la simulación se tienen en cuenta efectos negativos como pueden ser las pérdidas, y estos efectos hacen que el circuito sea menos eficiente.

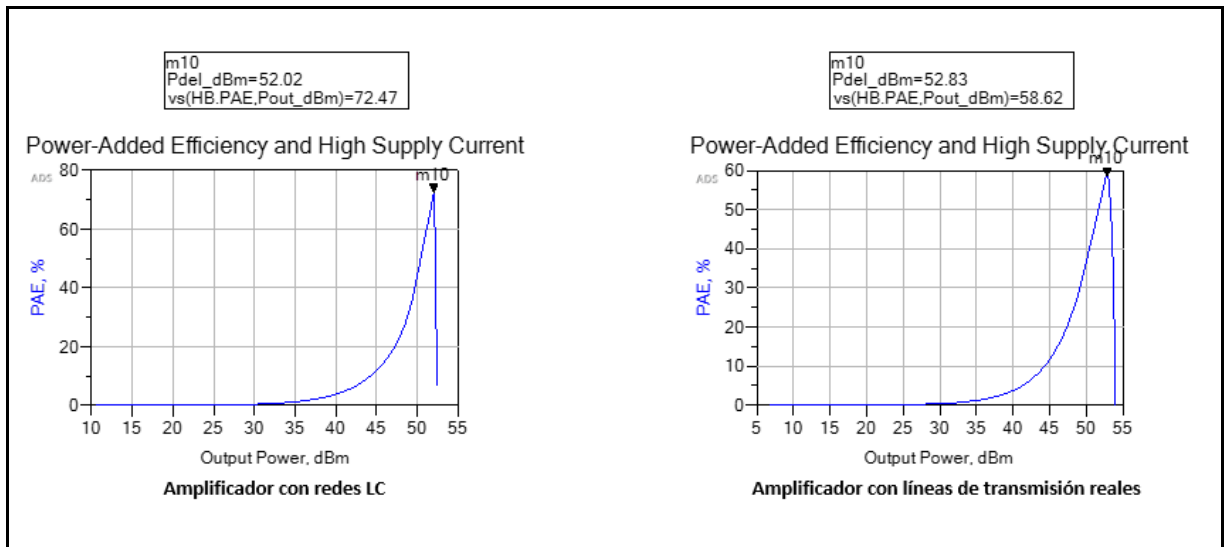


Figura 6.1: Comparativa de PAE de los dos diseños.

En la siguiente figura (Figura 6.2) se muestran los resultados de potencia de salida, a diferencia de lo que pasaba con el PAE aquí no se aprecia gran variación y esto es debido a que el diseño se ha realizado de forma que se garantizase alcanzar los 51 dBm de potencia de salida necesarios para que los amplificadores pudiesen ser usados en el sistema ADS-B.

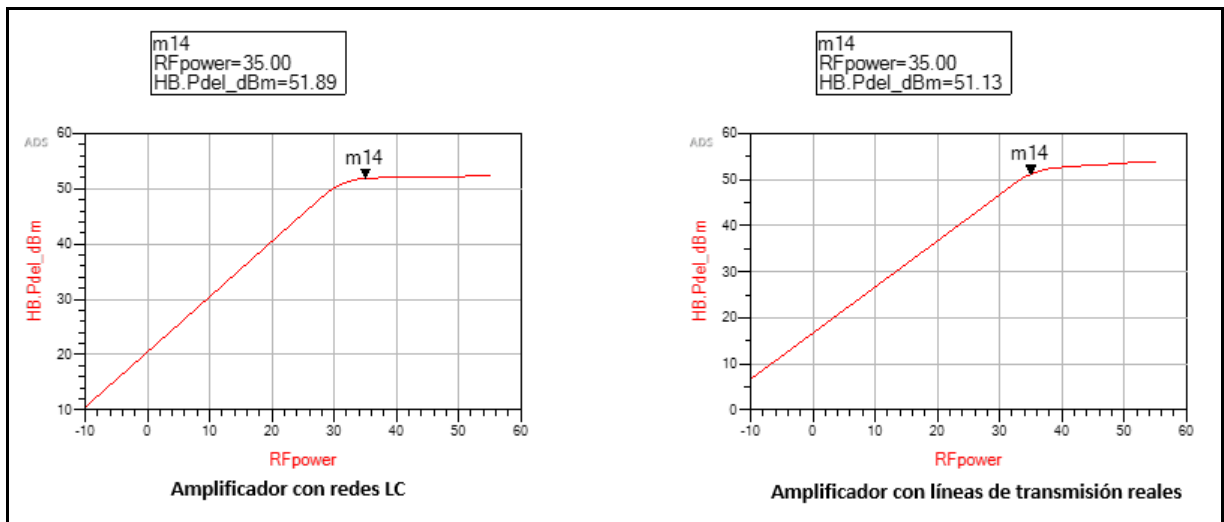


Figura 6.2:Comparativa de potencia de salida de los dos diseños.

A continuación, en la Figura 6.3, se muestran los resultados obtenidos para ganancia, en este caso, al igual que pasaba con el PAE la ganancia ha disminuido en el segundo diseño por el efecto de las pérdidas que introducen las líneas reales, aunque se sigue estando por encima de los valores deseados incluso con esas pérdidas.

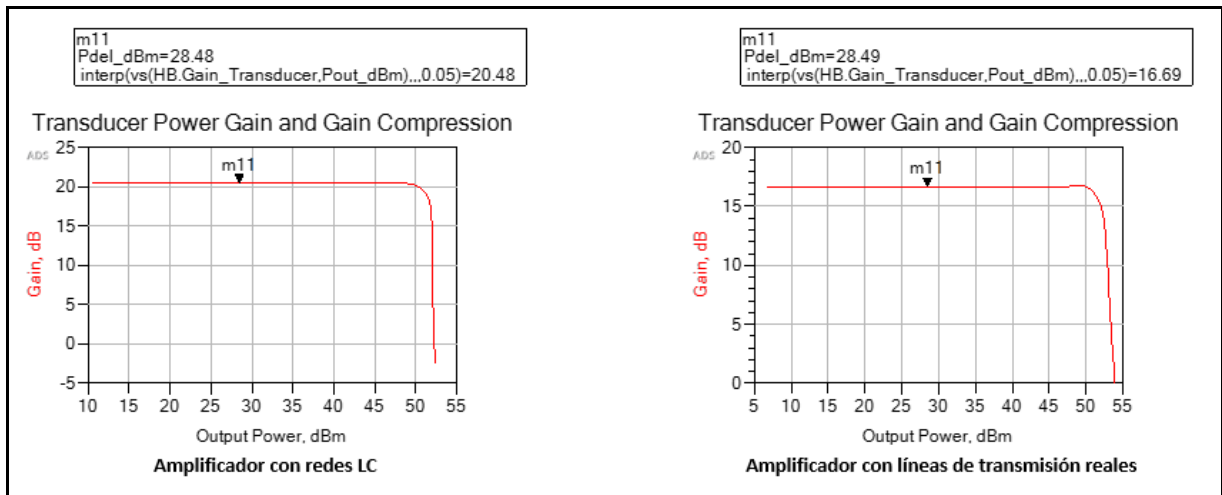


Figura 6.3: Comparativa de ganancia de los dos diseños.

Por último, se va a realizar una comparativa de la potencia de salida en el dominio de la frecuencia donde se podrá apreciar como el diseño con las líneas de transmisión disminuye de manera notable el efecto de los armónicos, tal y como se puede ver en la Figura 6.4, en el segundo diseño los armónicos están muy atenuados, algo que evitará que se produzcan problemas no deseados con estos.

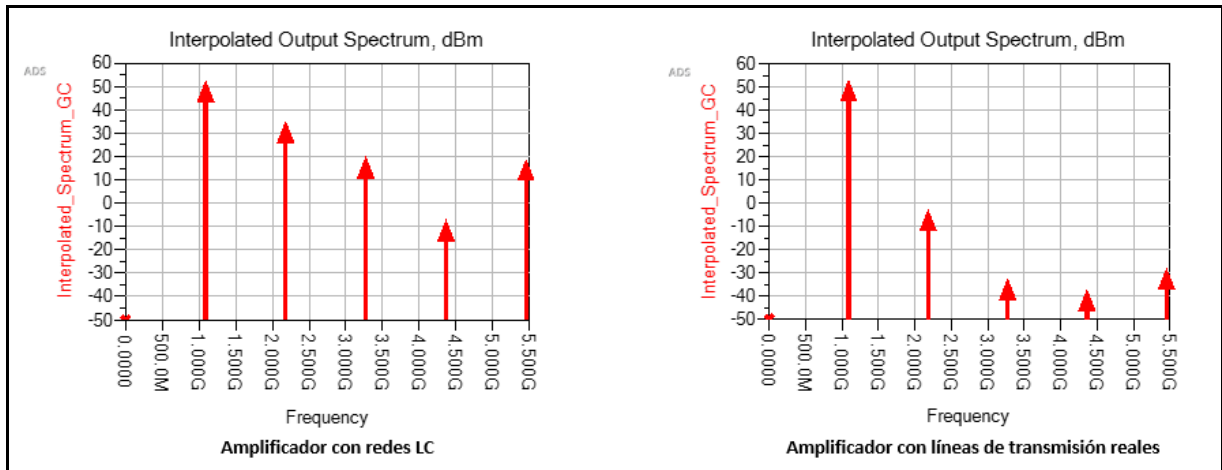


Figura 6.4: Comparativa de espectro de la potencia de salida de los dos diseños.

En la Tabla 6.1 se muestra un resumen de los requisitos y los datos obtenidos durante la fase de diseño

Tabla 6.1: Resumen de resultados

Parámetros ADS-B	Requisitos	Amplificador redes LC	Amplificador Líneas de Tx
Frecuencia (MHz)	1090 MHz	1090 MHz	1090 MHz
PAE (%)	—	72.47	58.62
Potencia de salida (dBm)	51	51.89	51.13
Ganancia (dB)	15	20.48	16.69

Con estos resultados se puede concluir que ambos diseños serían válidos para ser utilizados en el sistema ADS-B. La utilización de un diseño u otro dependerá de otra serie de factores independientes a los requisitos iniciales propuestos, como podría ser el área a utilizar. El diseño realizado con líneas de transmisión, dada la longitud de algunas de las líneas de hasta casi 200 milímetros, tendrá una mayor área que el diseño con redes LC, por lo tanto, si el área fuese un factor restrictivo sería mejor el diseño con redes LC, por el contrario, se ha visto como el diseño con redes LC no consigue atenuar los armónicos por lo tanto este podría ser otro factor determinante a la hora de seleccionar un diseño u otro.

Por otro lado, al hacer uso de los transistores de GaN y dado que estos presentan una mayor ganancia y potencia que otros transistores de otras tecnologías es posible realizar la etapa de potencia sin necesidad de una etapa de preamplificado previa, ya que con el transistor de GaN se consiguen los valores de ganancia deseados con una única etapa.

Con todo lo visto durante este trabajo final de máster se puede decir que se han realizado dos diseños válidos de la etapa de potencia del transmisor de ADS-B. Para lograr estos resultados la metodología planteada ha sido la correcta, habiéndose respetado y cumplido la planificación temporal que se describió en los inicios de este trabajo.

6.2 Líneas futuras

De este trabajo final de máster se pueden plantear las siguientes líneas de investigación:

- Diseñar el amplificador en una PCB y realizar medidas de los parámetros más importantes del amplificador y compararlos con los resultados obtenidos con la simulación de esquemático.
- Realizar el diseño de los otros dos elementos del transmisor de ADS-B en tecnología GaN, estos elementos eran el modulador y el VCO.

7. Glosario

ADS. *Advanced Design System. Software de diseño de sistemas de RF.*

ADS-B. *Automatic Dependent Surveillance – Broadcast.*

ADS-C. *Automatic dependent surveillance - Contract.*

AFTN. *Red de telecomunicaciones fijas aeronáuticas (Aeronautical Fixed Telecommunication Network).*

AlGaAs. *Arseniuro de Galio-Aluminio.*

AMHS. *Mensajería Electrónica Aeronáutica (ATS Message Handling System).*

AMSS. *Servicio Aeronáutico Móvil por Satélite (Aeronautical Mobile Satellite Service).*

ATIS. *Servicio de información de área terminal (Automated Terminal Information Service).*

CIDIN. *Common ICAO Data Interchange Network.*

CNS. *Comunicaciones, navegación y vigilancia (Communications, Navigation and Surveillance).*

DME. *Equipo Medidor de Distancia (Distance Measuring Equipment).*

GaAs. *Arseniuro de Galio.*

GaN. *Nitruro de Galio.*

GNSS. *sistema global de navegación por satélite (Global Navigation Satellite System).*

HEMT. *transistores de alta movilidad electrónica (High Electron Mobility Transistor).*

IFF. *Identificación amigo o enemigo (Identification Friend or Foe).*

ILS. *Sistema de Aterrizaje Instrumental (Instrumental Landing System).*

InGaAs. *Arseniuro de Galio-Indio.*

InGaP. *Fosfuro de Galio-Indio.*

MOSFET. *(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor).*

NDB. *Radiofaro no Direccional (Non Directional Beacon).*

PAE. *Power Added Efficiency.*

PSR. *Radar primario (Primary Surveillance Radar).*

RF. *Radiofrecuencia.*

RTCA. *Radio Technical Commission for Aeronautics.*

Si. *Silicio.*

SiC. *Carburo de Silicio.*

Si-Ge. *Silicio-Germanio.*

TFM. *Trabajo final de máster.*

VOLMET. Sistema de Radiodifusión Meteorológica (Meteorological Information for Aircraft in Flight).

VOR. Radiofaro Omnidireccional de VHF (VHF Omnidirectional Range).

WBS. Work Breakdown Structure.

8. Bibliografía

[1] Francisco Javier Jiménez Fernández, “Estudio sobre los sistemas de comunicaciones, navegación, vigilancia y gestión del tráfico aéreo (CNS/ATM): Situación actual y evolución futura”, Proyecto Fin de Carrera, Universidad Politécnica de Madrid, 2015.

[2] Enaire E.P.E, “Sistemas CNS”, Documentación pública de Enaire sobre sistemas de navegación aérea, 2006.

[3] *Data Driven Investor*, “Integrating drones into commercial airspace using existing network infrastructure”, [Consulta on-line 02/10/2019] Disponible en <https://medium.com/datadriveninvestor/integrating-drones-into-commercial-airspace-using-existing-network-infrastructure-b69169a38a00>

[4] RTCA, Inc. “Minimum Operational Performance Standards for 1090 MHz Extended Squitter Automatic Dependent Surveillance – Broadcast (ADS-B) and Traffic Information Services – Broadcast (TIS-B).” Documento técnico.

[5] Ángel de Álvaro Castellanos, “Amplificadores lineales de potencia de alto rendimiento”, Proyecto Fin de Grado, Universidad Politécnica de Madrid, 2013.

[6] Manuel Sigler Cagigas, “Amplificador de potencia en tecnología GaN HEMT de alta tensión a 2.6 GHz”, Proyecto Fin de Carrera, Universidad de Cantabria, 2016.

[7] Grey Franck Sánchez Henckell, “Amplificador clase F para telefonía móvil celular”, Proyecto Final de Carrera, Universitat politècnica de Catalunya, 2012.

[8] José María Tirado Martín, “Efectos de dispersión en Transistores de Efecto de Campo basados en compuestos III-V: Estudio, caracterización y modelado”, Tesis Doctoral, Universidad de Castilla-La Mancha, 2006.

[9] Cree Inc. “CGH40120F 120W, RF Power GaN HEMT” [Consulta on-line 15/10/2019]
Disponible en <<https://www.wolfspeed.com/media/downloads/399/CGH40120F.pdf>>

[10] Web oficial de Keysight Technologies, “Advanced Design System” [Consulta on-line]
Disponible en <<https://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?&cc=ES&lc=eng>>

[11] John L. B. Walker. “Handbook of RF and Microwave Power Amplifiers”, Cambridge, 2012.

[12] Michael Steer. “Microwave and RF Design. A system Approach”, Scitech Publishing Inc., 2010.

[13] Steve C. Cripps. “Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design”, Artech House, 2002.

[14] Andrei Grebennikov. “RF and Microwave Power Amplifier Design”, McGraw-Hill, 2004.

[15] Kyung-Whan Yeom. “Microwave circuit Design: A practical approach using ADS”, Prentice Hall, 2015.

[16] “Impedance Matching on a Transmission Line” [Consulta on-line] Disponible en
<<http://wcchew.ece.illinois.edu/chew/ece350/ee350-10.pdf>>

