

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



***Trabajo Fin de Grado***

**Amplificador de bajo ruido robusto en  
banda Ku basado en un transistor HEMT de  
GaN**

**(Robust Ku Band Low Noise Amplifier based  
on a GaN HEMT Transistor)**

Para acceder al Título de

***Graduado en  
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: Alonso García Higuera

Septiembre-  
2025

## **GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN**

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

**Realizado por: Alonso García Higuera**

**Director del TFG: Beatriz Aja Abelán**

**Luísa de la Fuente Rodríguez**

**Título: “Amplificador de bajo ruido robusto en banda Ku basado en un transistor HEMT de GaN”**

**Title: “Robust Ku Band Low Noise Amplifier based on a GaN HEMT Transistor”**

**Presentado a examen el día: 12/09/2025**

para acceder al Título de

## **GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN**

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Pascual Gutiérrez, Juan Pablo

Secretario (Apellidos, Nombre): Pontón Lobete, María Isabel

Vocal (Apellidos, Nombre): Posadas Cobo, Héctor

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de: .....

**Fdo: El Presidente**

**Fdo: El Secretario**

**Fdo: El Vocal**

**Fdo: El Director del TFG**

(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado Nº

(a asignar por Secretaría)

# Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría agradecer a mis tutoras Beatriz y Luisa por su dedicación, paciencia y constante apoyo a lo largo del desarrollo de este trabajo de fin de grado. Siempre han estado disponibles no solo para resolver cualquier duda, sino también para repetir medidas, revisar resultados y proponer mejoras hasta que el proyecto quedase lo mejor posible. Su ayuda ha sido fundamental para poder avanzar en cada una de las distintas etapas. También quiero dar las gracias a Eva y Paul por su ayuda en el montaje del amplificador y a Enrique por su ayuda en las medidas de los dispositivos.

Igualmente, agradezco a todos los profesores de la escuela que durante estos cuatro años me han enseñado no solo conocimientos técnicos, sino también motivación para continuar con el grado y el proyecto.

Por otra parte, quiero agradecer de forma especial a mi familia por su apoyo incondicional a lo largo de toda la carrera, por animarme en los momentos más cansados, y por siempre creer en mí. También quiero dar las gracias a mis amigos, dentro y fuera de la carrera, que han estado a mi lado durante estos años y que me han ayudado a hacer el camino mucho más llevadero.

Finalmente, agradecer a todas aquellas personas que, tanto dentro como fuera de la universidad, me han ayudado durante esta etapa universitaria y han contribuido a que este proyecto pudiese completarse con éxito.

# Resumen

En este Trabajo de Fin de Grado se presenta el diseño, fabricación y caracterización de un amplificador de bajo ruido (LNA) destinado a operar en el rango de frecuencias comprendido entre 12 y 18 GHz. El amplificador diseñado consta de dos etapas: una primera etapa basada en un transistor de Qorvo de tecnología nitruro de galio (GaN) sobre carburo de silicio (SiC), y una segunda etapa integrada mediante el amplificador comercial de Analog Devices ADL9006 de tecnología arseniuro de galio (GaAs).

El objetivo principal es estudiar si la incorporación de una etapa adicional basada en GaN permite mejorar el rendimiento global y la robustez del sistema frente a la utilización del amplificador ADL9006 de forma independiente. Para llevar a cabo esta evaluación, se han diseñado ambos amplificadores, simulando su comportamiento mediante la herramienta Keysight ADS, y posteriormente se han diseñado dos layouts para poder fabricarlos y caracterizarlos.

Las medidas experimentales incluyen la caracterización de parámetros S, para el estudio de la ganancia y adaptaciones de entrada, salida y estabilidad, así como la medida de figura de ruido y punto de compresión 1 dB, realizadas mediante diferentes equipos de instrumentación de medida de microondas. A continuación, se ha montado un banco de medida específico para poder estudiar la robustez de ambos amplificadores. Finalmente, se ha comparado el comportamiento de ambas configuraciones, analizando en qué aspectos el LNA completo, formado por dos etapas, presenta una mejora en el rendimiento global, así como identificando aquellos puntos en los que aún existe margen de mejora de cara a futuros desarrollos.

## Abstract

This Project presents the design, fabrication, and characterization of a low noise amplifier (LNA) intended to operate in the frequency range from 12 to 18 GHz. The proposed amplifier consists of two stages: a first stage based on a gallium nitride (GaN) on silicon carbide (SiC) transistor from Qorvo, and a second stage implemented using the commercial amplifier ADL9006 from Analog Devices, based on gallium arsenide (GaAs) technology.

The main objective is to evaluate whether the addition of a GaN based stage can improve the overall performance and power handling of the system compared to the ADL9006 alone. To carry out this evaluation, both amplifiers were designed and simulated using Keysight ADS, followed by the design of the layout and fabrication of each configuration.

Measurements include S parameter characterization to evaluate gain, input-output matching and stability, as well as noise figure, and 1 dB compression point, using a specialized microwave measurement instruments. Additionally, a dedicated test bench was implemented to assess the power handling for both amplifiers. Finally, both configurations were compared, identifying the aspects in which the full LNA achieves improved performance, as well as those areas where further design could improve overall performance.

# Índice general

<b>Agradecimientos</b> .....	<b>I</b>
<b>Resumen</b> .....	<b>II</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>II</b>
<b>Índice general</b> .....	<b>IV</b>
<b>Índice de Figuras</b> .....	<b>VI</b>
<b>Índice de acrónimos</b> .....	<b>IX</b>
<b>1 Introducción</b> .....	<b>1</b>
1.1 Motivación .....	2
1.2 Objetivos .....	2
1.3 Estructura del documento .....	3
<b>2 Estado del arte y tecnologías utilizadas</b> .....	<b>5</b>
2.1 Estado actual de los amplificadores de bajo ruido .....	5
2.2 Tecnologías más utilizadas en LNAs .....	6
2.3 Tecnología GaAs pHEMT .....	8
2.4 Tecnología GaN sobre SiC .....	9
<b>3 Fundamentos teóricos del diseño de un LNA</b> .....	<b>11</b>
3.1 Parámetros de scattering .....	12
3.2 Estabilidad .....	13
3.3 Figura de ruido en los LNAs .....	16
3.4 Parámetros de ruido .....	19
3.5 Realimentación inductiva en serie .....	20
<b>4 Diseño del amplificador de bajo ruido</b> .....	<b>22</b>
4.1 Diseño de la primera etapa del LNA .....	22
4.1.1 Transistor GaN TGF2933 .....	22
4.1.2 Diseño red de entrada .....	27
4.1.3 Diseño red de salida .....	30
4.1.4 Diseño de las redes de polarización .....	32
4.2 Diseño de la segunda etapa del LNA .....	35
4.2.1 LNA ADL9006 .....	36
4.2.2 Redes de polarización del LNA ADL9006 .....	39
4.2.3 Diseño del Layout de la segunda etapa .....	40
4.3 Diseño e integración del LNA completo .....	42
4.3.1 Integración de las dos etapas .....	42
4.3.2 Optimización del conjunto .....	43

4.3.3	Resultados del diseño completo .....	45
4.3.4	Diseño del Layout del LNA.....	47
<b>5</b>	<b>Fabricación y caracterización .....</b>	<b>49</b>
5.1	Fabricación del ADL9006.....	49
5.2	Fabricación LNA completo .....	50
5.3	Caracterización de los LNAs .....	53
5.3.1	Banco de medida para la caracterización en pequeña señal: Parámetros S y Figura de Ruido .....	53
5.3.2	Caracterización del amplificador ADL9006.....	56
5.3.3	Medidas LNA completo .....	60
<b>6</b>	<b>Medidas de robustez de los LNAs .....</b>	<b>66</b>
6.1	Banco de medida desarrollado .....	66
6.2	Resultados.....	71
<b>7</b>	<b>Conclusiones y líneas futuras .....</b>	<b>79</b>
	<b>Referencias .....</b>	<b>81</b>

# Índice de Figuras

Figura 2-1 Estructura de un transistor GaAs pHEMT .....	9
Figura 2-2 Estructura de un transistor GaN sobre SiC .....	10
Figura 3-1 Esquema de un receptor de señal.....	11
Figura 3-2 Red de dos puertos para parámetros S .....	12
Figura 3-3 Red de dos puertos para el estudio de estabilidad .....	14
Figura 3-4 Red de dos etapas para el estudio de ruido .....	18
Figura 4-1 Prestaciones del transistor TFG2933 proporcionadas por el fabricante .....	23
Figura 4-2 Esquemático para el estudio del transistor TGF2933 .....	24
Figura 4-3 Parámetros S11 y S22 del transistor TGF2933 .....	24
Figura 4-4 Parámetros de ganancia y ruido del transistor TGF2933.....	25
Figura 4-5 Parámetros de estabilidad del transistor TGF2933 .....	26
Figura 4-6 Comparación del coeficiente de reflexión en la entrada y el coeficiente de reflexión óptimo del transistor TGF2933 ( $V_d = 20 V, I = 160 mA$ ).....	27
Figura 4-7 Comparación de los coeficientes de reflexión de entrada y reflexión óptimo, con realimentación inductiva.....	28
Figura 4-8 Esquemático de la red de entrada del transistor TGF2933 .....	29
Figura 4-9 Resultados de la adaptación de entrada y adaptación de ruido.....	30
Figura 4-10 Coeficiente de reflexión de salida del transistor con la red de entrada ya incluida .....	30
Figura 4-11 Esquemático mostrando las redes de entrada y salida del transistor TGF2933. ....	31
Figura 4-12 Adaptaciones de S11 y S22 y $\Gamma_{opt}$ .....	32
Figura 4-13 Resultados de las adaptaciones de entrada y salida y la figura de ruido ....	32
Figura 4-14 Red de polarización de puerta.....	34
Figura 4-15 Red de polarización de drenador .....	35
Figura 4-16 Esquemático para el estudio del LNA ADL9006 .....	36
Figura 4-17 Parámetros S11 y S22 del LNA ADL9006 .....	37
Figura 4-18 Parámetros de ganancia y ruido del LNA ADL9006 .....	38
Figura 4-19 Parámetros de estabilidad del ADL9006 .....	38
Figura 4-20 esquemático de la red de polarización de drenador del ADL9006 .....	40
Figura 4-21 Herramienta LineCalc usada para obtención de dimensiones de CPWG...	41

Figura 4-22 Layout del ADI9006 .....	42
Figura 4-23 Esquemático de los componentes utilizados en el diseño final del LNA... 43	43
Figura 4-24 Esquemático final del LNA completo..... 44	44
Figura 4-25 Ganancia y Ruido del LNA completo..... 45	45
Figura 4-26 Adaptación de entrada y salida del LNA completo..... 46	46
Figura 4-27 Estabilidad del LNA completo..... 46	46
Figura 4-28 Layout LNA completo .....	48
Figura 5-1 Montaje del LNA ADL9006 .....	49
Figura 5-2 Vista ampliada del LNA ADL9006..... 50	50
Figura 5-3 Montaje del LNA completo .....	51
Figura 5-4 Montaje del transistor TGF2933 con sus redes de entrada y salida..... 51	51
Figura 5-5 Red de polarización de drenador .....	52
Figura 5-6 Red de polarización de puerta..... 52	52
Figura 5-7 Fotografía en detalle del montaje del Transistor TGF2933 .....	53
Figura 5-8 Esquema de calibración .....	55
Figura 5-9 Esquema de medida .....	55
Figura 5-10 Banco de medidas del ADL9006 .....	57
Figura 5-11 Comparación del rendimiento del LNA con distintos conectores. Traza azul conector SMA, traza roja conector radiall..... 57	57
Figura 5-12 Comparación entre parámetros de scattering de simulación y medidas del ADL9006..... 58	58
Figura 5-13 Rangos de frecuencia de los distintos tipos de conectores .....	59
Figura 5-14 Comparación de la figura de ruido simulada y medida del ADL9006. Medida en traza azul discontinua, simulada en traza roja .....	60
Figura 5-15 Banco de medidas del LNA completo .....	61
Figura 5-16 Comparación del rendimiento del amplificador antes y después de introducir los nuevos condensadores..... 62	62
Figura 5-17 Integración física de los nuevos condensadores .....	62
Figura 5-18 Comparación de Parámetros S en simulación y medida en distintos puntos .....	63
Figura 5-19 Comparación de la figura de ruido simulada y medida del LNA completo 64	64
Figura 5-20 Punto de compresión P 1dB @ 9 GHz..... 65	65
Figura 6-1 Parámetros S de dos transiciones SMA-WR62 back-to-back .....	68

Figura 6-2 Atenuación de los accesos del acoplador 11692D Dual Directional Coupler. Traza roja puerto directo, traza verde puerto acoplado, traza azul puerto aislado .....	69
Figura 6-3 Banco de medidas desarrollado para robustez.....	70
Figura 6-4 Esquema del banco de medidas para el estudio de la robustez.....	71
Figura 6-5 Comparación potencia de entrada y salida del ADL9006 a 10 GHz .....	72
Figura 6-6 Comparación de la ganancia del LNA ADL9006 sin interferencia y habiendo recibido una señal interefernte de potencia +32 dBm (justo antes dañarse). .....	73
Figura 6-7 Consumo del ADL9006 a medida que se aumenta la potencia de entrada de la señal interferente de 10 GHz. ....	74
Figura 6-8 Comparación potencia de entrada y salida del amplificador completo a 10 GHz .....	75
Figura 6-9 Comparación de la ganancia del LNA completo sin interferencia y justo después de aplicarle una señal interferente de +25 dBm a 10 GHz .....	76
Figura 6-10 Comparación de los consumos de ambas etapas del LNA completo frente a la potencia de la señal de 10 GHz aplicada. Id = corriente de la primera etapa, Icc = corriente del ADL9006 .....	77

# Índice de acrónimos

AlGaAs: Arseniuro de galio-aluminio.  
CMOS: Complimentary Metal-Oxide Semiconductor.  
CPWG: Coplanar WaveGuide Grounded.  
DC: Corriente continua.  
DUT: Device Under Test.  
ENR: Excess Noise Ratio.  
GaAs: Arseniuro de galio.  
GaN: Nituro de galio.  
GHz: Gigahercios.  
HEMT: High Electron Mobility Transistor.  
InP: Fosfuro de indio.  
LiDAR: Light Deteccion and Ranging.  
LNA : Amplificador bajo ruido.  
LMDS: Servicio de Distribución Multipunto Local.  
MMIC: Monolithic Microwave Integrated Circuits.  
NFA: Noise Figure Analyzer.  
NF: Noise Figure  
PCB: Printed Circuit Board.  
pHEMT: Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor.  
PNA: Performance Network Analyzer.  
RF: Radiofrecuencia.  
SiC: Carburo de silicio.  
SiGe: Silicio-Germanio.  
SNR: relación señal a ruido.  
SOLT: Calibracion Short Open Load Thru.  
Vdd: Tensión de drenador.  
Vgg: Tensión de puerta.  
WLAN: Red de Área Local Inalámbrica.

# Capítulo 1

## 1 Introducción

El desarrollo de sistemas de comunicación de alta frecuencia ha experimentado en los últimos años un notable avance, impulsado por la creciente demanda de diversas aplicaciones, entre las que se incluyen sistemas de defensa como los radares, las comunicaciones satelitales y las redes móviles de quinta generación 5G. Todos estos sistemas requieren una electrónica de radiofrecuencia cada más eficiente, capaz de operar a altas frecuencias con un consumo reducido y un rendimiento óptimo.

Se prevé que esta demanda continúe creciendo en los próximos años, debido a factores como la situación geopolítica actual, el desarrollo tecnológico de países en vías de desarrollo que necesitan infraestructuras de comunicación modernas y actualizadas, así como el desarrollo de nuevas constelaciones de satélites en órbita terrestre baja (LEO).

Dentro de estos sistemas de comunicación, uno de los bloques más fundamentales es el amplificador de bajo ruido, LNA (Low Noise Amplifier) por sus siglas en inglés. A diferencia de los amplificadores de potencia usados en los transmisores, los LNAs se ubican en la etapa de recepción. Su función es amplificar la señal recibida sin degradar significativamente la relación señal-ruido. De esta forma el correcto diseño de un LNA influye directamente en la sensibilidad del receptor, ya que una figura de ruido baja permite detectar señales de menor potencia.

El presente trabajo de Fin de Grado se centra en el diseño, fabricación y caracterización de un amplificador de bajo ruido que cuenta con dos etapas. La primera etapa se implementó utilizando un transistor de tecnología GaN sobre SiC de Qorvo, mientras que la segunda etapa está compuesta por el amplificador comercial de GaAs, el ADL9006 de Analog Devices. Esta configuración de las etapas se eligió con el objetivo de construir un LNA más robusto frente a interferencias de alta potencia que pudiese recibir y con mejores prestaciones que las que ofrece el ADL9006 en solitario.

Durante el proyecto se diseñaron y fabricaron ambos amplificadores, el ADL9006 de forma individual y el LNA completo de dos etapas, y se procedió a su caracterización mediante medidas de ganancia, adaptación y figura de ruido. Por último, se llevó a cabo un estudio de robustez de ambos amplificadores mediante un set-up específico para su medida, con el fin de evaluar si el LNA completo lograba superar en robustez al ADL9006.

## 1.1 Motivación

El desarrollo de este Trabajo de Fin de Grado surge del creciente interés en el desarrollo de sistemas de recepción de radiofrecuencias de altas prestaciones, particularmente en aplicaciones donde la sensibilidad del receptor es crítica y se requiere robustez frente a señales interferentes.

La evolución de tecnologías como GaN sobre SiC y la integración de componentes comerciales como el ADL9006 abren la posibilidad al diseño de nuevos componentes con mejores prestaciones en cuanto a robustez, eficiencia y fiabilidad. En este proyecto se plantea precisamente comparar el rendimiento de un LNA comercial de GaAs frente a un nuevo diseño en el que se combinan la versatilidad de un transistor GaN con las buenas prestaciones de un LNA con tecnología GaAs.

Este trabajo permite abordar todas las etapas del desarrollo de un LNA, desde la simulación y el diseño teórico hasta la fabricación y caracterización. Así como el posterior estudio de las prestaciones obtenidas con el nuevo diseño y su comparación con el LNA comercial.

## 1.2 Objetivos

El principal objetivo de este Trabajo de Fin de Grado es el diseño, fabricación y caracterización de un amplificador de bajo ruido capaz de operar en un amplio rango de frecuencias con buenas prestaciones en términos de ganancia, estabilidad, adaptación de impedancias y figura de ruido.

Se busca desarrollar un LNA de dos etapas que combine las ventajas de un amplificador comercial basado en GaAs, con una etapa de pre-amplificación basada en un transistor de GaN sobre SiC. El objetivo de esta combinación es mejorar la robustez y la ganancia global del sistema, sin empeorar significativamente la figura de ruido. El diseño se centrará en obtener un LNA capaz de operar en una banda de frecuencias de 12 GHz a 18 GHz con las prestaciones características de un buen diseño de un LNA: una ganancia de 20 dB, una figura de ruido inferior a 2 dB y adaptaciones de entrada y salida mejores de 10 dB.

Entre los objetivos técnicos del proyecto se incluyen:

- Análisis de pequeña señal (parámetros S) y de parámetros de ruido de un transistor y un amplificador.
- Diseño de redes de adaptación que permitan un equilibrio óptimo entre figura de ruido y adaptación.

- Diseño de redes de polarización que no interfieran con las señales de radiofrecuencia.
- Elección de la tecnología microstrip y del substrato adecuado para el rango de frecuencias de diseño.
- Estudio de la estabilidad del sistema dentro y fuera de las frecuencias de operación.
- Maximizar las prestaciones totales del sistema, maximizando la ganancia y adaptación y minimizando la figura de ruido.
- Diseño del Layout e interfaces de RF con conectores coaxiales, así como de alimentación de DC en ambos amplificadores para su posterior fabricación.
- Realizar medidas de los dos LNAs, incluyendo ganancia, adaptación, figura de ruido y punto de compresión 1 dB.
- Comparar la robustez frente a una interferencia del LNA completo frente al ADL9006 en solitario con el objetivo de validar si la etapa adicional de GaN mejora la robustez y prestaciones del sistema.

### 1.3 Estructura del documento

La presente memoria se estructura en siete capítulos, organizados de manera que muestran el desarrollo del trabajo realizado:

- **Capítulo 1. Introducción:** Se presenta el contexto general del trabajo, la motivación para realizarlo, los objetivos perseguidos en cuanto a las prestaciones del LNA diseñado, y la estructura del documento.
- **Capítulo 2. Estado del arte y tecnologías utilizadas:** se realiza un análisis del estado actual de los amplificadores de bajo ruido, así como las tecnologías de semiconductores empleadas en ellos, haciendo un análisis específico en las utilizadas en este trabajo.
- **Capítulo 3. Fundamentos teóricos del diseño de un LNA:** se introducen los conceptos necesarios para abordar el diseño de un LNA, incluyendo parámetros S, figura de ruido y estabilidad.
- **Capítulo 4. Diseño eléctrico del LNA:** se detalla el proceso de diseño y simulación de los dos amplificadores.

- **Capítulo 5. Fabricación y caracterización:** se describe la fabricación de los amplificadores, los set-up de medidas empleados, y se presentan los resultados de las medidas de los circuitos en el laboratorio, comparándolos con los resultados obtenidos mediante simulación.
- **Capítulo 6. Medidas de robustez de los LNAs:** Se presenta el banco de medidas realizado específicamente para evaluar la robustez de los amplificadores diseñados. Se analizan los resultados obtenidos para ambos, estudiando la ganancia, consumo y el punto en el que los amplificadores dejan de funcionar correctamente.
- **Capítulo 7. Conclusiones y líneas futuras:** Se recogen las conclusiones generales del trabajo. Se proponen líneas de mejora que podrían ser exploradas en futuros desarrollos.

# Capítulo 2

## 2 Estado del arte y tecnologías utilizadas

### 2.1 Estado actual de los amplificadores de bajo ruido

Un amplificador de bajo ruido, o LNA, es un componente fundamental en cualquier sistema de recepción. La función principal de los LNA es amplificar las señales recibidas, las cuales son extremadamente débiles, sin introducir un nivel de ruido adicional significativo para así mantener una buena relación señal-ruido en el receptor.

En el contexto actual de la ingeniería de alta frecuencia, los amplificadores de bajo ruido se han convertido en un elemento imprescindible en una gran variedad de sistemas. Su uso no solo incluye las aplicaciones tradicionales como los sistemas de radar o comunicaciones por satélite, sino que se han generalizado en tecnologías emergentes como la radioastronomía, las redes móviles o los sistemas de detección.

Según un informe reciente de S&S Insider, el mercado global de los LNA en 2023 fue valorado en 3.180 millones de dólares, y se espera que alcance los 7.020 millones en el año 2032, teniendo una tasa de crecimiento anual del 9.25% durante este periodo [1]. Este crecimiento está motivado principalmente por el auge de las infraestructuras 5G, el desarrollo de satélites de órbita baja (LEO), y el uso de sensores avanzados en distintos sectores como la automoción, donde por ejemplo los LNA se utilizan en detección LiDAR (Light Detection and Ranging) para medir distancias y crear modelos 3D de objetos, especialmente útiles en conducción asistida. [2].

Los LNAs están presentes actualmente en una amplia variedad de aplicaciones, que engloban desde las comunicaciones inalámbricas como las redes 5G, para las cuales ya existen amplificadores específicamente diseñados [3], hasta aplicaciones críticas con requisitos exigentes, como sistemas de defensa, incluyendo radares y satélites. Cada una de estas aplicaciones impone distintos requisitos técnicos, lo que ha impulsado el desarrollo de distintas tecnologías y arquitecturas, adaptadas a distintos rangos de frecuencia, niveles de ganancia, ruido, consumo de potencia e incluso condiciones ambientales extremas.

Una de las tendencias tecnológicas más destacadas en este contexto, es la integración de los LNAs en circuitos monolíticos de microondas, conocidos como MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits). A diferencia de los diseños tradicionales en los que se emplean componentes discretos, los MMICs permiten integrar todos los elementos del circuito como transistores, condensadores resistencias, líneas de transmisión, sobre un único sustrato semiconductor. Esta integración aporta numerosas ventajas: reduce el

tamaño y peso total del sistema, adicionalmente esta integración implica menos conexiones entre elementos y por tanto aumenta la fiabilidad y la reproductividad.

Como resultado, los LNAs basados en tecnología MMIC se han convertido en una solución clave para aplicaciones donde el espacio es reducido y la eficiencia y precisión son factores críticos. Además, se busca la ampliación del rango de frecuencias operativas hacia bandas cada vez más altas, al mismo tiempo que se busca reducir la figura de ruido, sin sacrificar la ganancia ni la estabilidad del dispositivo.

## 2.2 Tecnologías más utilizadas en LNAs

En el diseño de los amplificadores de bajo ruido, la elección de la tecnología del semiconductor es uno de los aspectos más influyentes en el rendimiento del dispositivo. A continuación, se analiza las tecnologías más comunes en el diseño de LNAs.

La tecnología GaAs pHEMT (High Electron Mobility Transistor sobre Arseniuro de Galio) ha sido utilizada especialmente en aplicaciones de microondas y banda ancha. Estos transistores cuentan con una alta movilidad electrónica propia del arseniuro de galio obteniendo una figura de ruido baja, alta ganancia y buena linealidad, además son útiles hasta frecuencias de 50 GHz. En julio de 2022 se presentó un LNA con tecnología GaAs pHEMT de banda ancha 10-43 GHz basado en un esquema de realimentación por líneas acopladas. Este amplificador tiene una figura de ruido inferior a 3 dB con una ganancia máxima de 24.6 dB [4].

Por su parte, la tecnología GaN sobre SiC (Nitruro de Galio sobre Carburo de Silicio) se ha consolidado en la fabricación de LNAs gracias a su elevada densidad de potencia, su robustez y gran tolerancia a condiciones adversas, manteniendo un buen rendimiento de ganancia. Cuentan con una figura de ruido algo superior a los transistores GaAs, sin embargo, cuentan con más capacidad para operar con tensiones altas, lo cual los convierte en la solución ideal para aplicaciones militares o aeroespaciales.

La tecnología SiGe BiCMOS (Silicio-Germanio con lógica CMOS), combina la velocidad de los transistores bipolares con la integración de la lógica CMOS. Esto permite crear LNAs altamente integrados en sistemas donde también es necesario un control digital. Aunque su figura de ruido no es tan baja como en GaAs, cuenta con un menor coste de fabricación lo que hace que esta tecnología sea muy utilizada en soluciones comerciales. Analog Devices destaca el buen desempeño de la tecnología SiGe en LNAs de bajo coste como el MAX2640 [5].

Los LNAs en tecnología CMOS (Complementary Metal-Oxide Semiconductor) tienen como principal ventaja la posibilidad de integrarse completamente en circuitos digitales. Su rendimiento en radiofrecuencias suele ser inferior a los LNAs con tecnología GaAs,

contando con una mayor figura de ruido y menor ganancia, sin embargo, en los últimos años han mejorado significativamente hasta ser utilizados en amplificadores de bajo coste. Un artículo reciente presenta un LNA dual-mode en 180 nm CMOS con una figura de ruido NF de 3.8 dB y ganancia de 17.9 dB [6].

La tecnología InP HEMT (High Electron Mobility Transistor sobre Fosfuro de Indio) es la menos común de todas las presentadas debido a su elevado coste de fabricación. Es la tecnología que ofrece las mejores prestaciones en términos de figura de ruido y ganancia en frecuencias superiores a 100 GHz. En la revista Science Direct se presenta como la mejor opción para la radioastronomía gracias a sus buenas prestaciones en altas frecuencias [7].

A continuación, en la tabla 2-1 se presenta un resumen de los distintos materiales, ventajas, aplicaciones y rango de frecuencia de las tecnologías analizadas para el diseño de amplificadores de bajo ruido.

Tecnología	Material	Ventajas	Aplicaciones	Rango de frecuencia
GaAs pHEMT	Arseniuro de galio.	Baja figura de ruido. Alta ganancia.	Satélites, radares.	< 110 GHz.[8]
GaN sobre SiC	Nitruro de galio y Carburo de silicio.	Robustez. Tensión elevada.	Defensa, aeroespacial, estaciones base.	< 150 GHz.[9]
SiGe BiCMOS	Silicio Germanio.	Buena integración digital. Bajo coste.	5G. LMDS, automotive radar, WLAN	< 220 GHz.[10]
CMOS	Silicio.	Bajo coste. Bajo consumo.	WiFi, Bluetooth.	< 20 GHz.
InP HEMT	Fosfuro de indio.	Mejor rendimiento en altas frecuencias.	Radioastronomía. Observación de la tierra	< 670 GHz.[11]
mHEMT	Transistores de alta movilidad metamórficos	Baja figura de ruido	Radioastronomía, radar, comunicaciones y meteorología	< 670 GHz.[12]

Tabla 2-1 Comparación de las distintas tecnologías usadas en el diseño de LNAs

Tras este análisis de las principales tecnologías empleadas en el diseño de LNAs, se optó por implementar un amplificador de dos etapas con distinta tecnología en la primera y segunda etapa. La primera etapa estará basada en tecnología GaN sobre SiC, mientras que la segunda etapa implementará un amplificador de tecnología GaAs pHEMT. Esta decisión de dos etapas surge de la necesidad de combinar las prestaciones de ambas tecnologías para obtener un sistema mejorado.

Por un lado, el GaAs pHEMT proporciona una buena figura de ruido y ganancia, lo que resulta imprescindible para aplicaciones exigentes como equipos de defensa o sistemas de comunicaciones satelitales. Por otro lado, la etapa inicial basada en GaN sobre SiC ayudará a aumentar la ganancia sin introducir un nivel de ruido excesivo, y se incorporará principalmente por su robustez y capacidad de operar a mayores tensiones, de esta forma se mejorará la tolerancia del sistema completo frente a condiciones adversas.

Por tanto, los siguientes apartados se centrarán en estudiar el estado actual de estas dos tecnologías que se implementarán en el sistema.

## 2.3 Tecnología GaAs pHEMT

La tecnología GaAs pHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) es una de las más comunes en el desarrollo de amplificadores de bajo ruido para aplicaciones de microondas. La alta movilidad de electrones que ofrece el arseniuro de galio permite a estos dispositivos alcanzar figuras de ruido considerablemente bajas, buena ganancia y excelente estabilidad en frecuencias de hasta 50 GHz.

La estructura de un transistor GaAs pHEMT se muestra en la figura 2-1, en ella se combinan diferentes materiales semiconductores para crear un canal de transporte de alta movilidad electrónica. En este caso el transistor se encuentra construido sobre un sustrato que puede ser silicio sobre el cual se sitúa la capa de GaAs de tipo P, que actúa como la base del dispositivo.

Encima de esta capa se deposita una fina barrera no dopada que actúa como separación entre el canal y la capa dopada superior. La capa superior es una capa donadora de tipo N altamente dopada, AlGaAs. Los electrones generados en la capa de tipo N de AlGaAs caen todos en la capa de GaAs dejando completamente vacía la capa anterior debido a que la heterounión creada por dos materiales de diferentes bandas prohibidas forman un pozo cuántico donde los electrones se pueden mover rápidamente. El efecto resultante es la creación de una capa delgada con una concentración de electrones con muy alta movilidad.

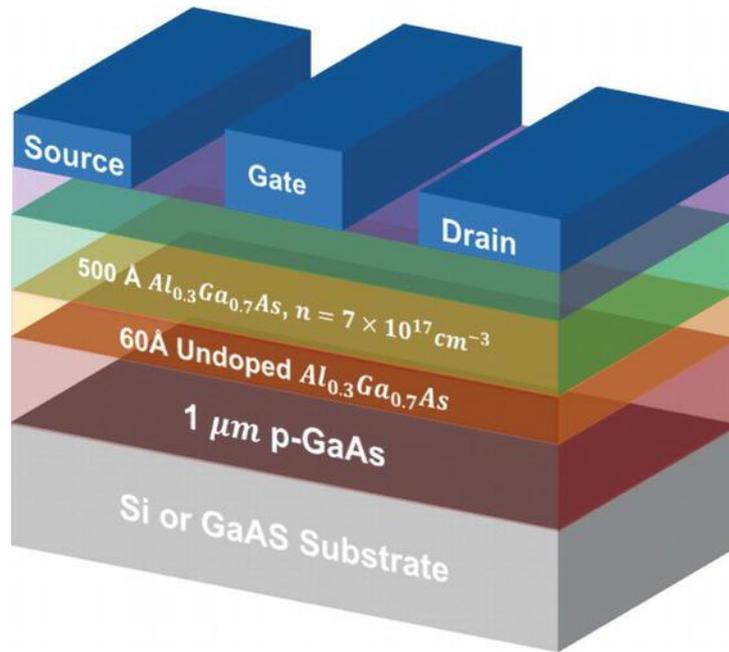


Figura 2-1 Estructura de un transistor GaAs pHEMT

El uso actual de los amplificadores basados en GaAs incluye sistemas de comunicaciones por satélite, radares de alta resolución, y sensores para aplicaciones militares. En los últimos años el desarrollo del estado del arte de esta tecnología ha progresado notablemente. Un ejemplo reciente integra un LNA MMIC Ka-band que alcanza una ganancia de 21.5 dB con Figura de Ruido (NF) < 2dB entre 32-40 GHz, utilizando realimentación inductiva y carga en línea de transmisión [13].

## 2.4 Tecnología GaN sobre SiC

En la última década, la tecnología GaN sobre SiC ha emergido como una de las más prometedoras para aplicaciones de radiofrecuencia que requieren alta potencia, gran robustez y operación en entornos exigentes. Aunque tradicionalmente esta tecnología se ha utilizado en amplificadores de potencia, los avances recientes han permitido su aplicación en amplificadores de bajo ruido, LNA.

La principal ventaja del GaN sobre tecnologías como GaAs o SiGe es su elevado campo crítico eléctrico, lo que permite operar a tensiones más altas. Además, el uso del carburo de silicio como sustrato ayuda a mejorar la conductividad térmica del dispositivo facilitando una disipación eficiente del calor. Esto convierte a los LNAs basados en GaN sobre SiC en una opción muy apta para aplicaciones aeroespaciales, de defensa y estaciones base 5G

La figura 2-2 muestra la estructura básica de un transistor basado en GaN sobre SiC, este dispositivo se basa en una heteroestructura formada por un sustrato de carburo de silicio

o en algunos casos simplemente de silicio, sobre la que se encuentra una capa de GaN, sobre la que a su vez se encuentra otra capa de AlGaN. Esta estructura forma una capa bidimensional de electrones (2DEG) entre las capas de AlGaN y GaN sin necesidad de dopado. Este canal presenta una buena movilidad electrónica y una densidad de carga elevada, lo que permite al transistor trabajar bajo condiciones de potencia superiores a otras tecnologías.

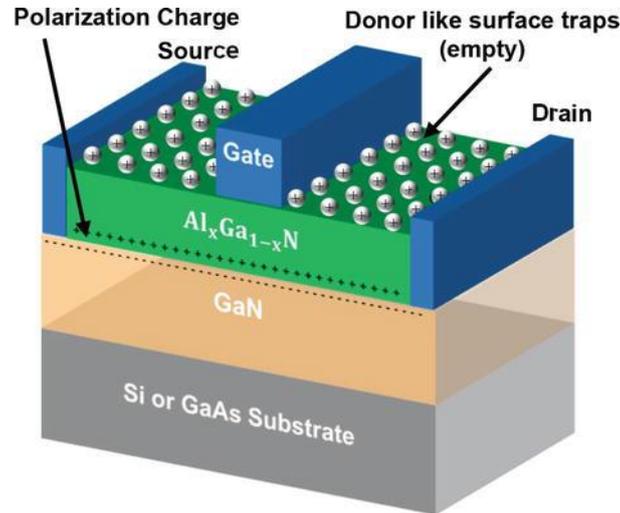


Figura 2-2 Estructura de un transistor GaN sobre SiC

En términos de actualidad, en 2023 se publicó un diseño de LNA basado en tecnología GaN sobre SiC. El amplificador contaba con un diseño de tres etapas integrado en MMIC, logando una ganancia de 20 dB aproximadamente y una figura de ruido entre 2.5 y 3.1 dB. Este LNA se presenta como una solución eficiente para radar, demostrando como la tecnología GaN sobre SiC se ha consolidado en aplicaciones que requieren robustez térmica y tolerancia a potencias elevadas.

En la figura 3 de la siguiente publicación [14] se presenta una comparativa del estado del arte de amplificadores de bajo ruido en tecnologías GaAs, GaN, SiC, SiGe, representando la ganancia frente a la figura de ruido en la banda de frecuencias Ku. Se aprecia que los dispositivos basados en tecnología GaAs están ubicados en la región de menor figura de ruido, mientras que los dispositivos basados en tecnología GaN presentan un compromiso entre ganancia y robustez.

# Capítulo 3

## 3 Fundamentos teóricos del diseño de un LNA

En los sistemas de comunicación modernos es muy común la recepción de señales de baja potencia, especialmente en aplicaciones como radares y satélites. Es esencial garantizar la detección fiable de estas señales y para ello es necesario amplificarlas teniendo en consideración el ruido añadido para no degradar en exceso la relación señal-ruido (SNR). Es aquí donde los amplificadores de bajo ruido desempeñan un papel crucial

Los amplificadores de bajo ruido se sitúan en la etapa frontal de los receptores y su función es amplificar la señal captada por la antena antes de que sea procesada por etapas posteriores del receptor.

Un LNA está diseñado para tener cierta ganancia, permitiéndoles amplificar señales débiles significativamente. Sin embargo, su principal característica es su baja figura de ruido, una métrica que mide cuanto ruido adicional ha sido añadido a la señal por el amplificador. Una figura de ruido baja garantiza que la señal amplificada conserve su integridad y claridad incluso en condiciones en las que las señales recibidas sean extremadamente débiles. En la figura 3-1 se muestra el lugar del LNA dentro de un sistema de recepción [15].

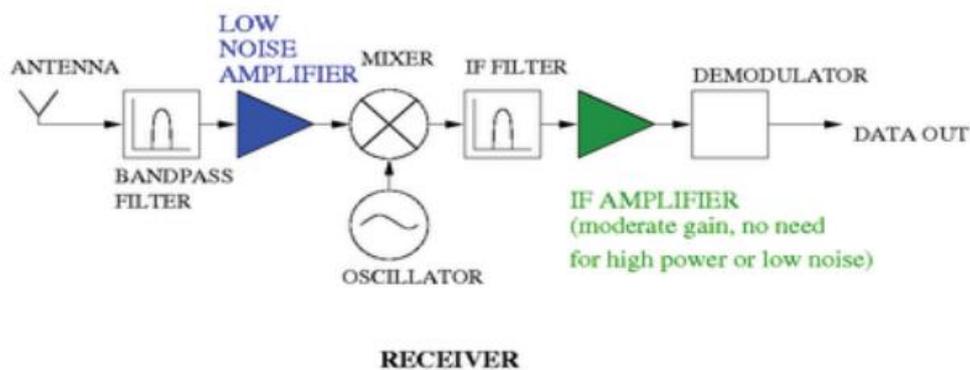


Figura 3-1 Esquema de un receptor de señal

En la parte inicial de un sistema receptor, el LNA ocupa una posición crítica, siendo con frecuencia el primer componente que recibe y amplifica las señales captadas por la antena. Su función es fundamental para potenciar estas señales atenuadas introduciendo la mínima cantidad de ruido adicional, lo que contribuye directamente a mejorar el rendimiento global del receptor [16].

### 3.1 Parámetros de scattering

En circuitos de radiofrecuencia, el análisis clásico de voltajes y corrientes no es práctico cuando se trabaja a frecuencias elevadas, particularmente cuando las dimensiones físicas de los dispositivos usados son comparables a la longitud de onda de la señal. Para estos casos es necesario el uso de parámetros S (Scattering Parameters), que describen como las ondas electromagnéticas que inciden en los puertos de una red se reflejan o transmiten a otros puertos.

A diferencia de los parámetros de impedancia ( $Z$ ) o admitancia ( $Y$ ), los parámetros S se definen en términos de ondas, lo cual hace que sean particularmente útiles a altas frecuencias donde las medidas de voltaje y corriente se vuelven muy complejas.

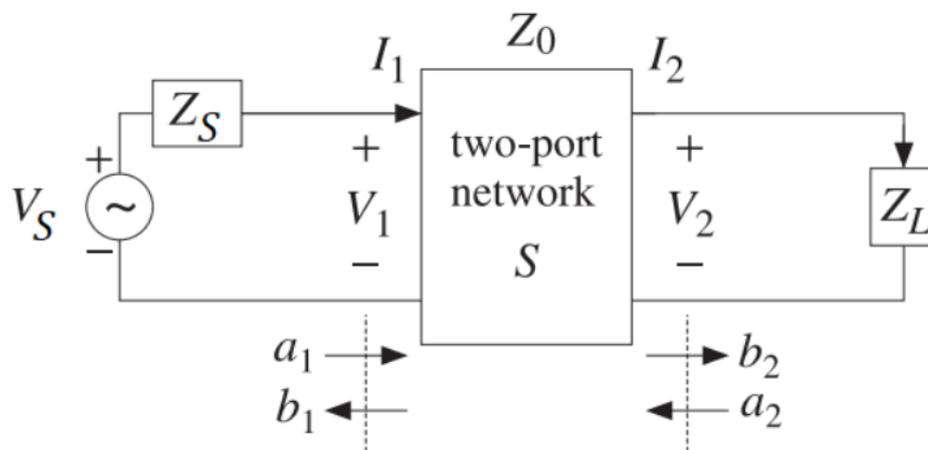


Figura 3-2 Red de dos puertos para parámetros S

La figura 3-2 [17] muestra el esquema típico de una red de dos puertos utilizada en la caracterización de circuitos de radiofrecuencia. Este modelo permite estudiar cómo se propaga, refleja y transmite a través del dispositivo una señal que incide en dicho dispositivo.

Una consideración importante para tener en cuenta es el uso de accesos terminados en sus impedancias características, normalmente de  $50 \Omega$ . Una de las propiedades fundamentales de las líneas de transmisión es que, cuando están terminadas con una carga con impedancia igual a su impedancia característica, no se produce ninguna reflexión de la señal.

Si no estuviesen todos los accesos correctamente adaptados, las ondas incidentes y reflejadas afectarían a las medidas de los parámetros S haciendo que los resultados no representasen la respuesta real del dispositivo.

Del esquema de la figura 3-2 se pueden deducir las siguientes ecuaciones [18]:

$$a = \frac{V + IZ_s}{2\sqrt{\text{Re}(Z_s)}} \quad (\text{Ec 3.1})$$

$$b = \frac{V - IZ_s}{2\sqrt{\text{Re}(Z_s)}} \quad (\text{Ec 3.2})$$

A partir de estas ecuaciones pueden obtenerse las relaciones entre las señales de una red de dos accesos:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (\text{Ec 3.3})$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (\text{Ec 3.4})$$

O en su forma matricial:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

En donde:

- $S_{11}$  es el coeficiente de reflexión en el puerto 1.
- $S_{22}$  es el coeficiente de reflexión en el puerto 2.
- $S_{21}$  es el coeficiente de transmisión del puerto 1 al puerto 2, es decir la ganancia de la red.
- $S_{12}$  es el coeficiente de transmisión del puerto 2 al puerto 1, es decir el aislamiento de la red.

Aunque los parámetros S no incluyen información acerca del ruido, son fundamentales en el diseño de amplificadores, ya que permiten calcular la ganancia de potencia disponible y la estabilidad.

En un amplificador se busca que  $S_{11}$  y  $S_{22}$  sean bajos, es decir que el amplificador tenga una buena adaptación en ambos puertos, y maximizar  $S_{21}$  para tener la máxima ganancia de potencia, sin embargo, esta ganancia tendrá que estar compensada con el ruido como se establecerá más adelante [19].

## 3.2 Estabilidad

La estabilidad es uno de los aspectos más críticos en el diseño de amplificadores. La estabilidad de un amplificador se refiere a la capacidad de éste para operar de forma

continúa sin generar oscilaciones no deseadas o comportamientos inestables que afecten a su rendimiento. Un amplificador inestable puede oscilar, deteriorando su funcionamiento e incluso pudiendo llegar a dañar el sistema.

Se pueden identificar distintos tipos de estabilidades:

- Estabilidad incondicional: El amplificador es estable para cualquier impedancia pasiva de carga y fuente, esta es la condición deseable.
- Estabilidad condicional: El amplificador es estable para tan solo ciertas combinaciones de carga y fuente; en determinadas condiciones puede funcionar correctamente, pero está sujeto a modificaciones de estas condiciones.

La estabilidad depende de diferentes factores entre los que se encuentran las impedancias que ve el dispositivo de fuente y carga, la ganancia del dispositivo y la frecuencia de operación. Algunos dispositivos pueden ser estables a ciertas frecuencias e inestables a otras frecuencias.

Para analizar la estabilidad se utilizan los parámetros S que permiten estudiar cómo las señales de entrada y salida del amplificador se afectan mutuamente. A través de estos parámetros, se puede detectar retroalimentación positiva, lo que indicaría una condición de inestabilidad.

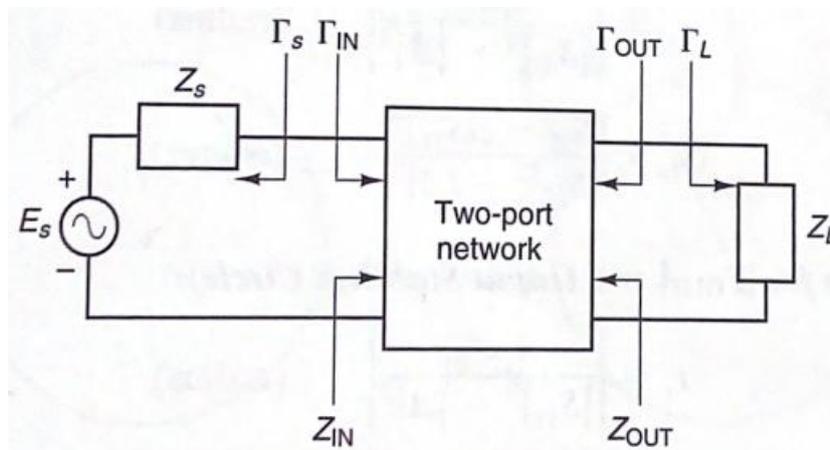


Figura 3-3 Red de dos puertos para el estudio de estabilidad

En una red de dos puertos, pueden producirse oscilaciones cuando el puerto de entrada o el puerto de salida presentan resistencias negativas, esto ocurre cuando  $|\Gamma_{in}| > 1$  o  $|\Gamma_{out}| > 1$ , lo cual en un dispositivo unilateral ocurre cuando  $|S_{11}| > 1$  o  $|S_{22}| > 1$ . La red presentada en la figura 3-3 [20] es incondicionalmente estable a una frecuencia dada, cuando las partes reales de  $Z_{in}$  y  $Z_{out}$  son mayores que 0 para todas las impedancias pasivas de carga y fuente. Si la red de dos puertos es condicionalmente estable significará que algunas combinaciones de carga y fuente podrán producir impedancias de entrada y salida con parte real negativa.

De esta forma las condiciones para la estabilidad incondicional a una frecuencia dada son:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (\text{Ec 3.5})$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (\text{Ec 3.6})$$

Del desarrollo de estas ecuaciones obtenemos los factores de Rollet  $K$  y  $\Delta$  mediante los cuales se puede estudiar la condición de estabilidad.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (\text{Ec 3.7})$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12} \quad (\text{Ec 3.8})$$

Si se cumple en todo el rango de frecuencias que  $K > 1$  y  $|\Delta| < 1$ , la red es incondicionalmente estable para cualquier impedancia pasiva de carga y fuente.

Cuando  $K < 1$  y  $|\Delta| < 1$  la red se considera condicionalmente estable, es decir, que la estabilidad depende de las impedancias de carga y fuente. En estos casos, se usan círculos de estabilidad sobre la carta de Smith para identificar las regiones estables e inestables. La mayoría de los transistores condicionalmente estables tienen valores del factor  $K$  en el rango de  $0 < K < 1$ . Cuando  $K$  toma valores negativos en el rango  $-1 < K < 0$  una gran parte de la carta de Smith se encuentra en región inestable.

Además del factor de Rollet  $K$  y  $\Delta$ , existe otro parámetro utilizado para evaluar la estabilidad de un transistor, el factor  $\mu$  ( $\mu$ ), que nos indica con un solo valor si el dispositivo será incondicional o condicionalmente estable. El factor  $\mu$  se define como:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta * S_{11}^*|} \quad (\text{Ec 3.9})$$

Cuando se cumple que  $\mu > 1$  el dispositivo se considera incondicionalmente estable, en cambio si  $\mu < 1$  el dispositivo es condicionalmente estable y su estabilidad dependerá de  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$

El análisis de la estabilidad es fundamental en el diseño de amplificadores eficientes y fiables, especialmente en alta frecuencia, donde pequeñas variaciones en impedancia o frecuencia pueden provocar comportamientos indeseados como oscilaciones [20].

### 3.3 Figura de ruido en los LNAs

En un amplificador de microondas siempre es posible medir una pequeña señal de salida incluso cuando no existe ninguna señal de entrada. Esta pequeña potencia de salida es conocida como potencia de ruido del amplificador. La potencia total de salida de ruido está compuesta por la potencia de ruido del propio amplificador más la potencia de ruido amplificado en la entrada.

Los dispositivos microondas producen distintos tipos de ruido, el más importante es el ruido térmico. El ruido térmico esta causado por el movimiento aleatorio de los electrones en un conductor. La potencia de ruido se puede modelar como una resistencia de fuente que produce ruido térmico, el valor eficaz (Rms) del voltaje de ruido térmico producido por una resistencia R en un rango de frecuencia  $B = f_H - f_L$  viene dado por:

$$V_{n,rms} = \sqrt{v_n^2} = \sqrt{4kTRB} \quad (\text{Ec 3.10})$$

Esta expresión es válida a temperatura ambiente y para frecuencias de hasta 100 GHz. Por lo tanto, es posible utilizar dicha expresión en el rango de microondas.

La potencia de ruido entregada por la resistencia R viene dada por la ecuación Ec 3.11. Esta ecuación muestra que la potencia de ruido térmico está condicionada por el ancho de banda y no de una frecuencia central dada. Tal distribución de ruido se llama ruido blanco.

$$P_n = \frac{V_{n,rms}^2}{4R} = KTB \quad (\text{Ec 3.11})$$

Considerando una red ruidosa en la que  $P_a$  es la potencia de ruido disponible en los terminales de la red, entonces se podrá modelar la red con una resistencia ruidosa a una temperatura  $T_s$  de tal forma que produzca una potencia de ruido similar a  $P_a$ . Es decir:

$$T_s = \frac{P_a}{KB} \quad (\text{Ec 3.12})$$

A continuación, se considera una red ruidosa de dos puertos donde la potencia de ruido disponible desde el resistor R a una temperatura  $T_s$  es:

$$P_{ni} = KT_s B \quad (\text{Ec 3.13})$$

Esta potencia de ruido de entrada se ve amplificada por la ganancia disponible de la red de dos puertos, ( $G_A$ ). También aparece la potencia de ruido del propio amplificador como

se dijo previamente, nombrada como  $P_n$  y que habrá que sumar a la potencia de ruido de entrada. De esta forma la potencia de ruido total en la salida es:

$$P_{no} = G_A P_{ni} + P_n = G_A K T_s B + P_n \quad (\text{Ec 3.14})$$

Asociada a  $P_n$  se define una temperatura de ruido efectiva de entrada  $T_e$ :

$$T_e = \frac{P_n}{K B G_A} \quad (\text{Ec 3.15})$$

De tal forma que la potencia de ruido total en la salida queda representada por la ecuación Ec 3.16.

$$P_{no} = G_A K T_s B + G_A K T_e B = k T_s \left( 1 + \frac{T_e}{T_s} \right) B G_A \quad (\text{Ec 3.16})$$

Simplificando la ecuación Ec 3.16 se obtiene la siguiente:

$$1 + \frac{T_e}{T_s} = \frac{P_{no}}{P_{ni} G_A} \quad (\text{Ec 3.17})$$

La figura de ruido puede ser expresada de la forma:

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_s} \quad (\text{Ec 3.18})$$

Sustituyendo la ecuación Ec 3.18 dentro de la ecuación 3.17 se obtiene que la figura de ruido también puede ser expresada de la forma:

$$F = \frac{P_{no}}{P_{ni} G_A} \quad (\text{Ec 3.19})$$

La ganancia  $G_A$  viene representada por la ecuación Ec 3.20.

$$G_A = \frac{P_{so}}{P_{si}} \quad (\text{Ec 3.20})$$

De esta forma la ecuación Ec 3.19 puede ser reescrita de la siguiente forma:

$$F = \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}} \quad (\text{Ec 3.21})$$

De esta ecuación se extrae que la figura de ruido es la relación entre la relación señal/ruido en la entrada y la relación señal/ruido en la salida.

El modelo para el cálculo de la figura de ruido de un amplificador de dos etapas se muestra en la figura 3-4 [20].  $P_{ni}$  es la potencia de ruido de entrada  $G_{A1}$  y  $G_{A2}$  son las ganancias de potencia disponibles de cada etapa y  $P_{n1}$  y  $P_{n2}$  representan la potencia de ruido que aparece en la salida de la primera y segunda etapa respectivamente.

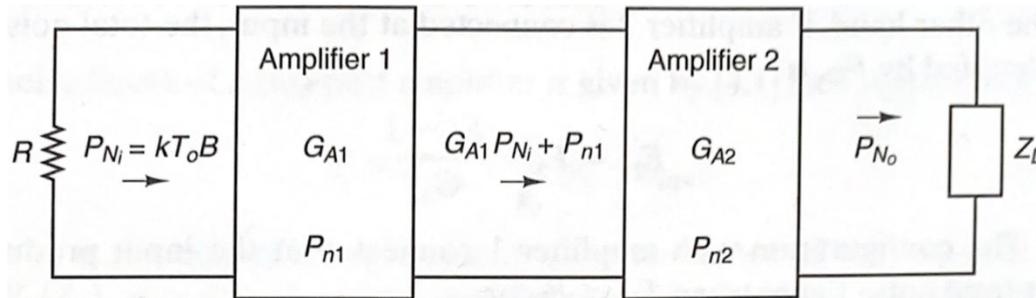


Figura 3-4 Red de dos etapas para el estudio de ruido

De esta forma la potencia de ruido en la salida viene dada por la siguiente ecuación:

$$P_{no} = G_{A2}(G_{A1}P_{ni} + P_{n1}) + P_{n2} \quad (\text{Ec 3.22})$$

De esta ecuación se puede deducir la ecuación Ec 3.23 también conocida como la fórmula de Friis para el ruido, que permite estudiar la figura de ruido total de un sistema en cascada como por ejemplo varios amplificadores, uno tras otro.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} \quad (\text{Ec 3.23})$$

En donde  $F_1$  es:

$$F_1 = 1 + \frac{P_{n1}}{P_{ni}G_{A1}} \quad (\text{Ec 3.24})$$

Y  $F_2$  es:

$$F_2 = 1 + \frac{P_{n2}}{P_{ni}G_{A2}} \quad (\text{Ec 3.25})$$

$F_1$  y  $F_2$  se corresponden con las figuras de ruido individuales de la primera y segunda etapa respectivamente. La ecuación Ec 3.25 muestra que la figura de ruido de la segunda etapa se verá reducida por  $G_{A1}$ . De esta forma la aportación de la segunda etapa al ruido global será menor cuanto mayor sea  $G_{A1}$  y viceversa. Teniendo esto en consideración no

siempre se buscará minimizar la aportación al ruido de la primera etapa si la ganancia se ve reducida, ya que una ganancia alta en la primera etapa reduce considerablemente el ruido global del sistema.

### 3.4 Parámetros de ruido

En el diseño de amplificadores de bajo ruido, los datos del transistor deben incluir los parámetros de ruido. La figura de ruido de un amplificador de dos puertos se calcula mediante la Ec 3.26.

$$F = F_{min} + \frac{r_n}{g_s} * |y_s - y_{opt}|^2 \quad (\text{Ec 3.26})$$

Las admitancias que aparecen en esta ecuación  $y_s$  e  $y_{opt}$  se corresponden con la admitancia de la fuente y la admitancia óptima para ruido mínimo respectivamente. De esta ecuación se deduce que la figura de ruido de un amplificador está condicionada por la admitancia (o impedancia) que se presenta en el terminal de entrada del amplificador. Expresando  $y_s$  e  $y_{opt}$  en términos de coeficientes de reflexión  $\Gamma_s$  y  $\Gamma_{opt}$  respectivamente se obtiene la ecuación Ec 3.27.

$$F = F_{min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 * (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (\text{Ec 3.27})$$

La ecuación E 3.27 depende de  $F_{min}$ ,  $r_n$  y  $\Gamma_{opt}$ . Estos parámetros son conocidos como los parámetros de ruido y son proporcionados por el fabricante o pueden ser determinados experimentalmente:

- $F_{min}$  : Figura de ruido mínima del transistor.
- $r_n$  : Resistencia de ruido del dispositivo.
- $\Gamma_{opt}$  : coeficiente óptimo de reflexión para obtener la figura mínima de ruido.

A partir de la Ec 3.27 se deduce que la condición para obtener la menor figura de ruido es que  $F = F_{min}$ , es decir que la figura de ruido coincida con la figura de ruido mínima que puede ofrecer el transistor. Esta condición puede ser alcanzada si se establece que  $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$ , lo cual quiere decir que el coeficiente de entrada es igual al coeficiente óptimo de reflexión. Por lo tanto, se buscará ajustar el coeficiente de reflexión para que se

encuentre lo más próximo posible al coeficiente de reflexión óptimo, obteniendo así una figura de ruido mínima.

### 3.5 Realimentación inductiva en serie

La realimentación es una técnica muy común utilizada en el diseño de amplificadores de microondas con el objetivo de mejorar la estabilidad, obtener una respuesta en ganancia plana en un margen de frecuencias y ayudar a la adaptación de impedancias. En el marco de los amplificadores de bajo ruido, en donde la estabilidad y la adaptación en un amplio rango de frecuencias son aspectos importantes, una de las configuraciones más comunes es la realimentación inductiva en serie.

Este tipo de realimentación consiste en incluir una inductancia entre el terminal de fuente y el plano de masa. Esta inductancia provoca una caída de tensión proporcional a la corriente de salida actuando así como una señal de realimentación negativa al aplicarse en el terminal de entrada. En frecuencias elevadas esta realimentación puede provocar la reducción de la ganancia efectiva y a su vez ser beneficiosa sobre la estabilidad y adaptación.

El amplificador tendrá menos sensibilidad a los parámetros del transistor cuando se utiliza una realimentación negativa. Por otro lado, una realimentación negativa se traduce en la señal de realimentación cancelando o reduciendo la señal de entrada del transistor. En el caso de la realimentación positiva la ganancia se verá incrementada y el circuito será más propenso a las oscilaciones.

Si se considera un transistor con una inductancia de realimentación,  $L_f$  la impedancia de entrada de dicho transistor se verá modificada por un término independiente:

$$Z_{in} = Z_{gs} + j\omega L_f * g_m Z_{out} \quad (\text{Ec 3.28})$$

Este nuevo término introduce una componente que puede trasladar la impedancia de entrada hacia regiones en la carta de Smith más fácilmente adaptables. En el diseño de amplificadores en el que se desea minimizar el ruido, esto puede permitir una adaptación más próxima al punto mínimo de ruido del transistor.

Esta realimentación también actúa como estabilizador del circuito, la ganancia disminuye a medida que aumenta la frecuencia reduciendo de esta forma el riesgo de oscilaciones no deseadas y mejorando la estabilidad del amplificador. Es por este motivo que se trata de una técnica habitual en el diseño de amplificadores que buscan aumentar el ancho de banda.

Es importante destacar, que, aunque esta técnica pueda mejorar el rendimiento del LNA, su implementación debe ser realizada con cuidado. Valores incorrectos de la inductancia o interacciones no deseadas con otros componentes del circuito pueden llevar a la degradación de las prestaciones del rendimiento del amplificador.

# Capítulo 4

## 4 Diseño del amplificador de bajo ruido

### 4.1 Diseño de la primera etapa del LNA

Una vez definidos los fundamentos teóricos de los amplificadores de bajo ruido se procede al diseño de la primera etapa amplificadora. Esta etapa contará con un transistor discreto de GaN sobre SiC, en concreto el modelo TGF2933 de Qorvo. El objetivo de añadir esta primera etapa es ayudar a cumplir las especificaciones de ganancia, ruido y robustez del LNA completo.

#### 4.1.1 Transistor GaN TGF2933

El objetivo de esta primera etapa no es únicamente amplificar la señal, sino hacerlo manteniendo un equilibrio adecuado entre ganancia, estabilidad, adaptación y nivel de ruido. Por ello, el diseño se orienta a maximizar el rendimiento dentro de los márgenes de operación del transistor. Para ello se utilizará la herramienta de simulación Keysight ADS que permite simular los parámetros S, así como la figura de ruido y analizar las condiciones de estabilidad del transistor.

Los modelos de simulación proporcionados por el fabricante incluyen 6 polarizaciones distintas para el transistor, cada una con distintas prestaciones. Se decidió realizar las simulaciones utilizando el punto de polarización  $V_d = 20 V$  e  $I = 160 mA$ , ya que ofrece el mejor compromiso en cuanto a figura de ruido mínima  $NF_{min}$  y ganancia máxima, como se puede ver en la figura 4-1, donde la polarización escogida se representa mediante una traza roja en ambas graficas [21].

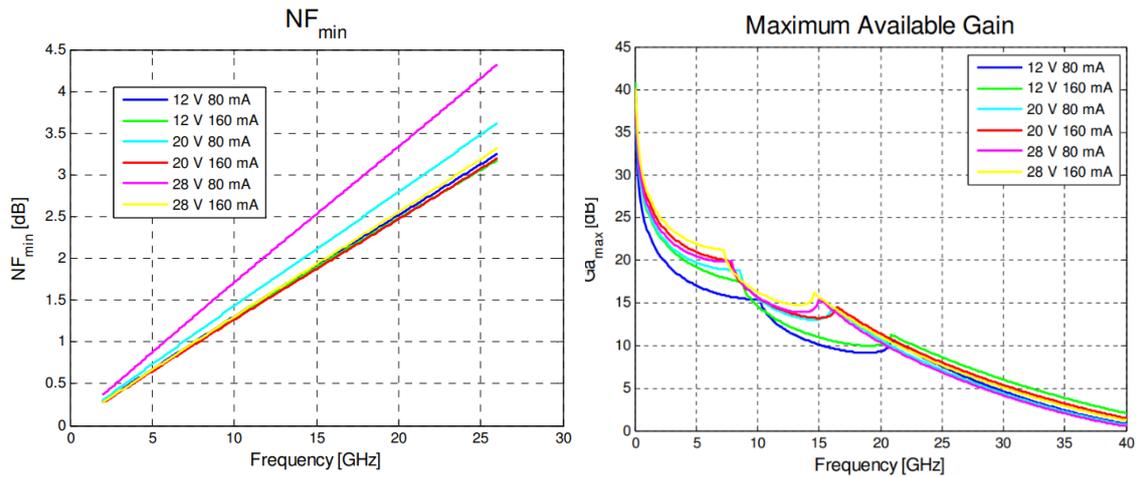


Figura 4-1 Prestaciones del transistor TFG2933 proporcionadas por el fabricante

En primer lugar, se implementa en ADS un esquemático básico que incluye el modelo del transistor. En la simulación se representarán los parámetros S y los parámetros de estabilidad.

El diseño del amplificador de bajo ruido se ha realizado con el objetivo de operar dentro de la banda Ku, que abarca las frecuencias comprendidas entre 12 GHz y 18 GHz. Se ha seleccionado una frecuencia central de 15 GHz como punto de referencia para estudiar el comportamiento del LNA, por ello todos los marcadores utilizados en las simulaciones se encontrarán en esta frecuencia.

La simulación de parámetros S se ha realizado en el rango de frecuencias que abarca desde 0.1 GHz hasta 40 GHz, este amplio análisis permite observar el comportamiento del transistor no solo en la banda de interés, banda Ku, sino también fuera de ella. Esto será útil para poder detectar posibles problemas de estabilidad que pueden darse fuera de la banda útil. En la figura 4-2 se presenta el esquemático utilizado para estudiar el transistor TGF2933.

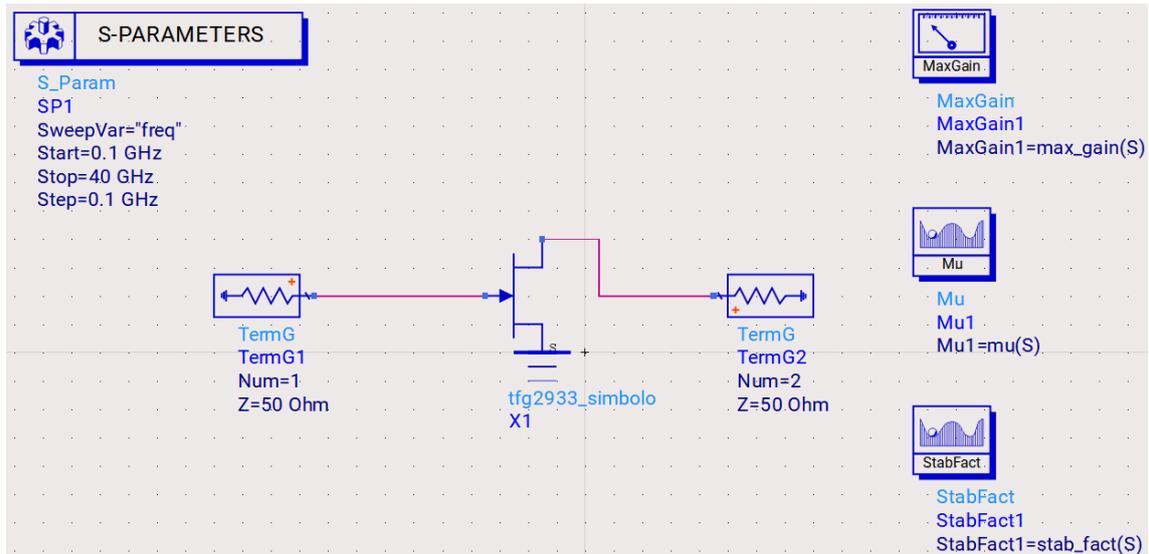


Figura 4-2 Esquemático para el estudio del transistor TGF2933

En la figura 4-3 se muestran los resultados obtenidos de la simulación representados en carta de Smith y en dB. Estos resultados muestran que, en la banda deseada de operación, 12-18 GHz, el transistor presenta unos coeficientes de reflexión de entrada y salida, muy lejos de los -10 dB, umbral objetivo del diseño, con unos valores de -0.695 dB en la entrada, y -1.960 dB en la salida en 15 GHz. De esta forma, es evidente que el transistor necesitará una red de adaptación tanto en la entrada como en la salida para poder operar correctamente.

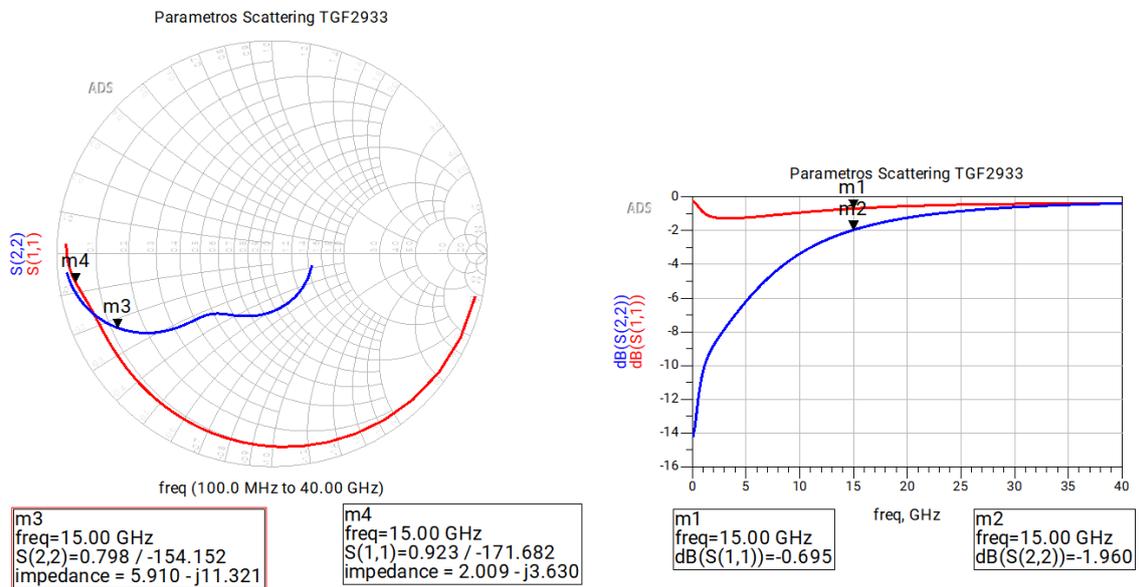


Figura 4-3 Parámetros S11 y S22 del transistor TGF2933

Tras la simulación de parámetros S se ha continuado con el análisis de dos aspectos fundamentales en el diseño de una etapa amplificadora, ganancia máxima y figura de ruido mínima.

En la gráfica de la izquierda de la figura 4-4 se representa en color azul la máxima ganancia estable, esta es la ganancia máxima teórica que el transistor podría proporcionar en una situación ideal de manera estable si se diseñan adecuadamente las redes de adaptación de entrada y salida. En color rojo se muestra el parámetro S21, que refleja la ganancia del transistor con  $50 \Omega$  en la entrada y salida, pero que no necesariamente coincide con la ganancia máxima estable. En transistores condicionalmente estables, con  $k < 1$ , es posible diseñar adaptaciones que permitan obtener una ganancia mayor al valor de S21. No obstante, para garantizar un funcionamiento estable del dispositivo, se busca generalmente operar con una ganancia inferior a dicho límite.

Un aspecto para tener en cuenta en el diseño de esta primera etapa es el requisito de maximizar su ganancia, ya que según la fórmula de Friis la contribución al ruido total de la segunda etapa es minimizado por la ganancia de la primera, por lo tanto, obtener la máxima ganancia en la primera etapa no solo ayuda a obtener una ganancia total mayor, sino que también mejora el ruido del amplificador completo.

En la gráfica de la derecha de la figura 4-4 se representa la figura de ruido mínima del transistor, en 15 GHz se obtiene un valor de  $NF_{min}$  de 1.87 dB, este valor indica que con una adaptación adecuada este transistor puede trabajar como primera etapa sin añadir un nivel de ruido excesivo.

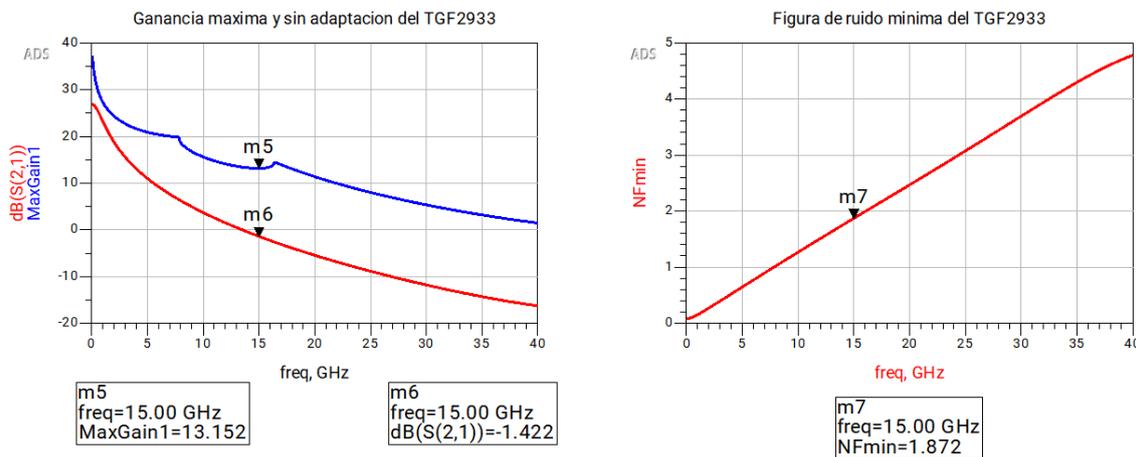


Figura 4-4 Parámetros de ganancia y ruido del transistor TGF2933

Por último, se han simulado los tres parámetros de estabilidad más relevantes. En la gráfica de la izquierda de la figura 4-5 se muestra la evolución del factor de estabilidad de Rollet ( $k$ ) en la traza roja y el módulo del determinante de la matriz de parámetros S ( $|\Delta|$ ) en la traza rosa. Según la teoría, un amplificador es incondicionalmente estable

cuando se cumple que  $K > 1$  y  $|\Delta| < 1$ . Como se observa,  $|\Delta|$  se mantiene siempre por debajo de 1, sin embargo, el parámetro  $K$  solo supera el valor de 1 aproximadamente en el rango de 7 GHz a 17 GHz.

En el gráfico de la derecha de la figura 4-5 se representa el parámetro  $\mu$  ( $\mu$ ), el cual, de acuerdo con la teoría, debe ser mayor que 1 para asegurar una estabilidad incondicional. En este caso  $\mu$  únicamente cumple esa condición nuevamente en el intervalo de 7 y 17 GHz.

Estos resultados muestran que el transistor TGF2933 no presenta una estabilidad incondicional en toda la banda de frecuencias, siendo solo incondicionalmente estable en la banda entre 7 y 17 GHz. Aunque pueda parecer un ancho de banda de estabilidad suficiente, es necesario que el transistor presente estabilidad también fuera de la banda útil.

Un amplificador de bajo ruido debe ser incondicionalmente estable fuera de su banda útil porque, en la práctica, no siempre se puede garantizar que las impedancias de entrada o salida de los sistemas que se conecten vayan a ser exactamente  $50 \Omega$ . Si el LNA no es incondicionalmente estable, cualquier diferencia de impedancias podría producir oscilaciones fuera de la banda de operación, afectando al rendimiento global del amplificador. Por lo tanto, será necesario diseñar las redes de adaptación con especial atención, con el fin de asegurar la estabilidad dentro y fuera de la banda útil.

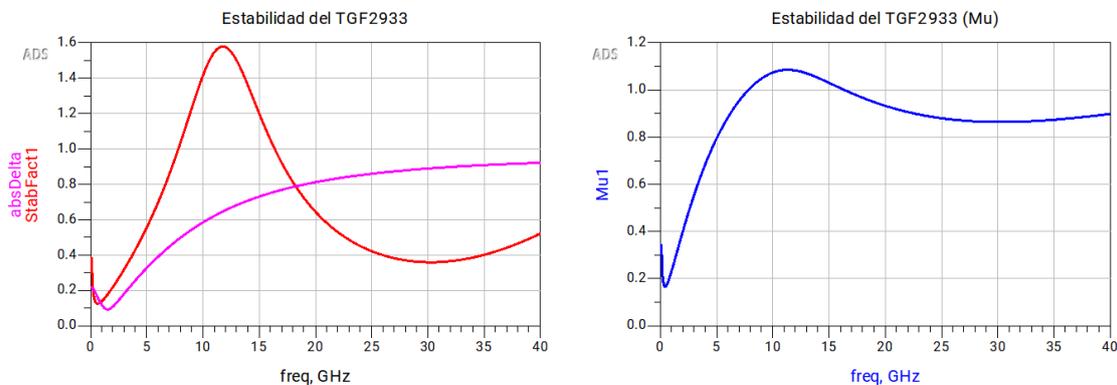


Figura 4-5 Parámetros de estabilidad del transistor TGF2933

Tras el análisis realizado sobre los parámetros S, la ganancia, la figura de ruido y la estabilidad del transistor TGF2933, se puede concluir que este dispositivo es adecuado para su uso como primera etapa amplificadora del sistema, en la banda de interés. No

obstante, el análisis también muestra que habrá que tener especial precaución a la hora de diseñar las redes de adaptación para evitar inestabilidades y reflexiones no deseadas.

### 4.1.2 Diseño red de entrada

El primer paso en el diseño de la red de entrada del transistor TGF2933 consiste en hacer un análisis en la carta de Smith en el que se representen dos magnitudes del transistor: el coeficiente de reflexión óptimo de ruido,  $\Gamma_{opt}$ , y el conjugado del coeficiente de reflexión de entrada,  $\Gamma_S^*$ . En la figura 4-6 se representa en la traza roja el parámetro  $\Gamma_{opt}$  mientras que la traza azul representa  $\Gamma_S^*$ , para una polarización de  $V_d = 20 V$  e  $I = 160 mA$ .

Tal como se explicó en los fundamentos teóricos, para minimizar el ruido generado por el transistor, el conjugado del coeficiente de reflexión en la entrada debe ser igual al coeficiente de reflexión óptimo, es decir  $\Gamma_{opt} = \Gamma_S^*$ . Como se puede apreciar en la figura 4-6 ambas magnitudes están próximas, sin embargo, existe una pequeña distancia entre ellas. Esta pequeña diferencia obliga a tomar una decisión de diseño importante, dado que la coincidencia perfecta entre la adaptación y el coeficiente de reflexión óptimo no se da, y será necesario buscar un equilibrio entre ambos. Por tanto, se ajustará la red de entrada sacrificando ya sea la adaptación de impedancias o el ruido, o ambas, para lograr una solución de compromiso entre ambas magnitudes.

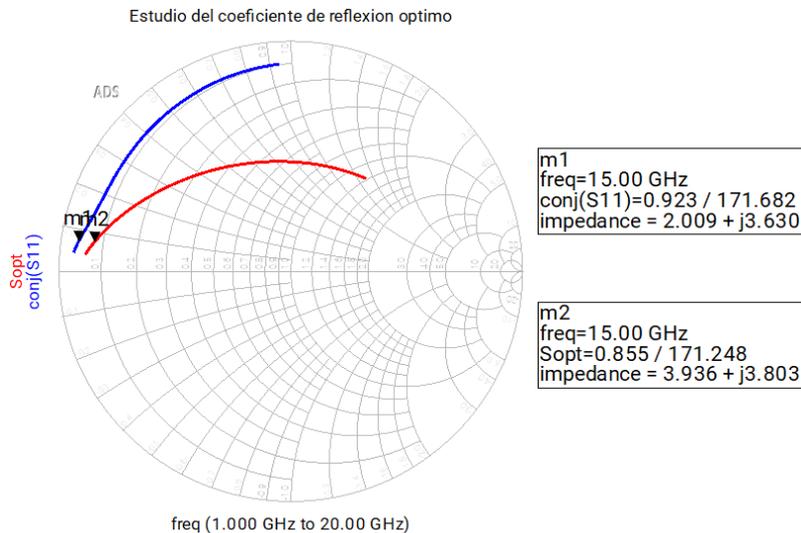


Figura 4-6 Comparación del coeficiente de reflexión en la entrada y el coeficiente de reflexión óptimo del transistor TGF2933 ( $V_d = 20 V$ ,  $I = 160 mA$ )

Antes de continuar con el diseño de la red de entrada cabe mencionar la posibilidad de introducir una realimentación inductiva en serie. En la figura 4-7 se representa los resultados de  $\Gamma_{opt}$  y  $\Gamma_S^*$  cuando se ha añadido una inductancia en serie al terminal de fuente del transistor. Esta realimentación permite acercar los coeficientes  $\Gamma_{opt}$  y  $\Gamma_S^*$ ,

permitiendo con una red de entrada conseguir a la vez buena adaptación de entrada y bajo ruido. Durante el desarrollo del trabajo se observó que tras introducir la inductancia de realimentación en serie y diseñar una etapa amplificadora, esta veía su ganancia reducida y se volvía condicionalmente estable en ciertas frecuencias, posiblemente debido a que la realimentación se comportaba como una realimentación positiva y no era posible estabilizarlo. Sin la introducción de esta realimentación los coeficientes se encuentran lo suficientemente próximos entre sí, es por esto por lo que se descartó esta técnica y se prosiguió con el diseño del amplificador sin la inserción de una inductancia de realimentación.

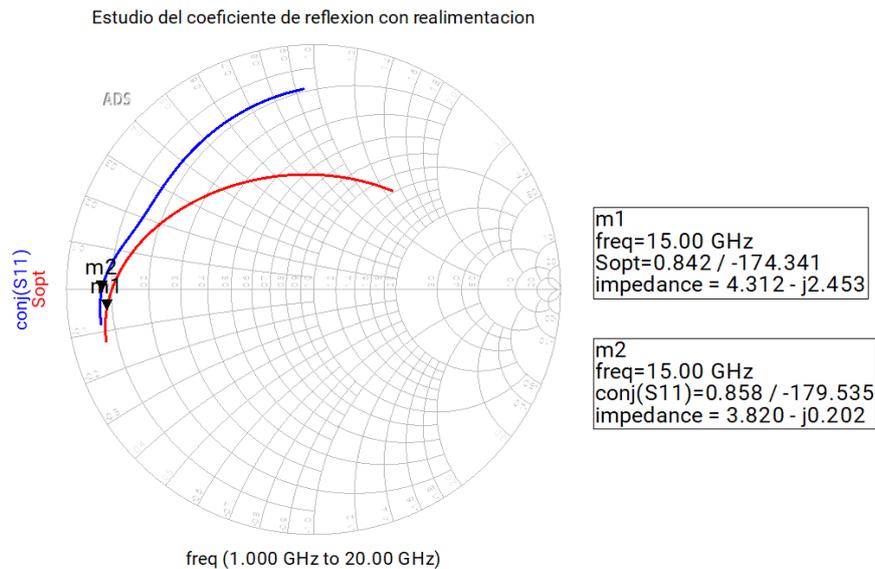


Figura 4-7 Comparación de los coeficientes de reflexión de entrada y reflexión optimo, con realimentación inductiva

Para el diseño práctico de la red de entrada se utilizó la herramienta Smith Chart Utility disponible en ADS. Esta herramienta permite diseñar redes de adaptación a partir de una impedancia inicial, en este caso una impedancia de entrada de  $50 \Omega$ , hasta una impedancia objetivo.

Una vez obtenidos los elementos ideales con la herramienta Smith Chart Utility será necesario seleccionar un sustrato adecuado que permita definir correctamente las líneas de transmisión y los elementos pasivos reales del circuito, la elección de un sustrato específico influye directamente en parámetros como la velocidad de propagación o las pérdidas de inserción.

Se ha seleccionado el sustrato Rogers RT/duroid 5880 con un espesor de 0.254 mm. Este sustrato tiene una baja permitividad dieléctrica,  $\epsilon_r = 2.2$  y un bajo factor de pérdida,  $\text{TanD}=0.0009$ , lo cual que hace que sea muy adecuado en aplicaciones de alta frecuencia y banda ancha[22]. En el esquemático se incluye este sustrato mediante un bloque MSub en el cual se definen los parámetros propios de dicho sustrato.

La decisión final de diseño fue adaptar la impedancia mostrada a  $\Gamma_{opt}$  con el fin de obtener la figura de ruido mínima, sacrificando ligeramente la adaptación de entrada. Sin embargo, como se mostrará más adelante, ambas impedancias están lo suficientemente próximas como para que la desadaptación de entrada resultante no sea crítica.

De este modo, la impedancia objetivo se estableció como la impedancia correspondiente a  $\Gamma_{opt}$  a 15 GHz, cuyo valor es  $4.312 - j2.423 \Omega$ . Para alcanzar los  $50 \Omega$  requeridos se diseñó una red de adaptación compuesta por un stub paralelo y una línea de transmisión serie, los cuales se fueron ajustando hasta obtener la impedancia deseada. Obteniendo así el esquemático mostrado en la figura 4-8, que incluye una línea de transmisión de 0.5203 mm de longitud y 0.7611 mm de anchura, así como un stub de 2.855 mm de longitud y 0.7611 mm de anchura. Las anchuras de estas líneas de transmisión corresponden a una impedancia característica de 50 Ohm en el sustrato elegido y a la frecuencia central de 15 GHz.

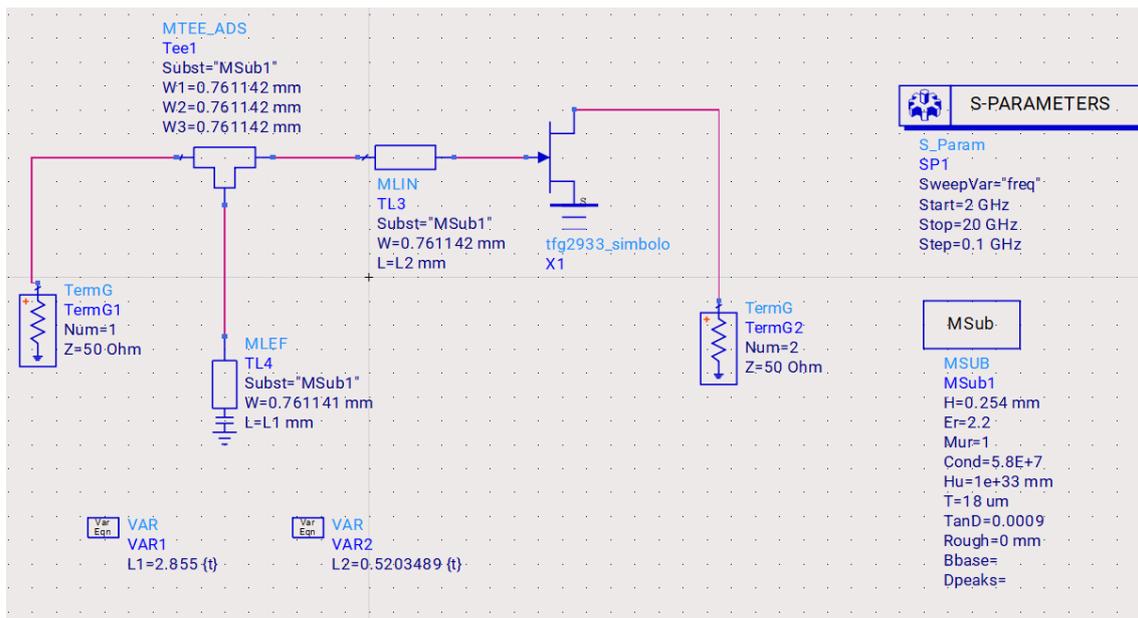


Figura 4-8 Esquemático de la red de entrada del transistor TGF2933

Como resultado del proceso de adaptación del coeficiente de reflexión de entrada y del coeficiente de reflexión óptimo, las gráficas obtenidas para la adaptación de entrada y el ruido del transistor se muestran en la figura 4-9. Como puede observarse, a 15 GHz el transistor se encuentra perfectamente adaptado en términos de ruido, presentado una figura de ruido idéntica a la figura de ruido mínima, con un valor inferior a 2 dB. Por otro lado, la adaptación de entrada, aunque no ideal, es razonablemente buena, con un valor de -9.7 dB.

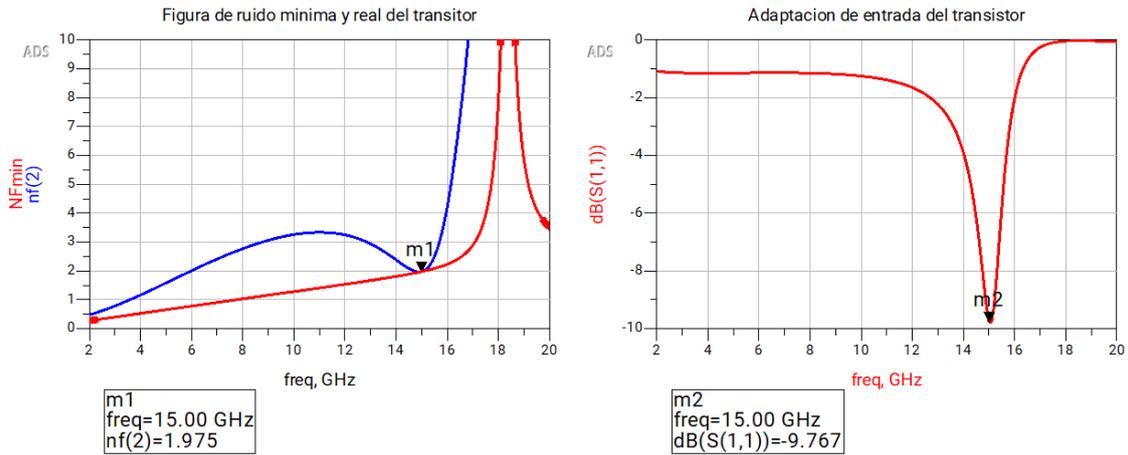


Figura 4-9 Resultados de la adaptación de entrada y adaptación de ruido

### 4.1.3 Diseño red de salida

Para diseñar la red de salida del transistor, es necesario conocer el coeficiente de reflexión en el puerto de salida, una vez añadida la red de entrada al transistor. En la figura 4-10 se muestra el valor de dicho coeficiente a 15 GHz, representado en la carta de Smith, con la red de entrada ya incluida.

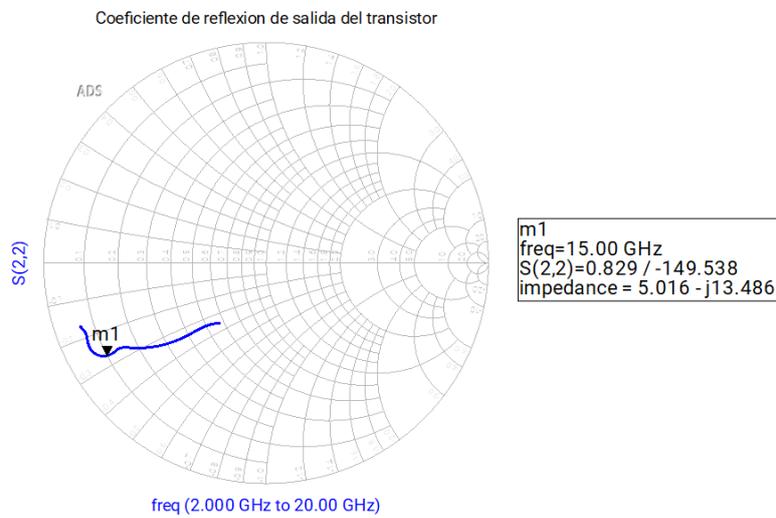


Figura 4-10 Coeficiente de reflexión de salida del transistor con la red de entrada ya incluida

De la misma forma que se usó en el diseño de la red de entrada, se utilizará la herramienta Smith Chart Utility para obtener la red de adaptación de salida. Sin embargo, dado que se trata del puerto de salida, la impedancia inicial será la impedancia que presenta el transistor a la salida, con un valor de  $5.016 - j13.486 \Omega$ , mientras que la impedancia objetivo será una impedancia de  $50 \Omega$ .

Se utilizó nuevamente un stub y una línea de transmisión y se fue transformando la impedancia hasta alcanzar el valor deseado obteniendo así el esquemático de la figura 4-11, que incluye una línea de transmisión de 0.76 mm de longitud y 0.7611 mm de anchura, así como un stub paralelo de 2.945 mm de longitud y 0.7611 mm de anchura.

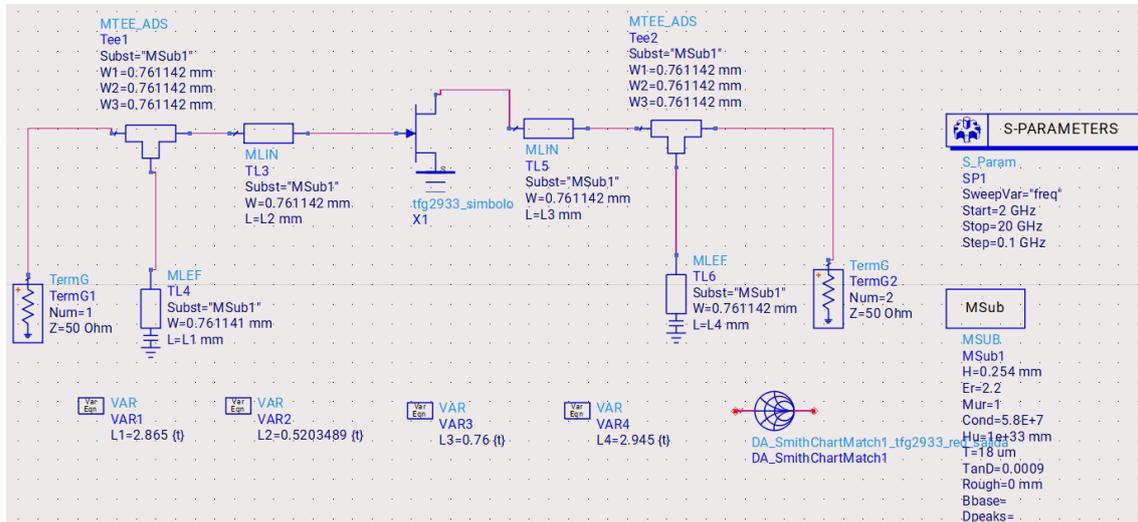


Figura 4-11 Esquemático mostrando las redes de entrada y salida del transistor TGF2933.

A partir de este esquemático se obtienen los resultados de simulación presentados en la figura 4-12 y figura 4-13.

En la figura 4-12 se muestran las adaptaciones de entrada, traza azul, salida, traza negra y coeficiente de reflexión óptimo, traza roja. La salida y el ruido se encuentran perfectamente adaptados mientras que la entrada muestra un desacoplo mayor en comparación con el caso previo a introducir la red de salida, debido a la no unilaterialidad del transistor. No obstante, este punto representa el mejor compromiso alcanzado después de múltiples optimizaciones.

En la figura 4-13 se muestran los resultados conseguidos en dB. La figura de ruido coincide con la figura de ruido mínima del transistor. En cuanto a adaptaciones, la adaptación conseguida a la salida es muy buena, mientras que, en la entrada, los resultados son considerablemente peores.

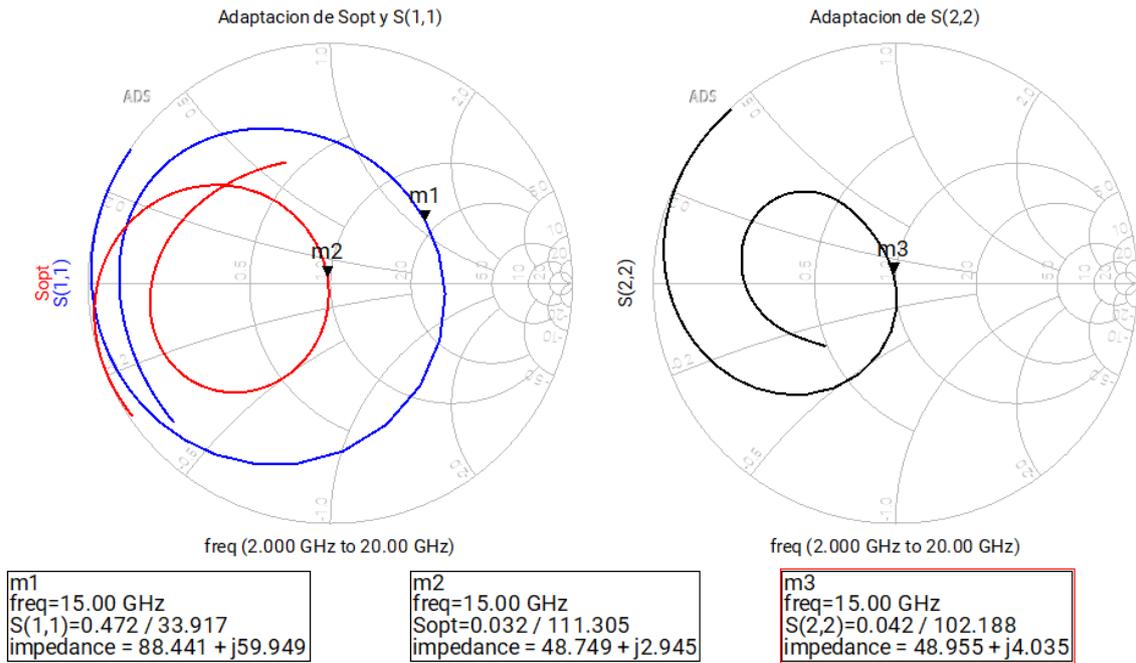


Figura 4-12 Adaptaciones de  $S_{11}$  y  $S_{22}$  y  $\Gamma_{opt}$

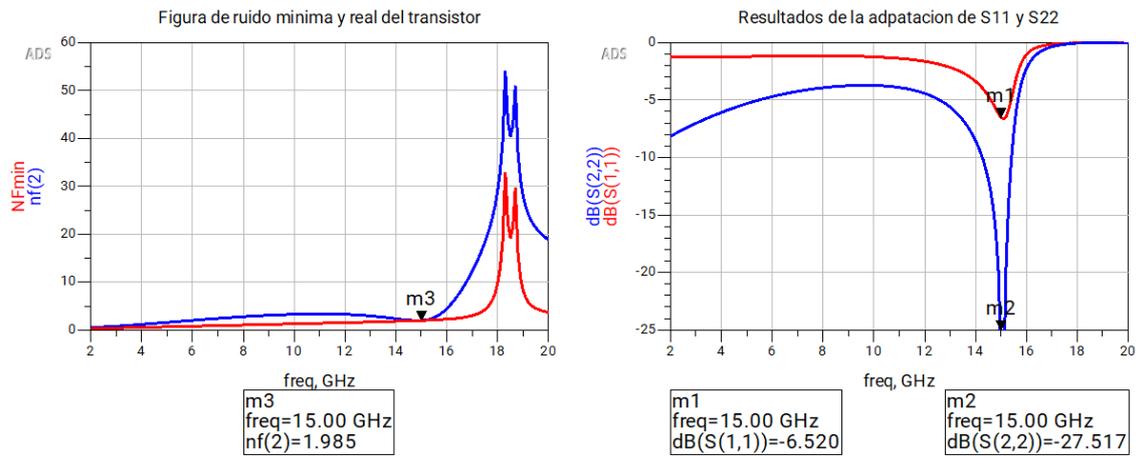


Figura 4-13 Resultados de las adaptaciones de entrada y salida y la figura de ruido

#### 4.1.4 Diseño de las redes de polarización

Las redes de polarización son elementos imprescindibles en el diseño de amplificadores, ya que permiten establecer el punto de funcionamiento del transistor (bias point) sin interferir con la señal de radiofrecuencia (RF) del circuito. Para que una red de polarización funcione correctamente debe permitir el paso de corriente continua (DC) necesaria para polarizar el transistor, y al mismo tiempo bloquear el paso de la señal de radiofrecuencia hacia las fuentes de alimentación. De igual forma debe evitar introducir pérdidas o desadaptaciones en la red de señal. Además, estas redes suelen ayudar a estabilizar el transistor en frecuencias inferiores de la banda de interés del amplificador.

Para lograr estos objetivos normalmente se usan elementos pasivos como resistencias, condensadores y bobinas. Estos elementos actúan como choques de RF, es decir, presentan una alta impedancia en las frecuencias de interés, no permitiendo pasar la señal de radiofrecuencia y sí permitiendo el paso de la corriente continua.

En la figura 4-14 se muestra el esquema implementado para la polarización de puerta del transistor. En primer lugar, se incluye un choque resistivo mediante una resistencia de  $1k\Omega$ , lo suficientemente alta para actuar como una barrera eficaz a las señales de radiofrecuencia.

Una resistencia no permite el paso de señales de alta frecuencia por que limita la corriente que puede circular en esa dirección. Aunque típicamente se usa un inductor como choque de RF también es válido el uso de resistencias altas cuando el consumo de corriente es muy bajo (del orden de nA), como es el caso de la puerta de un transistor.

En la red de polarización se incluyen también dos condensadores de valor  $C2 = 0.2pF$  y  $C3 = 10nF$ , conectados en paralelo al plano de tierra. La función de estos condensadores es actuar como cortocircuitos para las señales de alta frecuencia, desviando dichas señales de radiofrecuencia a tierra, evitando que interfieran con la polarización del transistor.

El uso de dos condensadores con distintos valores será necesario para formar un filtro multinivel, ya que cada uno de ellos es efectivo en un rango de frecuencias distinto, asegurando así un desacoplo más amplio.

Por último, se ha incluido una resistencia de  $50\Omega$ , cuya función es mejorar la estabilidad del circuito, aislando los circuitos capacitivos explicados anteriormente.

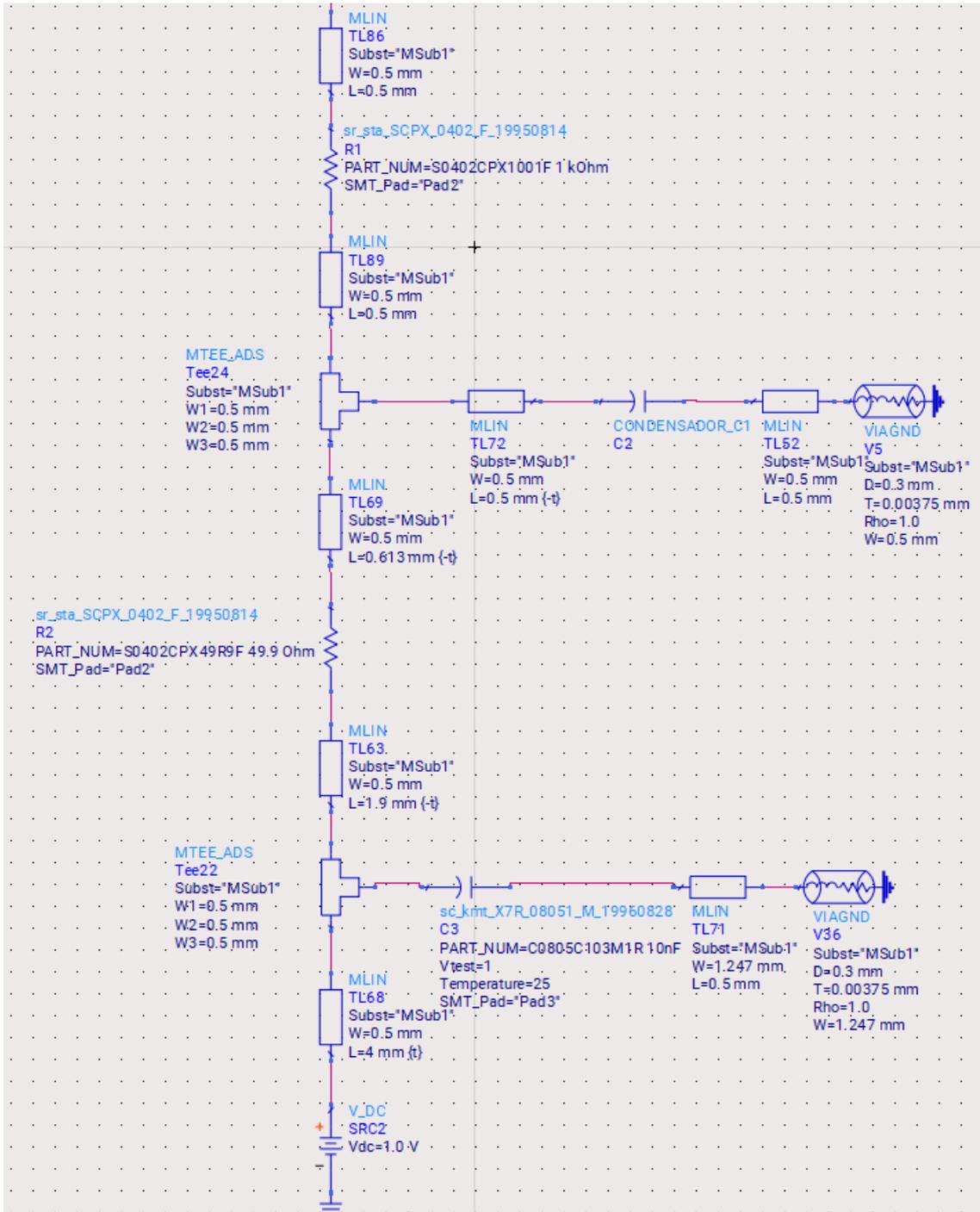


Figura 4-14 Red de polarización de puerta

En la figura 4-15 se muestra el esquema implementado para la polarización de drenador del transistor. A diferencia de la red de polarización de puerta, en este caso se ha decidido utilizar una bobina, de valor  $1.47 \mu\text{H}$ , en lugar de una resistencia como choque de RF. Por el drenador circula la corriente principal del transistor, por lo que usar una resistencia provocaría una caída de tensión significativa y esto provocaría un aumento en el consumo del amplificador total. El inductor en cambio presenta una alta impedancia a las señales

de radiofrecuencia bloqueándolas, mientras permite el paso de la corriente continua, con una caída de tensión muy pequeña.

Adicionalmente, se han incorporado nuevamente los condensadores de desacoplo  $C2 = 0.2\mu F$  y  $C3 = 10nF$ , conectados en paralelo entre la línea de polarización y la tierra. Estos condensadores cumplen la misma función que en la red de puerta, formar un filtro multinivel. También se ha añadido una resistencia de  $21\ \Omega$ , como en la red de polarización de puerta para ayudar con la estabilidad.

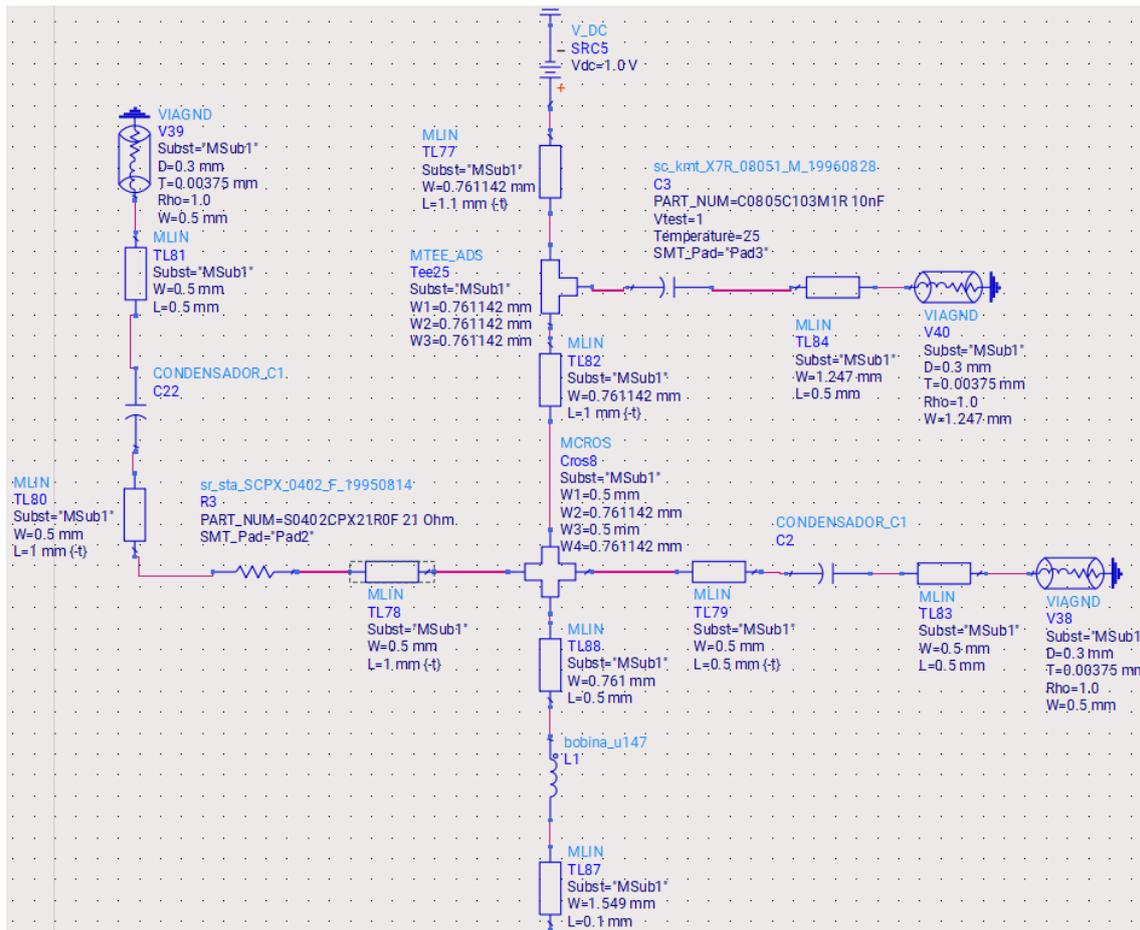


Figura 4-15 Red de polarización de drenador

## 4.2 Diseño de la segunda etapa del LNA

Una vez diseñada y optimizada la primera etapa del LNA, centrada en obtener la mínima figura de ruido, se procede al desarrollo de la segunda etapa destinada a proporcionar ganancia al sistema sin deteriorar las prestaciones globales. La función principal de la segunda etapa es proporcionar la suficiente ganancia al conjunto sin aumentar el ruido, es por ello por lo que se ha seleccionado un LNA.

Para esta segunda etapa se ha seleccionado el amplificador de bajo ruido ADL9006 de la empresa Analog Devices, debido a sus buenas prestaciones en cuanto a ganancia en banda ancha y ruido. Este LNA presenta una figura de ruido relativamente baja, aproximadamente 2 dB en su banda útil y una ganancia típica de 15 dB.

### 4.2.1 LNA ADL9006

Con el fin de analizar el comportamiento del ADL9006 como segunda etapa del LNA se ha llevado a cabo una simulación en ADS utilizando un modelo de simulación proporcionado por el fabricante[23]. En la figura 4-16 se muestra el esquemático implementado.

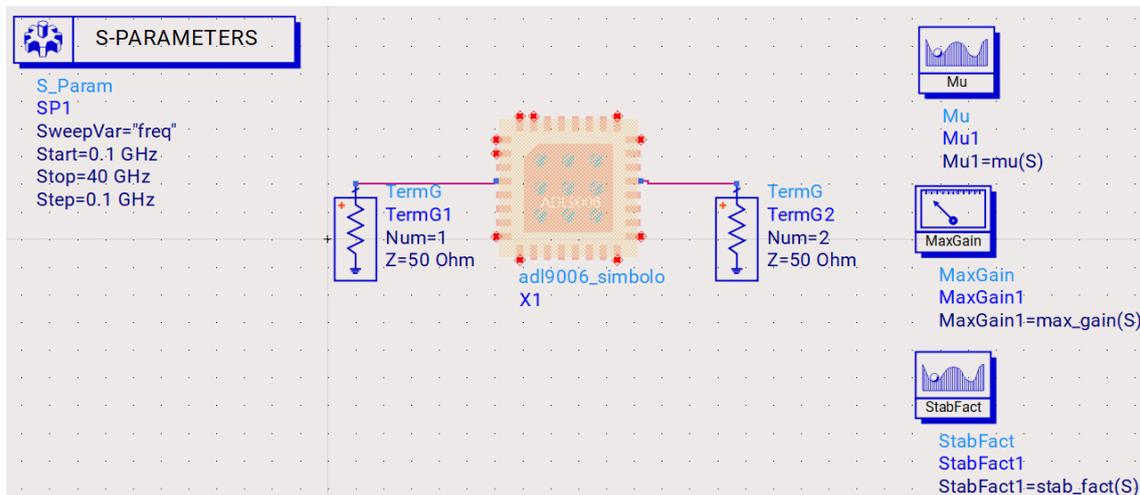


Figura 4-16 Esquemático para el estudio del LNA ADL9006

Una vez introducido el modelo del ADL9006 se ha realizado una simulación de parámetros S en un rango de frecuencias desde 0.1 GHz hasta 40 GHz para poder estudiar la respuesta del amplificador dentro y fuera de su banda de operación para asegurar su correcto funcionamiento. Además, se han incorporado bloques de análisis para calcular la ganancia, pérdidas de retorno en entrada y salida, el factor de estabilidad K y el parámetro de estabilidad  $\mu$ .

En la figura 4-17 se representan los parámetros de scattering  $S_{11}$  en dB, correspondiente a la adaptación de entrada y  $S_{22}$  en dB, correspondiente a la adaptación de salida. La respuesta muestra que el dispositivo presenta una adaptación adecuada en ambos terminales con niveles de reflexión muy bajos en la banda útil. El valor de ambas reflexiones se encuentra por debajo de los -10 dB en toda la banda que abarca desde 2 GHz hasta 30 GHz confirmando así buenas adaptaciones de entrada y salida

Estos resultados reflejan que el ADL9006 contiene internamente redes de adaptación para unas impedancias de  $50 \Omega$  en el puerto de entrada y salida. Esto supone una ventaja a nivel de diseño ya que elimina la necesidad de implementar redes de adaptación de impedancias, simplificando así el esquema global del LNA.

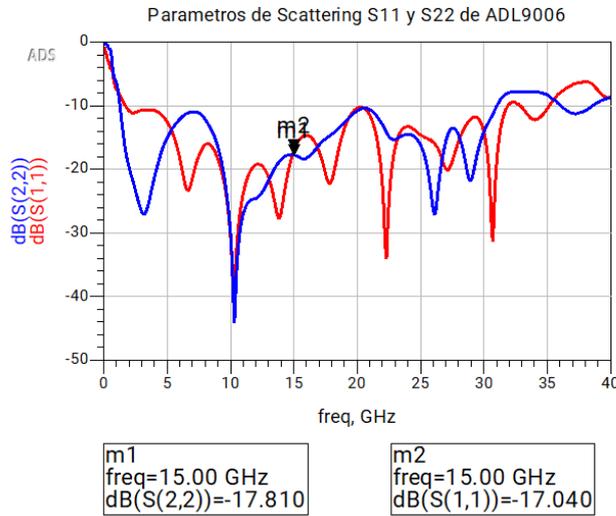


Figura 4-17 Parámetros S11 y S22 del LNA ADL9006

A continuación, se procede al análisis de las características de ganancia y figura de ruido del transistor ADL9006.

En la gráfica de la izquierda de la figura 4-18 se presenta la ganancia del LNA, en dB. Se puede observar que, en el rango de frecuencia de 2 GHz hasta 27 GHz, la ganancia es de aproximadamente 15 dB.

En la gráfica de la derecha de la figura 4-18 se muestra la figura de ruido del transistor, se observa que en todo el rango de frecuencia simulado la figura de ruido se mantiene por debajo de 2 dB lo cual es un valor adecuado para una segunda etapa de un LNA, contribuyendo de forma controlada al ruido total.

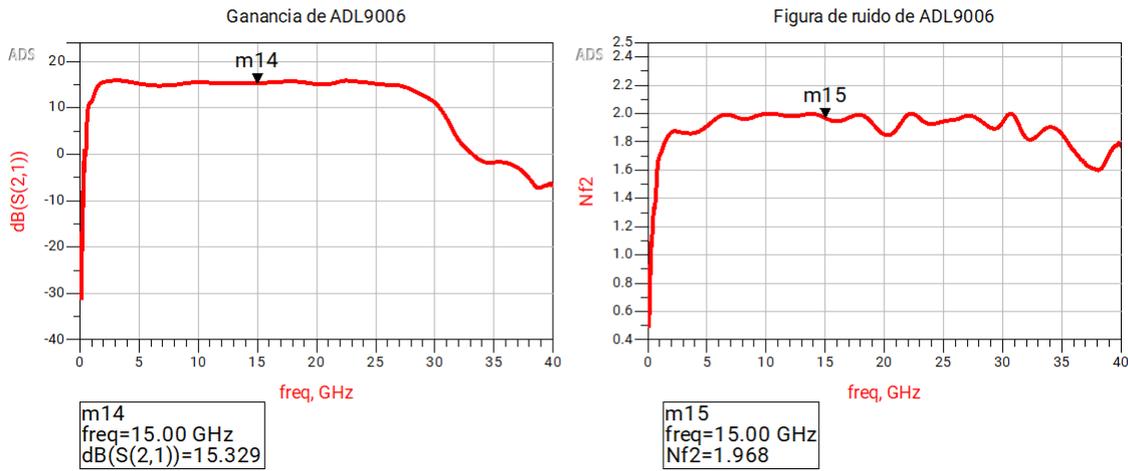


Figura 4-18 Parámetros de ganancia y ruido del LNA ADL9006

Por último, se analiza la estabilidad del LNA ADL9006 mediante el factor de estabilidad  $K$  y el parámetro de estabilidad  $\mu$ .

En la figura 4-19 en la gráfica de la izquierda se muestra la evolución del factor  $K$ , según los criterios de estabilidad incondicional, el circuito es estable cuando  $K > 1$  y  $|\Delta| < 1$ . A lo largo del espectro analizado ambas condiciones se verifican, lo que indica que el circuito es incondicionalmente estable.

En la figura 4-19 en la gráfica de la derecha se presenta el parámetro de estabilidad  $\mu$ . En este caso se considera que el circuito es incondicionalmente estable si se cumple que  $\mu > 1$ . Como puede apreciarse el valor de  $\mu$  se mantiene por encima de la unidad en todo el rango de frecuencias.

Por tanto, tras el análisis mediante ambos criterios, se concluye que el ADL9006 puede ser integrado como segunda etapa del LNA sin comprometer la estabilidad del conjunto.

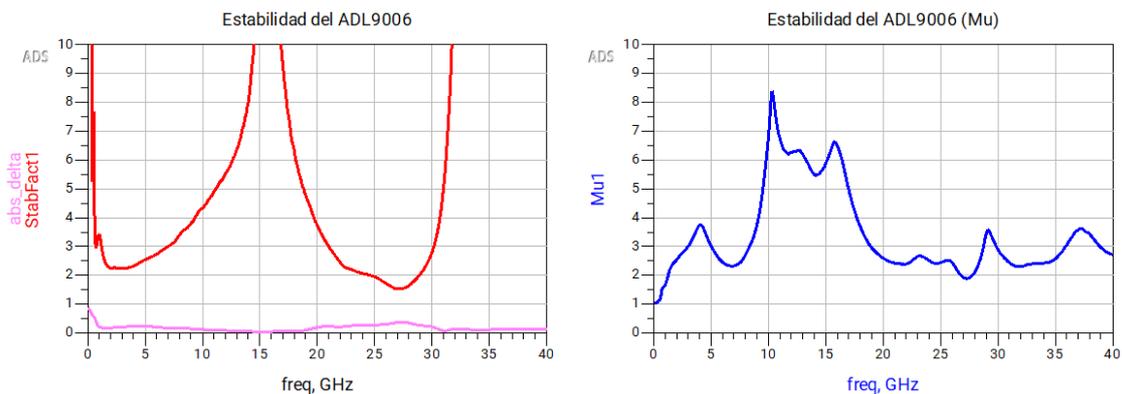


Figura 4-19 Parámetros de estabilidad del ADL9006

Desde el punto de vista de diseño de este LNA la segunda etapa debe aportar ganancia sin degradar la figura de ruido global del sistema y mantener la estabilidad. En este sentido el ADL9006 resulta una opción muy acertada ya que presenta un buen equilibrio

entre ganancia, bajo ruido y estabilidad incondicional. Además, al tratarse de una etapa posterior, debido a la fórmula de Friis, no requiere una figura de ruido tan baja como la primera etapa, lo que permite priorizar otros aspectos del diseño, mejorando las prestaciones totales del LNA.

#### 4.2.2 Redes de polarización del LNA ADL9006

En el diseño de la segunda etapa del LNA, se ha optado por utilizar las redes de polarización recomendadas por el propio fabricante, Analog Devices, las cuales se encuentran detalladas en el Data Sheet del componente [23]. Según este Data Sheet es necesaria una polarización de  $V_d = 5 V$ , con una  $I = 53 mA$  para el funcionamiento del dispositivo. En la hoja de datos también se detalla la recomendación del fabricante sobre la implementación de una serie de condensadores conectados en paralelo entre la línea de alimentación y tierra. Estos condensadores actúan como cortocircuitos para las señales de frecuencias inferiores a la banda de funcionamiento del amplificador, desviando la señal a tierra y evitando realimentaciones indeseadas que podrían llegar a inestabilizar el amplificador en muy baja frecuencia.

Los condensadores tienen los siguientes valores: 100 pF, 0.01  $\mu F$  y 4.7  $\mu F$ . Esta configuración de tres condensadores en paralelo permite cubrir un amplio rango de frecuencia, ya que cada uno actúa eficazmente sobre distintos rangos de frecuencia.

En conjunto esta red actúa como un filtro multinivel, reduciendo la posibilidad de oscilaciones no deseadas o degradación del rendimiento debido al ruido.

En la figura 4-20 se muestra el esquemático resultante tras integrar la red de polarización recomendada, según el fabricante, esta red es la adecuada tanto para la red de polarización de puerta como para el acceso de drenador, por lo tanto, en el esquemático las dos redes serán idénticas.

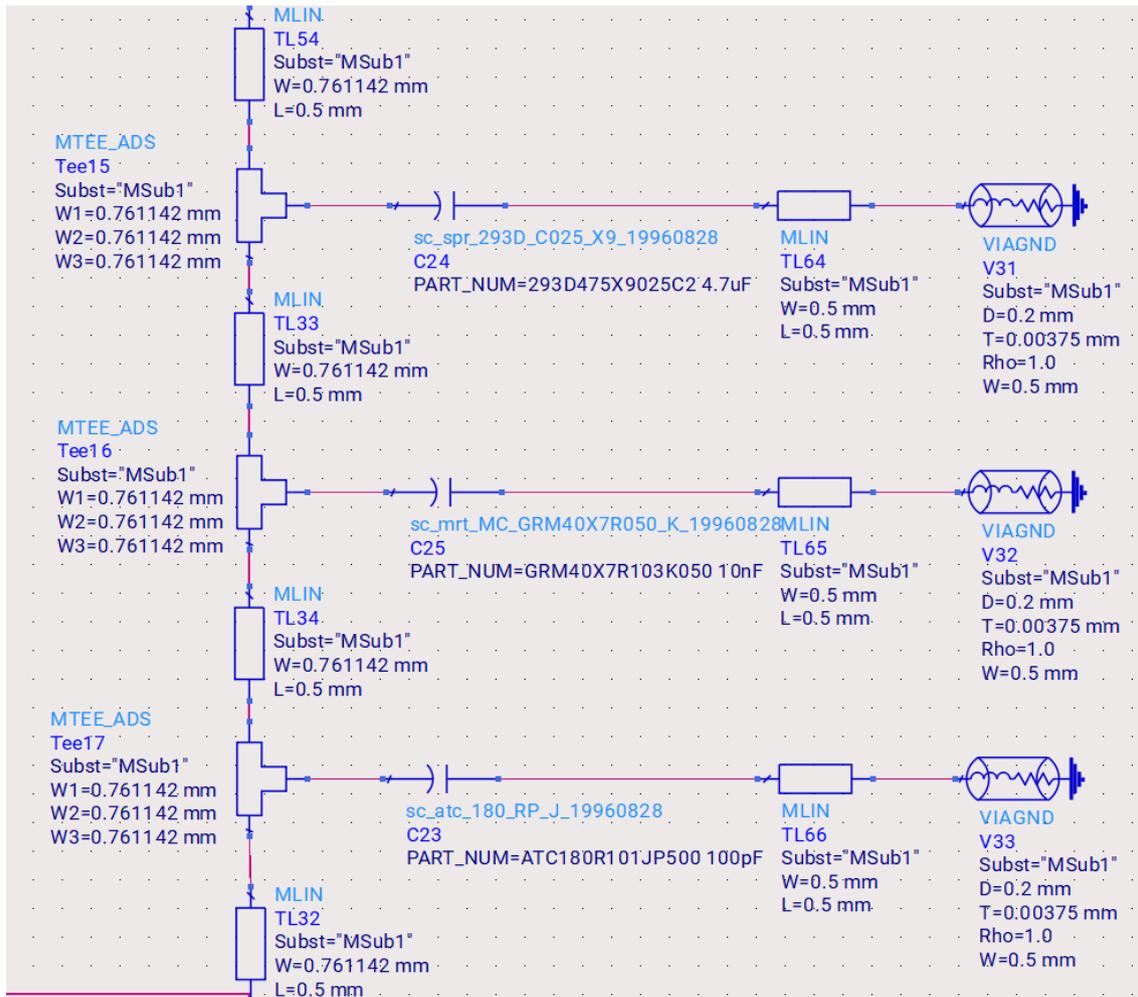


Figura 4-20 esquemático de la red de polarización de drenador del ADL9006

### 4.2.3 Diseño del Layout de la segunda etapa

Con el objetivo de integrar adecuadamente el ADL9006 como segunda etapa del LNA, se ha diseñado un layout específico para poder estudiar de forma individual al componente y garantizar la estabilidad del circuito, así como su rendimiento eléctrico.

El primer paso en el diseño del layout será establecer las conexiones de radiofrecuencia, por donde se transmitirá la señal, y las conexiones de continua usadas para las redes de polarización especificando sus dimensiones e integrándolas en el layout.

Tanto la entrada como la salida de la señal de radiofrecuencia, representadas por las etiquetas IN y OUT respectivamente, están implementadas mediante líneas CPWG (Coplanar WaveGuide Grounded), es decir, línea de transmisión en tecnología coplanar con plano de masa. Se ha utilizado esta tecnología debido a su capacidad de ofrecer una buena confinación del campo electromagnético y la facilidad de conexión a masa que proporciona en alta frecuencia.

Para tener accesos coaxiales de entrada y salida, se han utilizado un conector SMA, modelo R125.512.001 de Radiall, diseñado para trabajar en sistemas de  $50 \Omega$  hasta 18 GHz, lo que lo hace perfectamente adecuado para cubrir el ancho de banda del circuito diseñado[24].

El cálculo de las dimensiones físicas de la guía coplanar se realizó utilizando la herramienta LineCalc de ADS, se introdujeron las propiedades del sustrato utilizado y la frecuencia de operación del diseño, así como una impedancia característica de 50 con el objetivo de garantizar una adaptación óptima con el conector SMA utilizado. Como resultado se obtuvieron las siguientes dimensiones: ancho del conductor central de 0.7611 mm y una separación entre conductor y los planos de masa del 0.39 mm. En la figura 4-21 se muestra la herramienta LineCalc, en la que se puede observar el cálculo detallado de estas dimensiones.

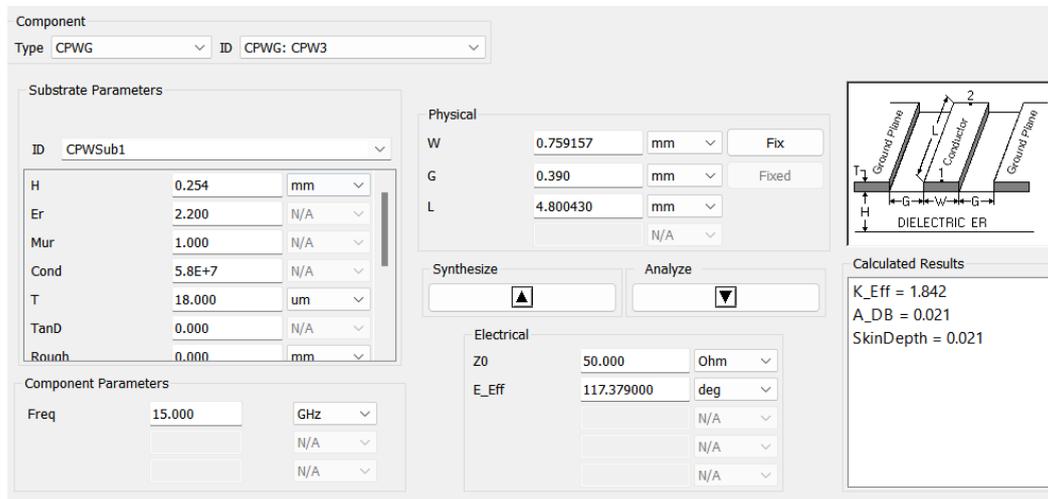


Figura 4-21 Herramienta LineCalc usada para obtención de dimensiones de CPWG

Para las conexiones de polarización en continua (DC) se han utilizado estructuras pinstrip, una solución para el enrutado de señales de baja frecuencia en circuitos de RF. En concreto se han empleado los conectores 3M™ 929 Series Pin Header, con unas dimensiones de 1 x 2.8 mm y una separación entre pines de 2.54 mm. Estos conectores soportan corrientes de hasta 2.5 A, más que suficientes para el circuito implementado [25].

La señal de RF tiene su entrada al ADL9006 en el pin 4 y su salida en el pin 21, tal y como se especifica en el datasheet del fabricante Las redes de polarización se conectan a los pines 2 y 31 correspondientes a las alimentaciones Vgg y Vdd respectivamente. En el layout estas líneas se inician desde la parte superior del circuito, etiquetadas como Vgg y Vdd.

En cuanto a la conexión de elementos pasivos, se definirá un SMT\_Pad en el esquemático. Este elemento permite definir una zona metálica conductora en donde los componentes electrónicos puedan ser soldados directamente.

Los condensadores utilizados como filtros de señal de radio frecuencia ya explicados en el apartado de redes de polarización se encuentran etiquetados como C4, C5 y C6. Por último y para garantizar el correcto funcionamiento del sistema, se han reforzado las conexiones a masa mediante múltiples vías hacia el plano de tierra. En la figura 4-22 se muestra el layout final utilizado que incluye todos los elementos antes descritos.

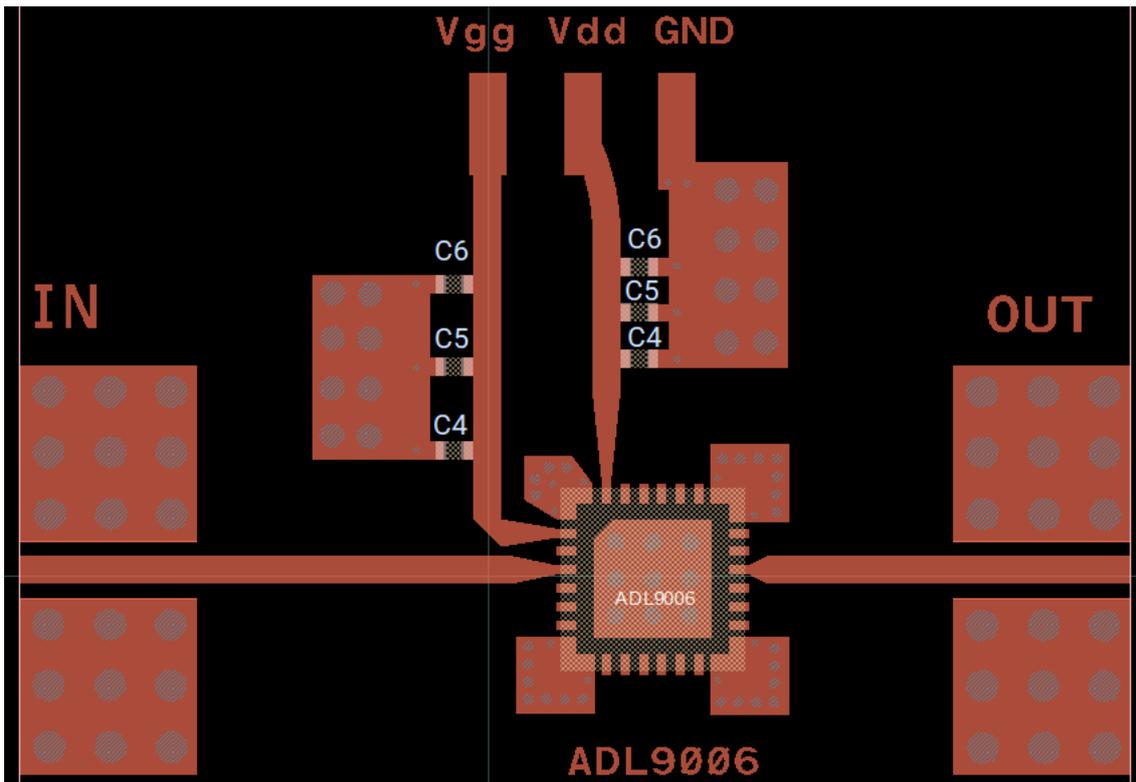


Figura 4-22 Layout del ADL9006

## 4.3 Diseño e integración del LNA completo

### 4.3.1 Integración de las dos etapas

Una vez diseñadas por separado las dos etapas del amplificador de bajo ruido, se procede a su integración en un único circuito. Ambas etapas fueron diseñadas sobre el mismo sustrato para garantizar una implementación física coherente y compatible a nivel de fabricación. Además, durante el proceso de integración se sustituyeron el modelo de los componentes ideales por modelos de componentes reales disponibles en el laboratorio, con el objetivo de obtener un diseño cercano al montaje final para obtener así una simulación lo más cercana al comportamiento real del circuito.



líneas de transmisión y stubs de las redes de adaptación de entrada y salida, así como las líneas de interconexión entre el TGF2933 y el ADL9006, Se decidió añadir un segundo stub en la red de entrada del transistor TGF2933, cuya longitud y anchura también fueron incluidas como parámetros a optimizar, con la incorporación de este nuevo stub se aumentaron los grados de libertad de la optimización, permitiendo obtener un mejor resultado final.

El objetivo principal fue mejorar la adaptación y la ganancia en la banda deseada manteniendo una figura de ruido aceptable. Durante este proceso de optimización fue necesario asumir ciertos compromisos de diseño, particularmente en la red de adaptación de entrada del TGF2933, que se vio perjudicada en favor de otras métricas de diseño. Aun así, este compromiso fue aceptable y se mantuvo una adaptación razonable.

Durante el proceso de optimización del LNA completo, se observó que el sistema presentaba un rendimiento satisfactorio más allá de la banda de frecuencia inicialmente propuesta. Se verificó que el LNA era capaz de cumplir con las especificaciones clave del diseño, ganancia, ruido y adaptación, en un rango de frecuencias más grande del previsto.

Esta observación inició una nueva fase de optimización enfocada en extender el ancho de banda útil del LNA, ajustando nuevamente parámetros críticos con el fin de mantener el rendimiento global del amplificador.

En la figura 4-24 se muestra el esquemático final del LNA completo, para posteriormente realizar la simulación y diseño del layout completo.

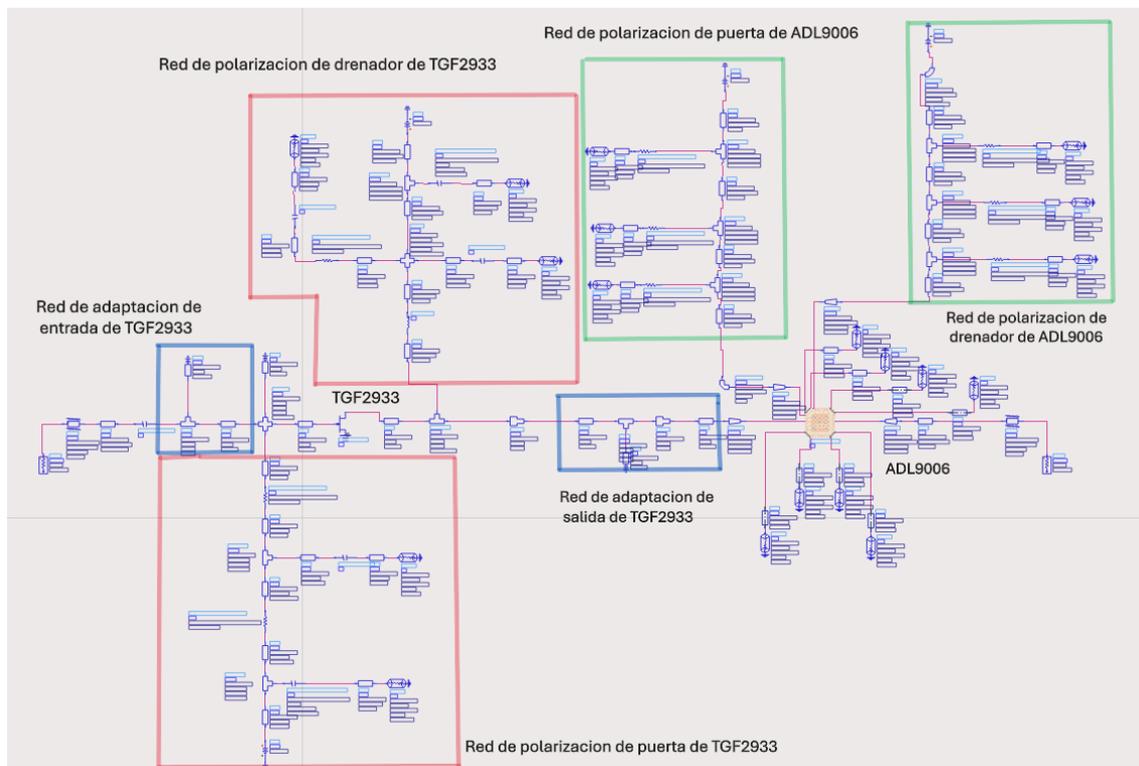


Figura 4-24 Esquemático final del LNA completo

### 4.3.3 Resultados del diseño completo

Una vez integrado y optimizado el diseño de ambas etapas, se realiza la simulación completa del sistema con el objetivo de verificar su comportamiento conjunto y comprobar el cumplimiento de los objetivos establecidos.

Aunque el diseño original estaba enfocado en la banda de 12 GHz a 18 GHz, durante el proceso de optimización se observó que el amplificador presentaba un rendimiento adecuado en frecuencias inferiores a 12 GHz. De esta forma se realizará una simulación de parámetros S en el rango de frecuencias comprendido entre 0.1 GHz y 20 GHz.

En la figura 4-25 se muestra en la gráfica de la izquierda la ganancia del LNA completo. La ganancia se mantiene con un ligero rizado y por encima de los 20 dB en todo el rango de frecuencias comprendido entre 2 GHz y 17 GHz. En la gráfica de la derecha se representa el ruido del sistema, en este caso se observa que, aunque el amplificador muestra una ganancia en un rango amplio, el nivel de ruido aceptable solo se alcanza en una banda útil más reducida, aproximadamente entre 6 GHz y 16 GHz con un valor máximo de 3 dB en 16 GHz y un valor mínimo de 2 dB en 8 GHz. Esto delimita la banda de operación efectiva del amplificador desde el punto de vista del ruido.

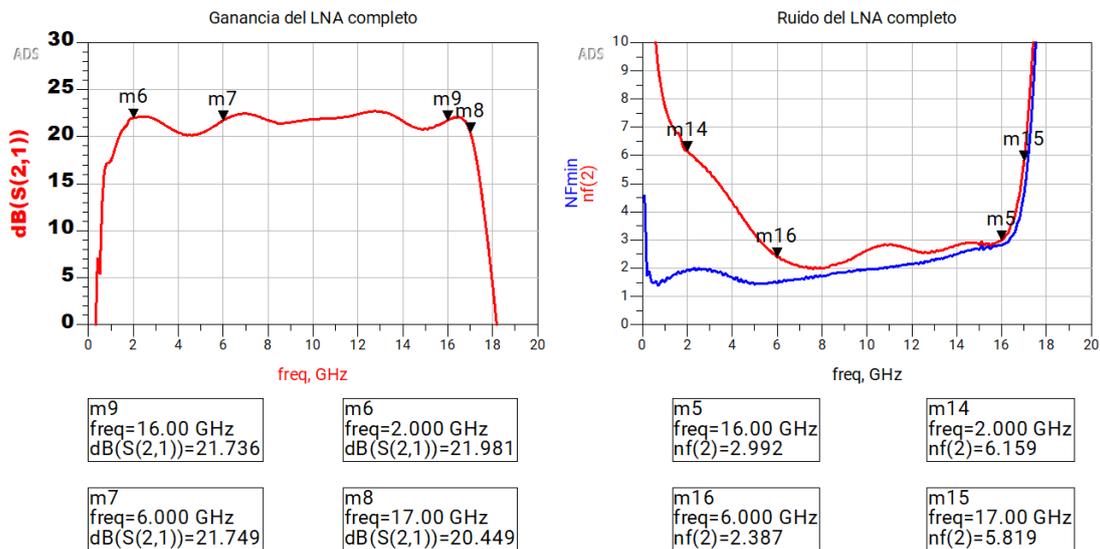


Figura 4-25 Ganancia y Ruido del LNA completo

En cuanto al nivel de adaptación en entrada y salida, en la figura 4-26 se presentan los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , en dB, del LNA completo. Como se observa en la gráfica de la izquierda, la adaptación de entrada no logra alcanzar valores inferiores a -10 dB, con niveles por debajo de -5 dB en una parte importante de la banda útil. Por su parte, el puerto de salida del LNA presenta una buena adaptación, con el parámetro  $S_{22}$  manteniéndose por debajo de -10 dB en todo el ancho de banda útil.

## Diseño del amplificador de bajo ruido

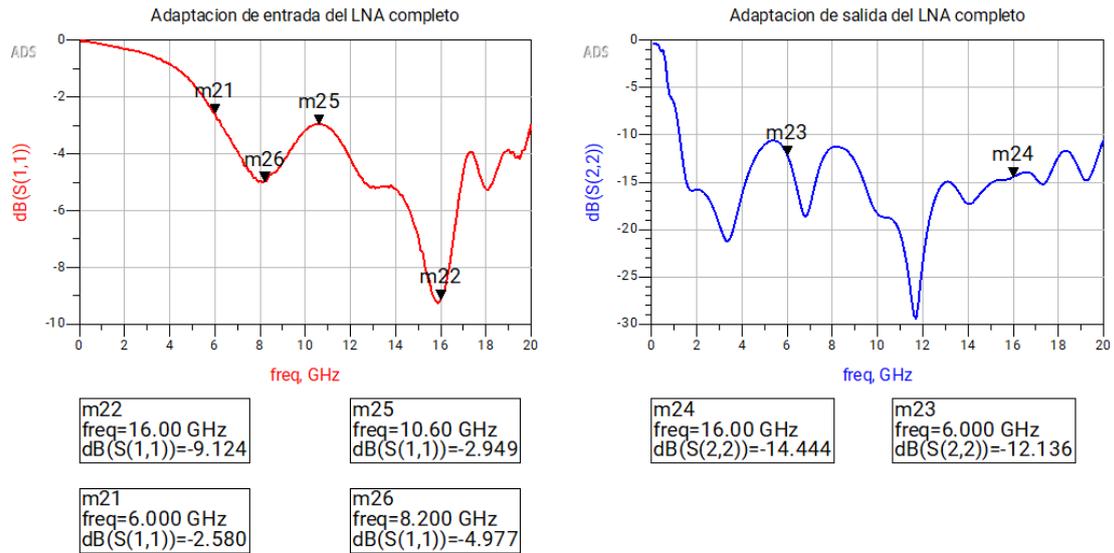


Figura 4-26 Adaptación de entrada y salida del LNA completo

Por ultimo los parámetros de estabilidad se muestran en la figura 4-27. Tal como se explicó anteriormente, para que un sistema sea incondicionalmente debe cumplir que  $K > 1$  y  $|\Delta| < 1$ . Como se puede ver en la gráfica de la izquierda estas dos condiciones se cumplen en todo el rango simulado. Por otro lado, el parámetro de estabilidad  $\mu$  tambien debe ser mayor que la unidad para garantizar la estabilidad incondicional. En la grafica de la derecha se observa que esta condicion se cumple en toda la banda simulada. De esta forma se puede afirmar que el LNA es incondicionalmente estable tanto dentro de su banda util como fuera de ella.

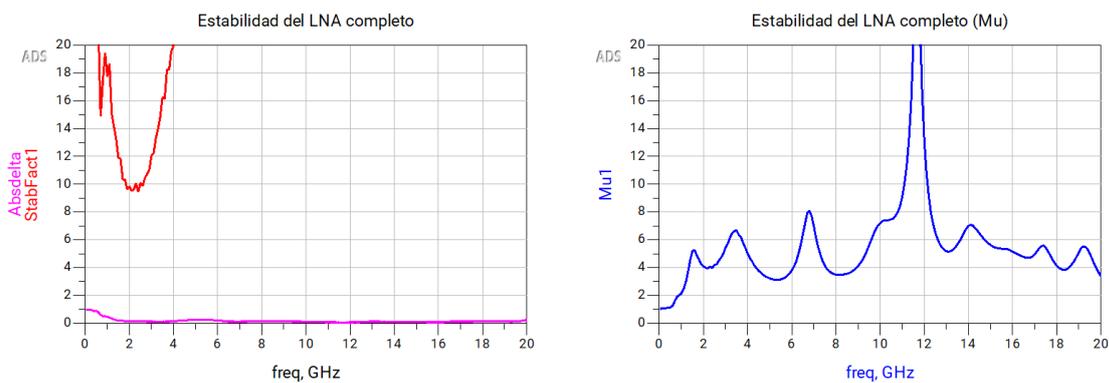


Figura 4-27 Estabilidad del LNA completo

Como resultado del estudio de la simulación del LNA, se ha concluido que su banda útil abarca desde 6 GHz hasta 16 GHz. En esta banda el amplificador cumple con todos los requerimientos iniciales, exceptuando la adaptación de entrada. De esta forma, se modifica el rango inicialmente planteado en el diseño (12-18 GHz).

#### 4.3.4 Diseño del Layout del LNA

A continuación, se procede al diseño del layout completo del LNA, que integra tanto la etapa inicial de pre-amplificación basada en el transistor TGF2933, como la segunda etapa basada en el ADL9006.

Al igual que en el diseño de la primera etapa, para las conexiones de radiofrecuencia, se han empleado líneas coplanares con plano de masa (CPWG). Se han mantenido las mismas medidas utilizadas previamente: un ancho del conductor central de 0.7611 mm y una separación entre conductor y los planos de masa de 0.39 mm. Esta configuración permite asegurar una correcta adaptación a 50  $\Omega$ . También se mantendrá el conector SMA R125.512.001, diseñado para trabajar hasta 18 GHz.

Del mismo modo, para las conexiones de alimentación continua, se han utilizado nuevamente estructuras pinstrip. En concreto los conectores 3M™ 929 Series Pin Header, con unas dimensiones de 1 x 2.8 mm y una separación entre pines de 2.54 mm.

Para la conexión de elementos pasivos se han empleado de nuevo SMT\_Pad. Estos elementos permiten establecer una zona metálica conductora en la superficie de la placa, diseñada para permitir la soldadura de componentes electrónicos directamente sobre la PCB. Debido a que se han empleado componentes pasivos de distintas dimensiones (encapsulados 0402 y 0805), ha sido necesario definir dos tipos distintos de SMT\_Pad, cuyas dimensiones se muestran en la tabla 4-1.

Encapsulado del Componente	Dimensiones del componente (mm)	Dimensiones del SMT_Pad (mm)
0402	1.0 x 0.5	0.5 x 0.5
0805	2.0 x 1.25	0.9 x 1.25

Tabla 4-1 Dimensiones del SMT\_Pad para distintos componentes

Con el objetivo de presentar de manera clara los elementos empleados en el diseño final del LNA, se ha elaborado una tabla que contiene todos los componentes utilizados.

Referencia	Cantidad	Descripción	Valor	Tamaño
C1	1	Condensador	0.5 pF	0402
C2	3	Condensador	0.2 pF	0402
C3	2	Condensador	10 nF	0805
C4	2	Condensador	100 pF	0402

C5	2	Condensador	0.01 $\mu$ F	0402
C6	2	Condensador	4.7 $\mu$ F	0402
R1	1	Resistencia	1k $\Omega$	0402
R2	1	Resistencia	50 $\Omega$	0402
R3	1	Resistencia	21 $\Omega$	0402
L1	1	Inductancia	1.47 $\mu$ H	3.37 x 6.22 mm
TGF2933	1	GaAs Amplificador	-	5 x 5 mm
ADL9006	1	GaN Transistor	-	0.83 x 0.55 mm

Tabla 4-2 Componentes utilizados en el diseño final del LNA

En la figura 4-28 se muestra el layout completo del LNA. La entrada y salida de radiofrecuencia están representadas por las etiquetas IN y OUT respectivamente. Dado que las dos etapas necesitan polarización independiente será necesario contar con un total de 7 pines para alimentación. En concreto serán necesarios:

- 2 pines para la polarización de puerta (uno para cada etapa).
- 2 pines para la polarización de drenador (uno para cada etapa).
- 3 pines adicionales de GND.

El esquemático ha sido diseñado cuidadosamente para evitar acoplos no deseados minimizando la proximidad entre líneas de transmisión. Además, todos los componentes pasivos han sido claramente etiquetados, así como los dos dispositivos activos: el transistor TGF2933 y el LNA ADL9006, con el objetivo de facilitar su rápida identificación. Como paso final se han incluido numerosas vías de conexión a masa para asegurar el correcto funcionamiento del circuito.

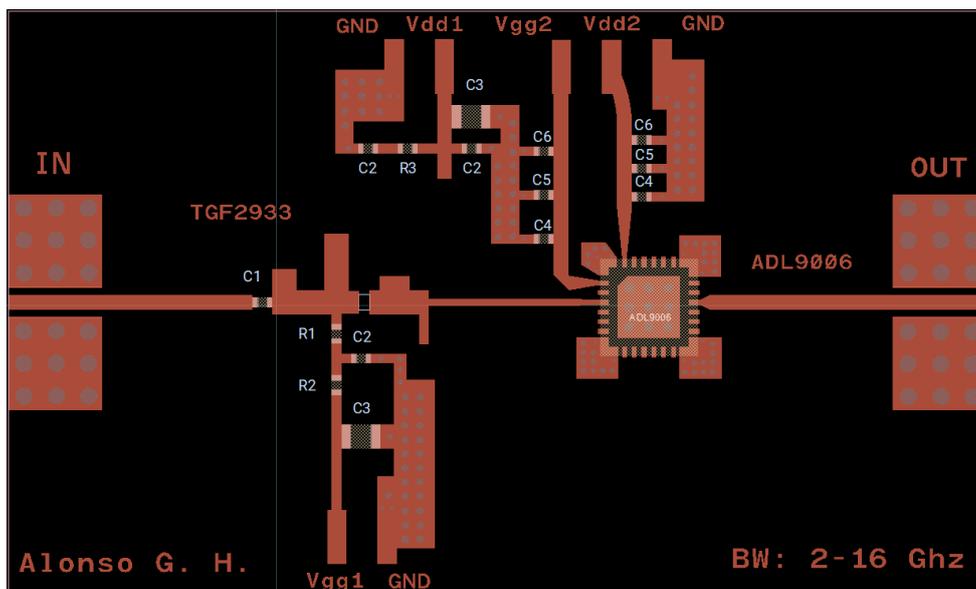


Figura 4-28 Layout LNA completo

# Capítulo 5

## 5 Fabricación y caracterización

En este capítulo se presenta el proceso de fabricación y caracterización de los amplificadores diseñados. Una vez finalizados los layouts de ambos amplificadores, se procedió a su fabricación, realizado en el laboratorio de tecnología del departamento. Posteriormente, se llevaron a cabo las medidas necesarias para evaluar el rendimiento real de los dos diseños. Se evaluarán por separado, por un lado, el LNA basado únicamente en el componente ADL9006, y por otro, el diseño completo del LNA de dos etapas.

### 5.1 Fabricación del ADL9006

El amplificador LNA ADL9006 representa la segunda etapa del diseño del LNA total. Se ha decidido fabricarlo y evaluarlo de forma independiente con el objetivo de verificar su funcionamiento real y contrastar los resultados obtenidos mediante las simulaciones realizadas con el simulador. En la figura 5-1 se muestra una fotografía del montaje final del ADL9006.

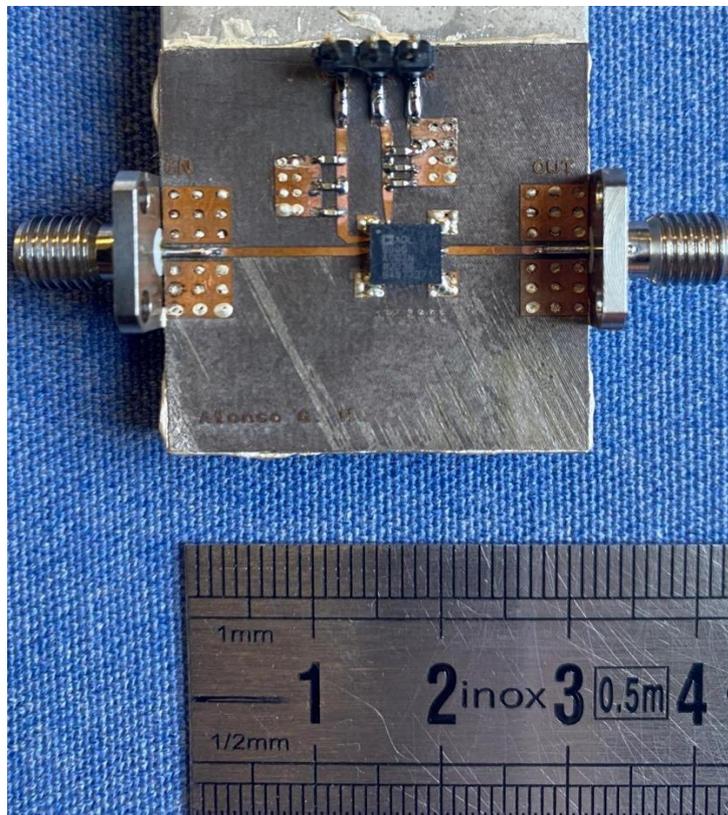
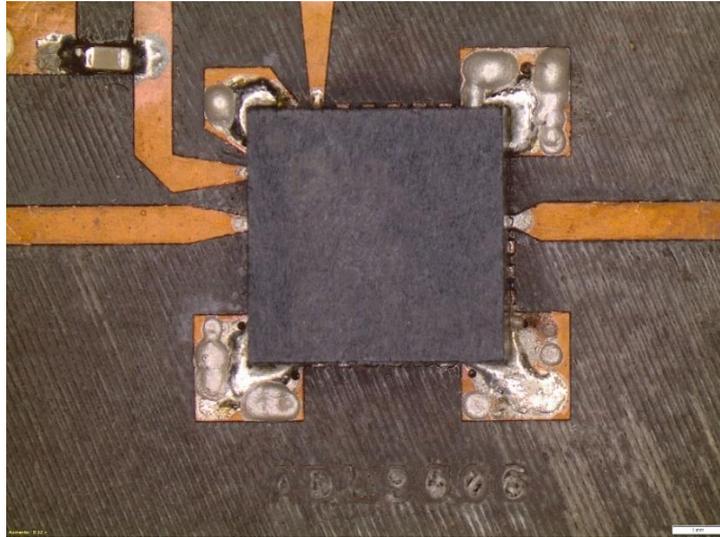


Figura 5-1 Montaje del LNA ADL9006

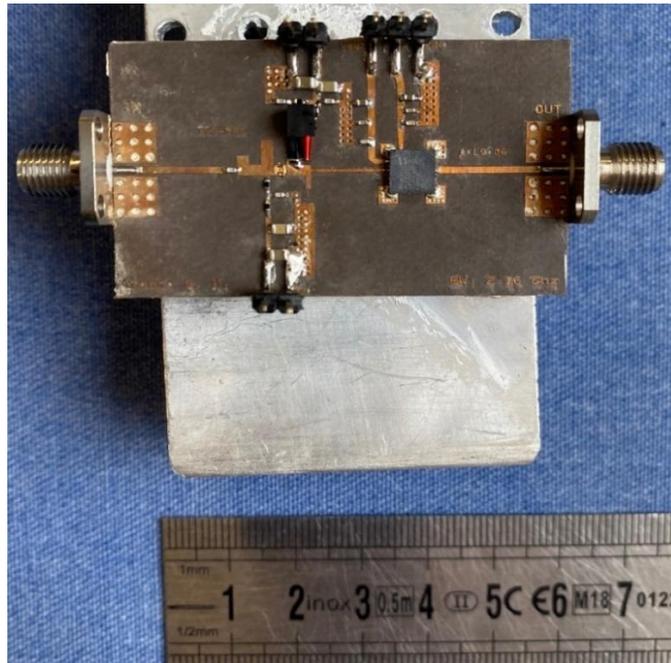
A continuación, en la figura 5-2 se muestra una imagen detallada del propio ADL9006, en la que se pueden identificar los pines que están siendo utilizados.



*Figura 5-2 Vista ampliada del LNA ADL9006*

## 5.2 Fabricación LNA completo

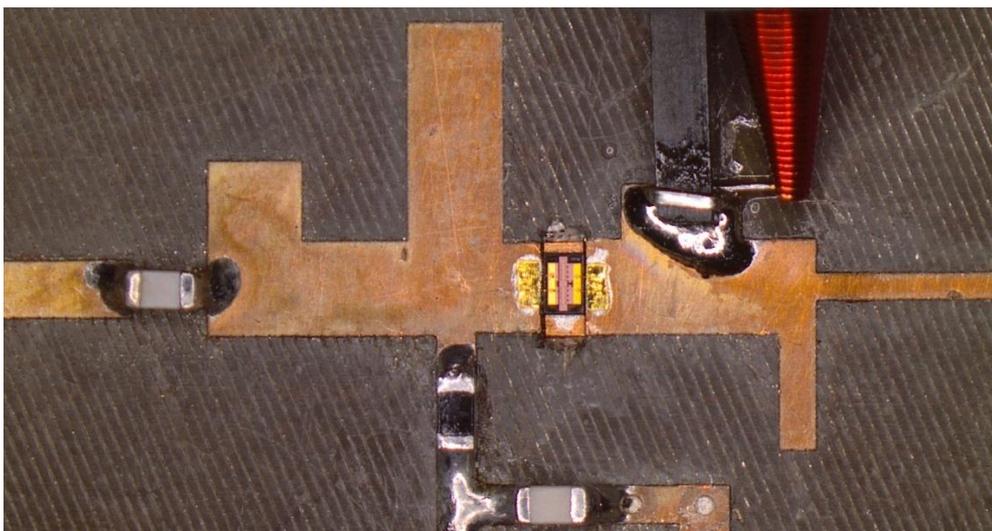
Una vez finalizado el diseño completo del LNA, se procede a su fabricación a partir del layout creado. El diseño incluye la primera etapa, basada en el transistor TGF2933, así como la segunda etapa, implementada con el ADL9006, cuya fabricación ha sido detallada en el apartado anterior. En la figura 5-3 se muestra el resultado final del montaje del LNA completo



*Figura 5-3 Montaje del LNA completo*

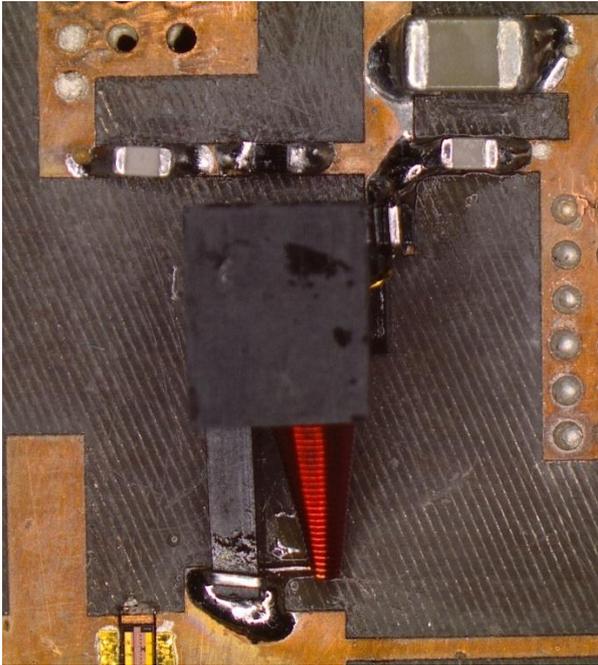
Como ya se explicó en el diseño del LNA completo, las conexiones de RF y DC así como la integración del ADL9006, incluyendo sus redes de polarización, son idénticas a las empleadas en montaje del ADL9006 en solitario. Por lo tanto, a continuación, se detallarán únicamente los nuevos elementos asociados a la primera etapa.

En la figura 5-4 se muestra el transistor TGF2933 junto con sus redes de entrada y salida. Se pueden identificar los tramos de línea y stubs utilizados para obtener la adaptación de impedancias de entrada y salida. Asimismo, se identifica claramente el condensador de desacoplo implementado en el inicio de la red de entrada.



*Figura 5-4 Montaje del transistor TGF2933 con sus redes de entrada y salida*

A continuación, en las imágenes 5-5 y 5-6 se muestran las redes de polarización de drenador y puerta del transistor, respectivamente.



*Figura 5-6 Red de polarización de drenador*



*Figura 5-5 Red de polarización de puerta*

Por último, se muestra en la figura 5-7 una vista ampliada del transistor TGF2933, donde se han medido las longitudes de los cuatro hilos de bonding que conectan los pads del dispositivo con las líneas de transmisión del sustrato. Estos hilos de bonding actúan como elementos inductivos, básicamente, cuyo efecto no es despreciable según sea la frecuencia de operación, ya que su longitud influye directamente en la respuesta en frecuencia y la estabilidad del amplificador, especialmente en frecuencias de microondas. La longitud de cada uno de los 4 hilos bonding es aproximadamente de  $220\ \mu\text{m}$ , aunque para obtener la longitud real sería necesario tener en cuenta la longitud añadida por la forma que tienen cada uno de ellos, con lo que finalmente su longitud será sensiblemente mayor.

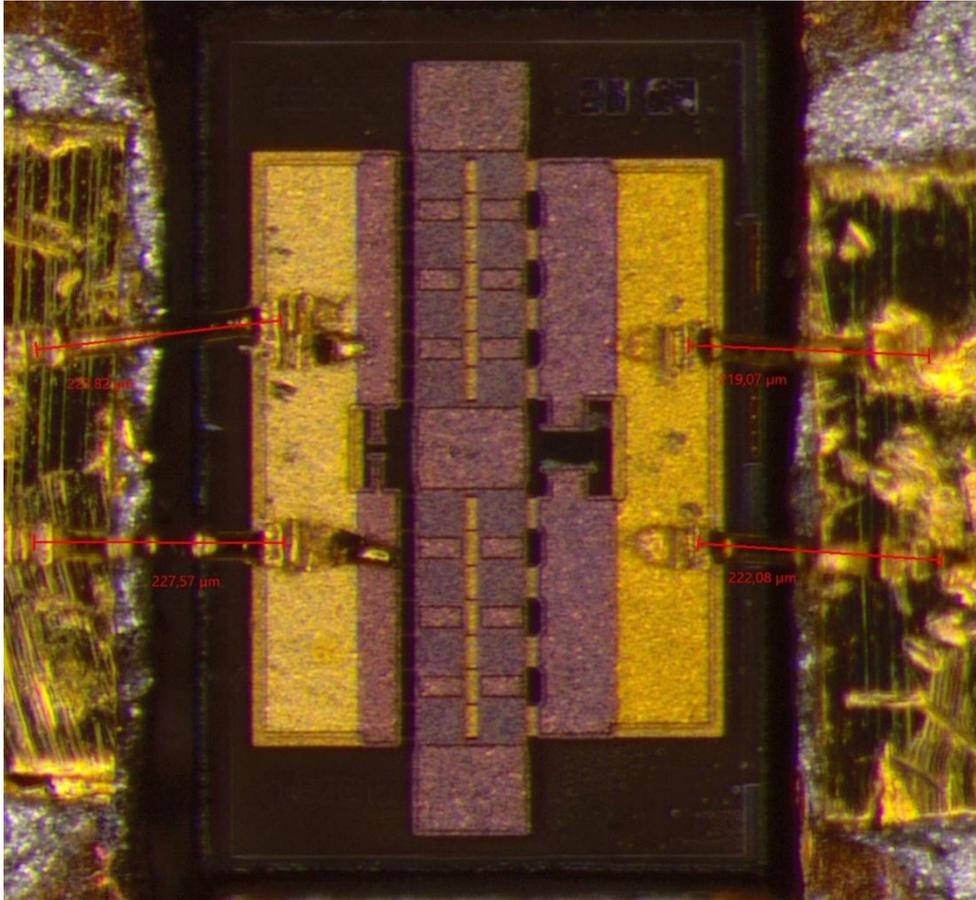


Figura 5-7 Fotografía en detalle del montaje del Transistor TGF2933

## 5.3 Caracterización de los LNAs

### 5.3.1 Banco de medida para la caracterización en pequeña señal: Parámetros S y Figura de Ruido

El primer paso antes de empezar a realizar las medidas es montar un banco de medida o set-up de caracterización adecuado que permita realizar las medidas de forma precisa. Este banco de medidas se ha configurado para realizar las medidas de parámetros S y figura de ruido de los dos LNAs.

En primer lugar, para las medidas de parámetros S se utilizará un analizador de redes (PNA) Keysight N25227A que cubre un rango de frecuencias de 10 MHz a 67 GHz. En los puertos del PNA se conectaron unos cables coaxiales a los que se les añadirán unas transiciones a conector 2.92 mm, que se conectarán a la entrada y salida del DUT (Device Under Test).

Se llevará a cabo una calibración SOLT (Short, Open, Load, Thru), con el kit de calibración 3652K de Anritsu. La calibración se ha realizado en un barrido de frecuencias entre 1 GHz y 40 GHz, con un paso de 100 MHz, lo que resultará en 391 puntos.

La calibración SOLT consiste en aplicar tanto en el puerto 1, como en el puerto 2 del PNA una terminación en circuito abierto, una en cortocircuito, una en una carga de 50 y finalmente una conexión directa entre ambos puertos.

Se aplicará una potencia en el puerto 1 de -30 dBm y una potencia en el puerto 2 de -20 dBm, con un ancho de banda de filtro IF BandWidth de 100 Hz. La elección de esta potencia baja, especialmente en el puerto de entrada, es debida a la necesidad de mantener al LNA dentro de su zona de operación lineal, evitando efectos no deseados como la compresión.

Para la caracterización de la figura de ruido de los LNAs utilizaremos la técnica del factor-Y [26]. Para esta técnica se utilizará una fuente de ruido y un analizador de ruido. En este caso se utilizarán la fuente de ruido N4000A (10 MHz – 18 GHz) que cuenta con una ENR (Excess Noise Ratio) de 6 dB y un medidor de ruido NFA8975B que cubre un rango de frecuencias entre 10 MHz y 26.5 GHz.

Para calcular el factor Y, es necesario disponer de dos niveles distintos de potencia de ruido, los cuales son generados por la fuente durante el proceso de medida. Esta fuente está controlada por el analizador de ruido, que le suministra una señal cuadrada, alternando entre 0V (estado apagado) y 28V (estado encendido), de esta forma se obtienen las dos potencias necesarias.

Las fuentes de ruido se caracterizan mediante un parámetro específico denominado ENR (Excess Noise Ratio) que representan el nivel adicional de ruido que añaden respecto a una fuente ideal. En las fuentes inteligentes, como es el caso, el valor de ENR se encuentra almacenado en una memoria interna de la propia fuente, lo que permite que el analizador lo lea automáticamente. La ENR se calcula con la siguiente expresión:

$$ENR = \frac{T_h - T_c}{T_o} \quad (\text{Ec 5.1})$$

$T_h$  y  $T_c$  son las temperaturas de la fuente de ruido cuando esta se encuentra encendida y apagada respectivamente, y  $T_o$  se refiere a la temperatura ambiente, es decir 290K.

El procedimiento de medida mediante esta técnica se divide en dos fases. En primer lugar, se realiza la calibración, en la que se evalúa el ruido añadido por del sistema de medida, en concreto el ruido generado por la segunda etapa, es decir el ruido del medidor de ruido, NFA (Noise Figure Analyzer). Este paso es esencial para que el sistema pueda tener en cuenta este valor de ruido propio del NFA a la hora de calcular el ruido del DUT.

Una vez realizada la calibración, se realiza la medida, en la cual el DUT se coloca entre la fuente de ruido y el analizador, permitiendo así determinar su figura de ruido mediante la diferencia de potencias registradas en los distintos estados de la fuente.

A continuación, se muestran las dos fases, de calibración y medición en las figuras 5-8 y 5-9 [27].

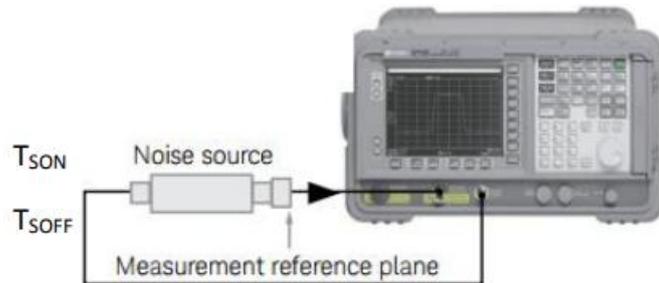


Figura 5-8 Esquema de calibración

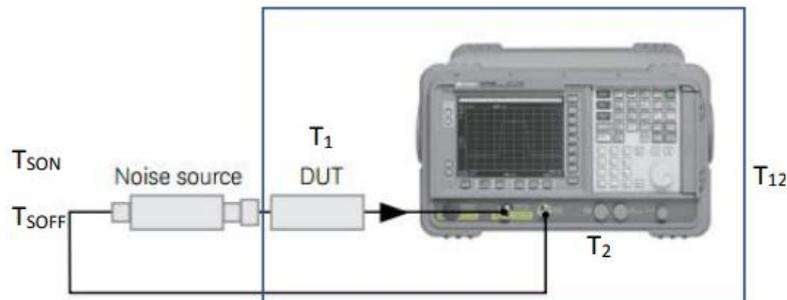


Figura 5-9 Esquema de medida

El factor  $Y$  es la relación entre las potencias de ruido medidas con la fuente de ruido encendida y apagada o como la relación entre las temperaturas de ruido asociadas a ambos estados:

$$Y = \frac{N^{ON}}{N^{OFF}} = \frac{kT^{ON}BG}{kT^{OFF}BG} = \frac{T^{ON}}{T^{OFF}} \quad (\text{Ec 5.2})$$

En donde  $N^{ON}$  es la potencia de ruido medida con la fuente encendida y  $N^{OFF}$  es la potencia medida con la fuente apagada.

Para realizar la calibración del sistema, es necesario configurar el banco de medida como se muestra en la figura 5-8. En este esquema se representa al NFA como la segunda etapa con una temperatura de ruido representada por  $T_2$ . Mientras,  $N_2^{ON}$  y  $N_2^{OFF}$  son las potencias de ruido con la fuente apagada y encendida.

$$Y_2 = \frac{N_2^{ON}}{N_2^{OFF}} = \frac{T^{ON} + T_2}{T^{OFF} + T_2} \quad (\text{Ec 5.3})$$

Despejando  $T_2$  se obtiene:

$$T_2 = \frac{T^{ON} + Y_2 T^{OFF}}{Y_2 - 1} \quad (\text{Ec 5.4})$$

A continuación, tal como se muestra en la figura 5-9 se coloca el DUT entre la fuente de ruido y el NFA, y se repite el cálculo del factor Y, esta vez correspondiente al sistema completo, DUT + NFA.

$$Y_{12} = \frac{N_{12}^{ON}}{N_{12}^{OFF}} = \frac{T^{ON} + T_{12}}{T^{OFF} + T_{12}} \quad (\text{Ec 5.5})$$

Despejando  $T_{12}$  se obtiene:

$$T_{12} = \frac{T^{ON} + Y_{12} T^{OFF}}{Y_{12} - 1} \quad (\text{Ec 5.6})$$

Para poder calcular la temperatura de ruido del DUT, es necesario determinar previamente su ganancia. Esta ganancia se obtiene a partir de las potencias de ruido medidas por el medidor, aplicando la siguiente expresión:

$$G_1 = \frac{N_{12}^{ON} - N_{12}^{OFF}}{N_2^{ON} - N_2^{OFF}} \quad (\text{Ec 5.7})$$

Una vez conocida la ganancia del DUT, se puede aplicar la fórmula de Friis para calcular la temperatura equivalente total del sistema, y a partir de ella obtener la temperatura de ruido del DUT.

$$T_1 = T_{12} - \frac{T_2}{G_1} \quad (\text{Ec 5.8})$$

### 5.3.2 Caracterización del amplificador ADL9006

Una vez configurado el set-up, se procede a realizar las medidas del LNA ADL9006. Como ya se explicó previamente en el apartado de diseño, es necesario introducir una polarización de drenador de  $V_d = 5 \text{ V}$  con una corriente de  $I_d = 53 \text{ mA}$ , mientras que la puerta se deja en circuito abierto ya que el dispositivo no requiere una polarización en este terminal debido a su configuración interna.

En la figura 5-10 se muestra el banco de medidas utilizado para la caracterización del ADL9006.

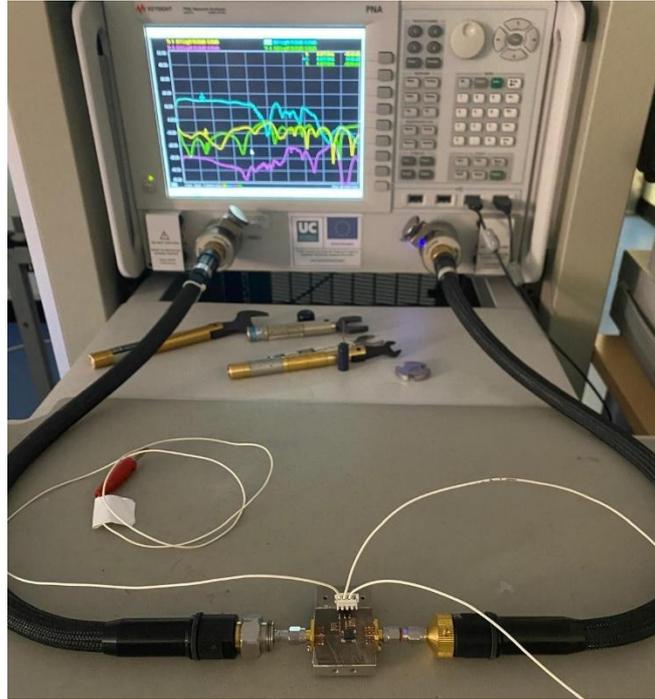


Figura 5-10 Banco de medidas del ADL9006

Inicialmente se realizaron las medidas con el conector de panel SMA R125.512.001, el seleccionado en la etapa de diseño. Sin embargo, tras analizar los resultados obtenidos, se observó que las prestaciones del amplificador diferían en gran medida con lo esperado en simulación, posiblemente debido a que el conector pudiese estar introduciendo pérdidas o desadaptaciones. Por este motivo se decidió sustituirlo por un conector SMA radiall de  $50 \Omega$ . Tras este cambio las prestaciones del LNA mostraron una ligera mejora acercándose más al comportamiento mostrado en la simulación. La diferencia entre ambos conectores se percibe en las adaptaciones, como se muestra en la figura 5-11.

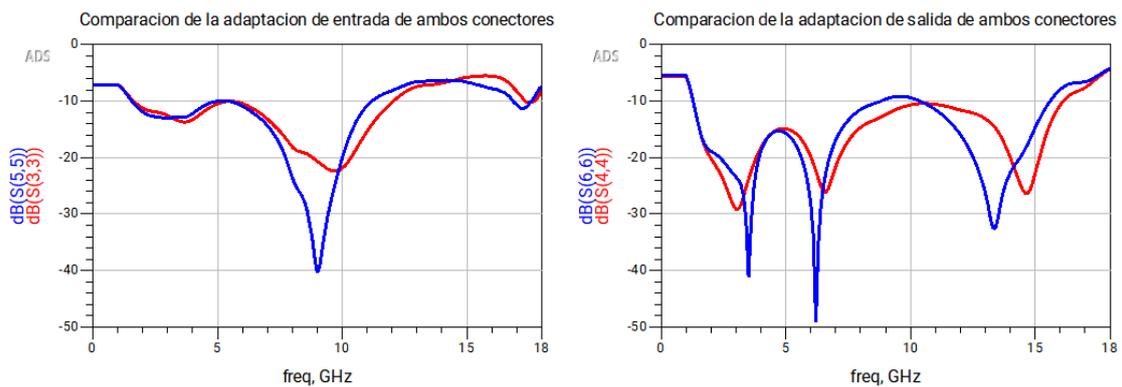


Figura 5-11 Comparación del rendimiento del LNA con distintos conectores. Trazo azul conector SMA, trazo roja conector radiall

Con el conector ya sustituido se procedió a comparar los resultados obtenidos en las medidas con los resultados obtenidos previamente en simulación.

En la figura 5-12 se muestra la comparación entre los distintos parámetros de Scattering. La traza roja representa los resultados simulados, mientras que las medidas vienen representadas por una línea discontinua de color azul. En cuanto a la ganancia, se observa que el rendimiento real del LNA en frecuencias inferiores a aproximadamente 17 GHz es similar a la simulación. Sin embargo, en frecuencias más elevadas las prestaciones reales empeoran considerablemente. Los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  por su parte, difieren significativamente respecto a la simulación, especialmente a partir de los 17 GHz donde las diferencias se hacen más evidentes.

La principal causa de esta degradación es el uso de conectores SMA, puesto que estos conectores están diseñados para operar de forma fiable únicamente hasta 18 GHz lo cual limita el rendimiento del sistema. El comportamiento en frecuencia de los distintos tipos de conectores utilizados típicamente en circuitos de microondas se presenta en la imagen 5-13.

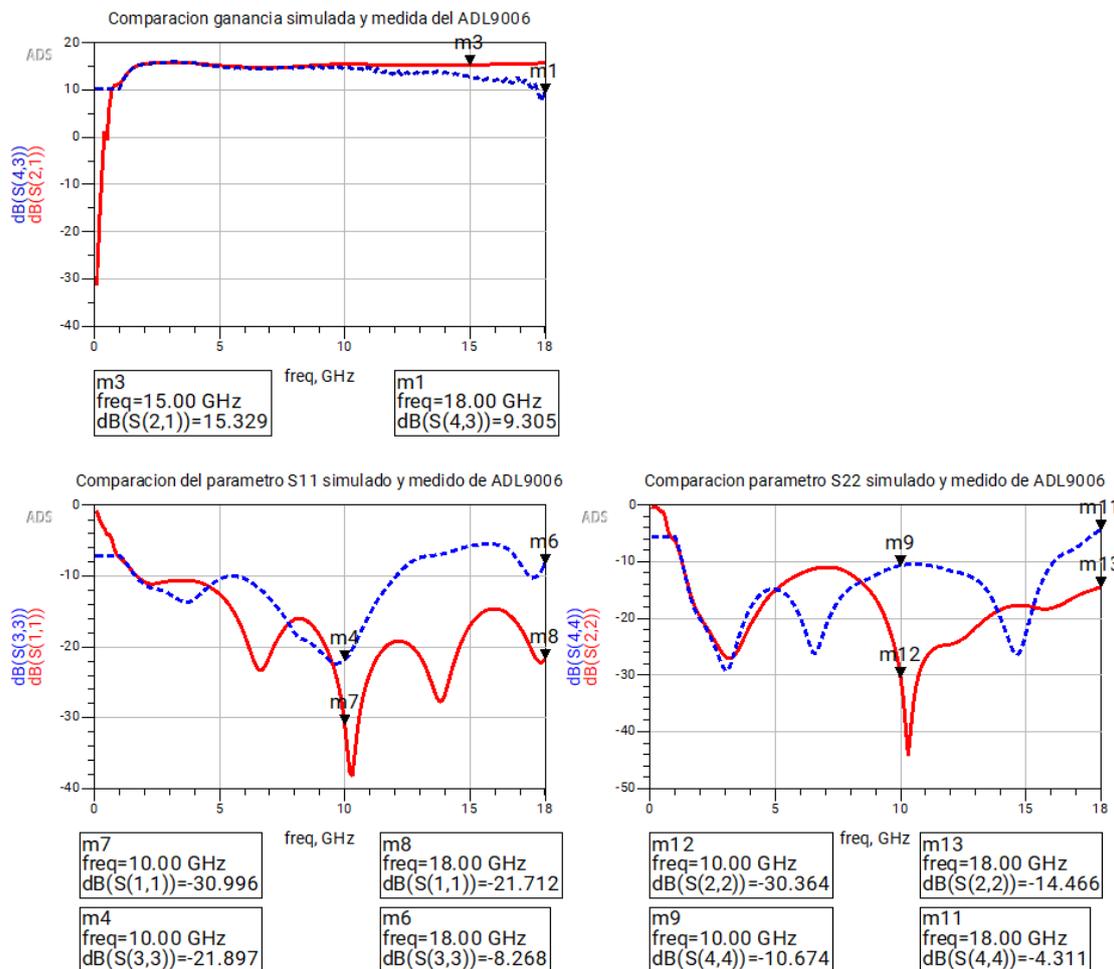


Figura 5-12 Comparación entre parámetros de scattering de simulación y medidas del ADL9006

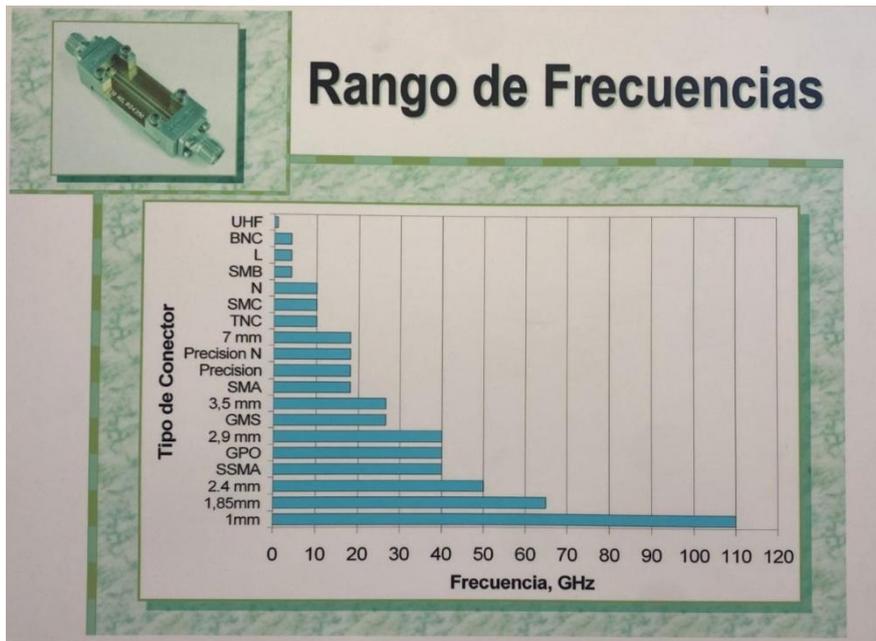


Figura 5-13 Rangos de frecuencia de los distintos tipos de conectores

A continuación, se presenta la comparación de la figura de ruido del ADL9006 obtenida mediante simulación y la medida realizada utilizando el set-up de ruido descrito previamente. En la figura 5-14, la traza roja representa la figura de ruido simulada mientras que la traza azul discontinua representa los resultados de la medida.

Como se puede observar, se repite el patrón ya comentado en apartados anteriores, las prestaciones reales del amplificador se degradan en frecuencias superiores en comparación con la simulación. En este caso, aproximadamente a partir de 13 GHz la figura de ruido se dispara haciendo el amplificador inutilizable en esa banda. Lo más probable es que se deba a los modelos de los componentes utilizados en las redes de polarización.

En las frecuencias comprendidas entre 7 y 13 GHz, las medidas reales se ajustan con las simuladas, fuera de esta banda, la discrepancia es mayor. Esta diferencia posiblemente se deba a los valores de la figura de ruido proporcionados por el fabricante y a los modelos de los elementos utilizados en las redes de polarización.

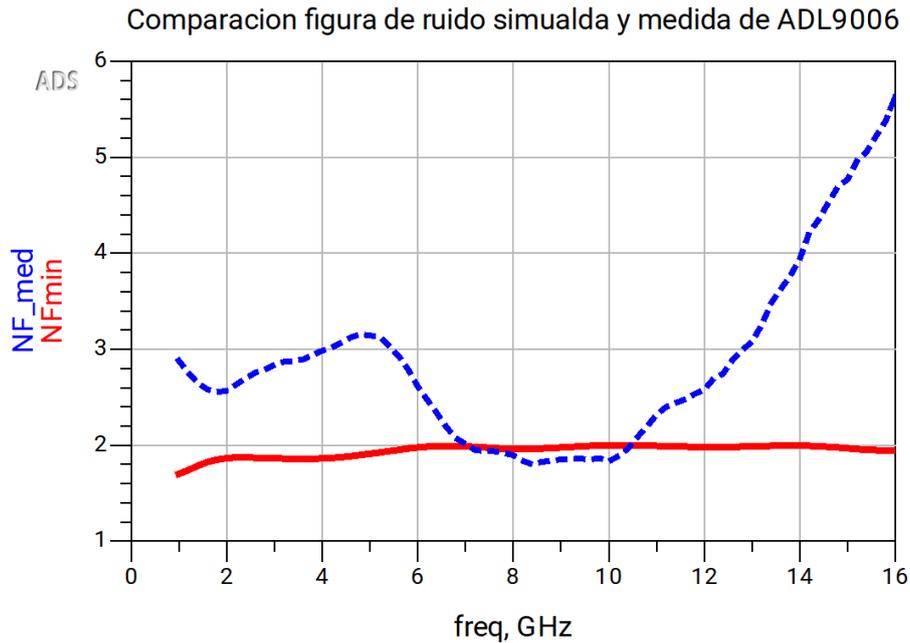


Figura 5-14 Comparación de la figura de ruido simulada y medida del ADL9006. Medida en traza azul discontinua, simulada en traza roja

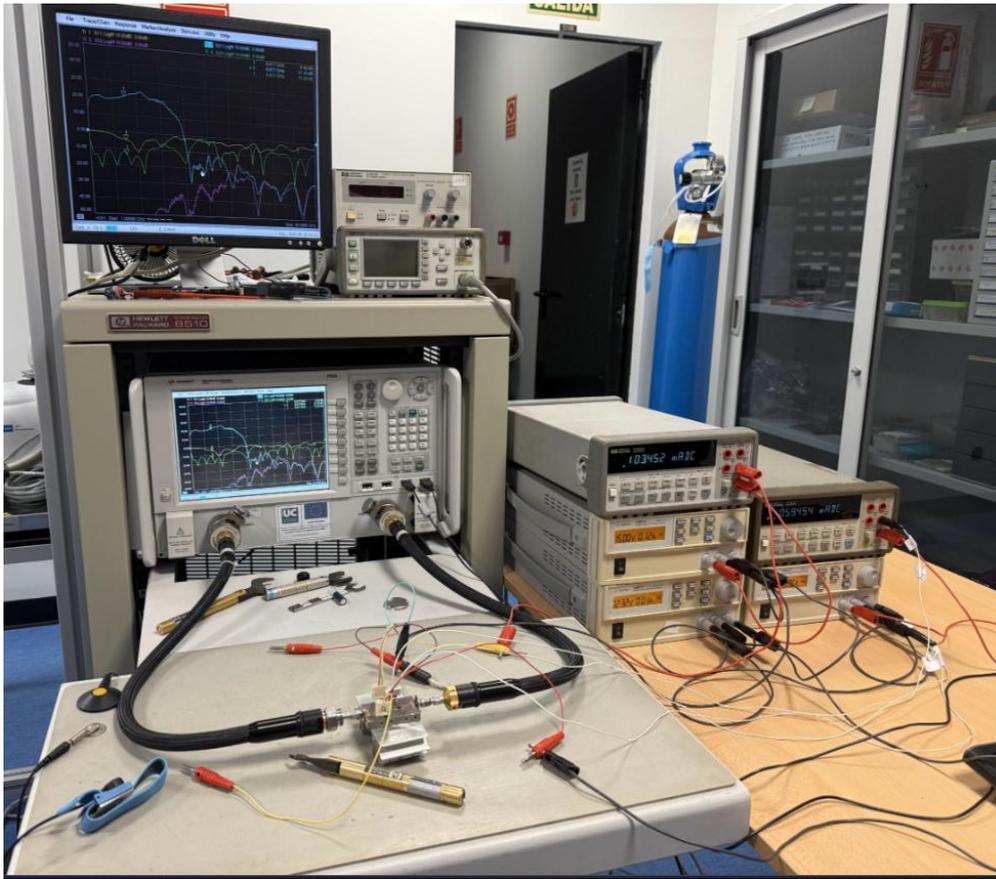
### 5.3.3 Medidas LNA completo

A continuación, se realizan las medidas del LNA completo una vez comprobado el correcto funcionamiento del LNA ADL9006, que constituye la segunda etapa del diseño. El primer paso para su caracterización consiste en polarizar correctamente ambas etapas.

La segunda etapa, basada en el ADL9006, se polarizará de igual forma que cuando fue evaluada en solitario: se aplica una tensión de drenador  $V_{d2} = 5 V$  obteniéndose una corriente de  $I_d = 53 mA$ , con el terminal de puerta en circuito abierto.

En la primera etapa será necesaria una polarización de puerta y drenador. En primer lugar, se polarizará la puerta con una tensión cercana al valor de pinch-off del transistor, ajustando su tensión hasta lograr una corriente nula en el drenador, este punto se encuentra en  $V_{g1} = -4 V$ . A continuación, se introduce la tensión de drenador de la primera etapa, en este caso, se ha utilizado un rango de tensiones de drenador comprendidas entre 10 V y 20 V, y se ajusta nuevamente la tensión de puerta para alcanzar una corriente de drenador adecuada, en torno a 120 mA.

En la figura 5-15 se muestra el banco de medidas utilizado para la caracterización del LNA completo.



*Figura 5-15 Banco de medidas del LNA completo*

Durante el proceso de polarización del LNA completo, se observó que el sistema no era capaz de operar cuando la corriente de drenador de la primera etapa superaba los 30 mA. Este problema se debía a la aparición de oscilaciones en frecuencias bajas las cuales provocaban un funcionamiento inestable del sistema que a su vez provocaba un aumento en el consumo muy elevado. Se sospecha que el origen de estas inestabilidades esté en un comportamiento inadecuado de las redes de polarización en frecuencias muy bajas.

Como solución, se decidió introducir dos nuevos condensadores en las redes de polarización de puerta y drenador del TGF2933 de valor  $10 \mu\text{F}$ . Estos condensadores actúan de igual forma que los ya implementados, comportándose como un corto circuito para las señales de muy baja frecuencia desviándolas a tierra. Su elevado valor los hace especialmente eficaces para frecuencias más bajas, complementando el filtro ya proporcionado por el resto de los condensadores.

A continuación, en la figura 5-16 se presenta la comparación en términos de parámetros S del amplificador, antes y después de introducir los nuevos condensadores. Como es de esperar al no ser capaz de polarizar el transistor correctamente, el sistema tiene un comportamiento mucho peor sin los nuevos condensadores incorporados. En la figura siguiente, 5-17, se muestra también la integración física de los nuevos condensadores en el sistema, resaltados mediante un círculo rojo.

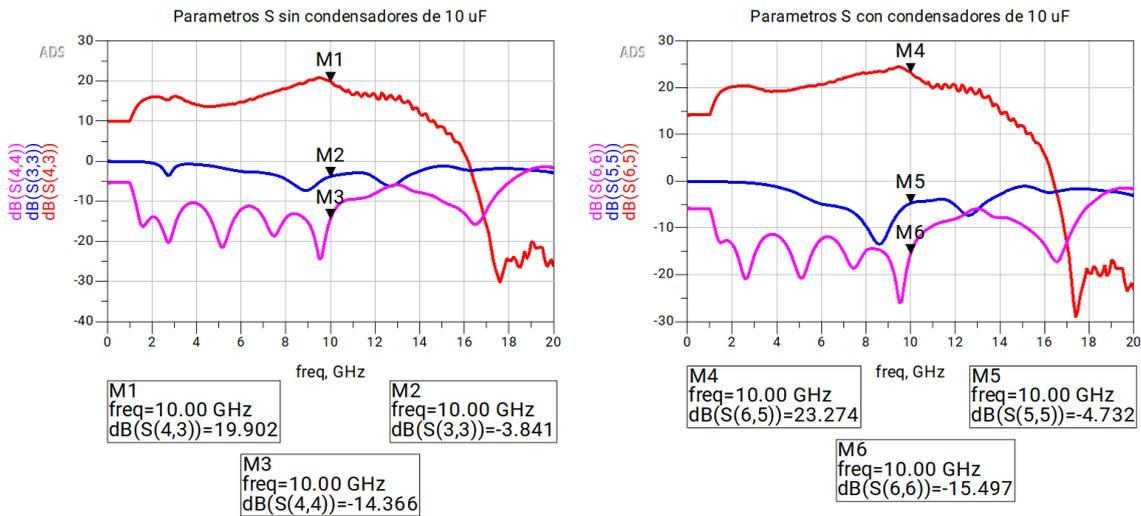


Figura 5-16 Comparación del rendimiento del amplificador antes y después de introducir los nuevos condensadores

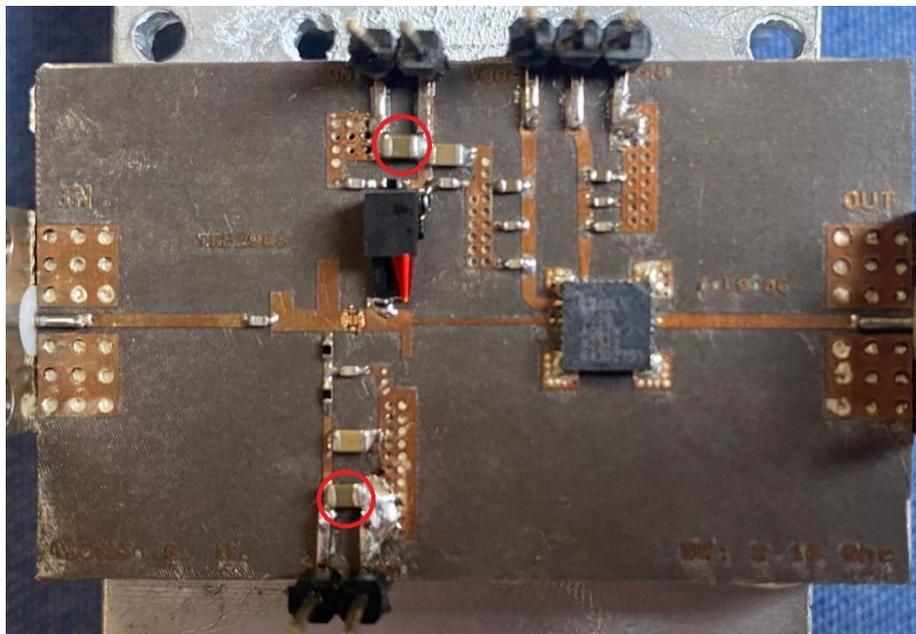


Figura 5-17 Integración física de los nuevos condensadores

Con la introducción de los condensadores de  $10 \mu\text{F}$ , se procedió a comparar los resultados obtenidos en las medidas con los resultados obtenidos previamente en simulación. En la figura 5-18 se muestra la comparación de los distintos parámetros S.

Los parámetros simulados se presentan en una traza roja continua que sirve como referencia teórica. Por otro lado, se estudia los resultados de las medidas de tres puntos de polarización distintos, representadas por trazas discontinuas:

- Traza verde:  $V_{d1} = 10 \text{ V}$ ,  $I_d = 120 \text{ mA}$ ,  $V_{g1} = -2.17 \text{ V}$ .
- Traza azul:  $V_{d1} = 12 \text{ V}$ ,  $I_d = 80 \text{ mA}$ ,  $V_{g1} = -2.37 \text{ V}$ .
- Traza rosa:  $V_{d1} = 20 \text{ V}$ ,  $I_d = 160 \text{ mA}$ ,  $V_{g1} = -2.51 \text{ V}$ .

Al analizarse los resultados se observa que todos los parámetros S medidos comienzan a degradarse respecto a la simulación a partir de aproximadamente 15 GHz, lo cual es debido, como ya se ha explicado previamente, a las limitaciones de los conectores utilizados. En términos de la ganancia, su comportamiento es bastante parecido hasta ese valor de frecuencia. En cuanto al nivel de adaptación conseguido en la salida y entrada, se aprecian diferencias que varían según la frecuencia. Mientras que, en algunos puntos el comportamiento simulado es mejor, en otros las medidas presentan mejores resultados.

Por último, como se puede observar el punto de polarización con mejores prestaciones es el correspondiente a la traza verde, es decir  $V_{d1} = 10 V$ ,  $I_d = 120 mA$ ,  $V_{g1} = -2.17 V$ , razón por la cual esta polarización se utilizará para el análisis de la figura de ruido.

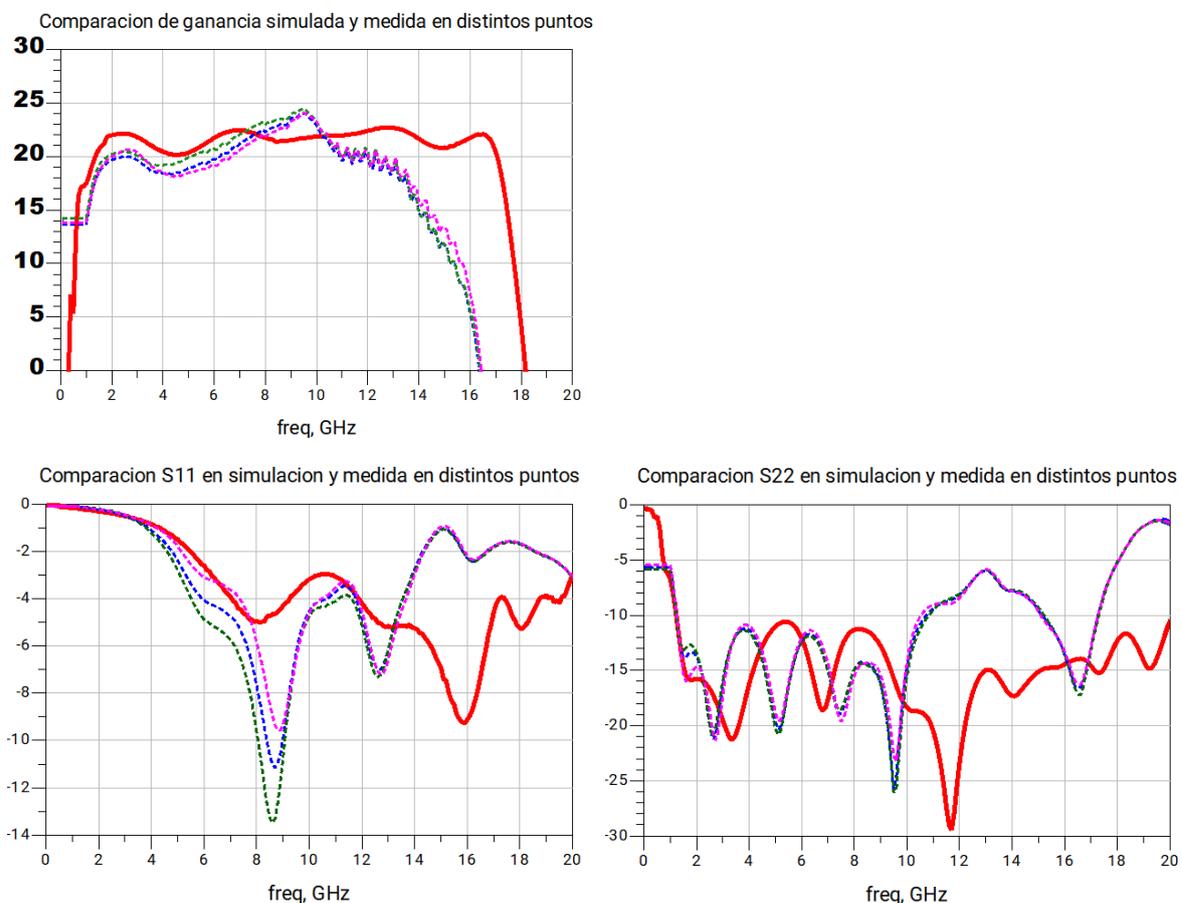


Figura 5-18 Comparación de Parámetros S en simulación y medida en distintos puntos

A continuación, se presenta una figura en la que se estudia la diferencia entre la figura de ruido simulada y medida del LNA completo. Inicialmente, se decidió utilizar para la medida el punto de polarización con mejor ganancia. Sin embargo, una vez realizadas las medidas, se observó que otro punto de polarización ofrecía un comportamiento mejor en términos de figura de ruido.

En la figura 5-19 se representa en la traza roja la figura de ruido simulada, y en trazas discontinuas los resultados de las medidas de dos puntos de polarización distintos:

- Traza verde:  $V_{d1} = 10\text{ V}$ ,  $I_d = 80\text{ mA}$ ,  $V_{g1} = -2.30\text{ V}$ .
- Traza azul:  $V_{d1} = 8\text{ V}$ ,  $I_d = 120\text{ mA}$ ,  $V_{g1} = -2.16\text{ V}$ .

Como se puede observar el sistema vuelve a presentar una degradación a partir de los 13 GHz. En frecuencias inferiores la figura de ruido se ajusta razonablemente bien a la simulación. De entre los dos puntos analizados, la traza azul muestra las mejores prestaciones en cuanto a ruido, siendo ligeramente inferior que la medida de la traza verde. Es importante indicar que, en las simulaciones, tanto de parámetros S como de figura de ruido, no se incluye los efectos de los conectores de panel.

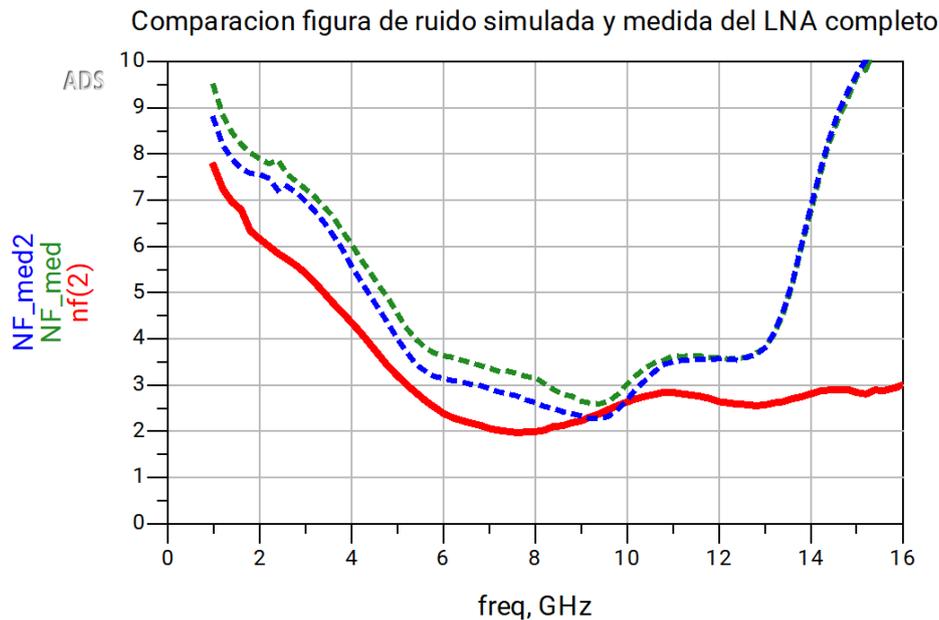


Figura 5-19 Comparación de la figura de ruido simulada y medida del LNA completo

Finalmente, dentro de la caracterización del LNA completo se va a analizar el punto de compresión 1 dB (P1dB) a la frecuencia de 9 GHz.

Un amplificador ideal tendría una ganancia constante, sin importar como de grande fuese la potencia de la señal de entrada. En la realidad, cuando se alcanza un cierto valor de potencia de entrada a medida que se aumenta ese valor, el dispositivo ya no es capaz de mantener la misma ganancia, es decir el amplificador comienza a saturarse y no amplifica proporcionalmente.

El punto de compresión 1 dB (P1 dB) se define como el nivel de potencia en el que la ganancia del amplificador se ve reducida en 1 dB respecto a su valor en la región lineal. Este valor se puede indicar en términos de potencia de entrada (IP1dB) o de potencia de salida (OP1dB). A continuación, en la figura 5-20 se muestra una gráfica de la potencia de salida y ganancia del amplificador en función de la potencia de entrada.

Durante la medida, se aumentó progresivamente la potencia de entrada del amplificador, mientras se monitoriza la ganancia del sistema. Se determinó que la ganancia en zona lineal es de 23.34 dB, por lo tanto, el punto de compresión de 1 dB se alcanzará cuando la ganancia se reduzca a aproximadamente 22.34 dB.

El valor más cercano observado es una ganancia de 22.36 dB, que corresponde a una potencia de entrada de -10.2 dBm, por lo que la potencia de salida, el OP1dBm, correspondiente es 12.19 dBm.

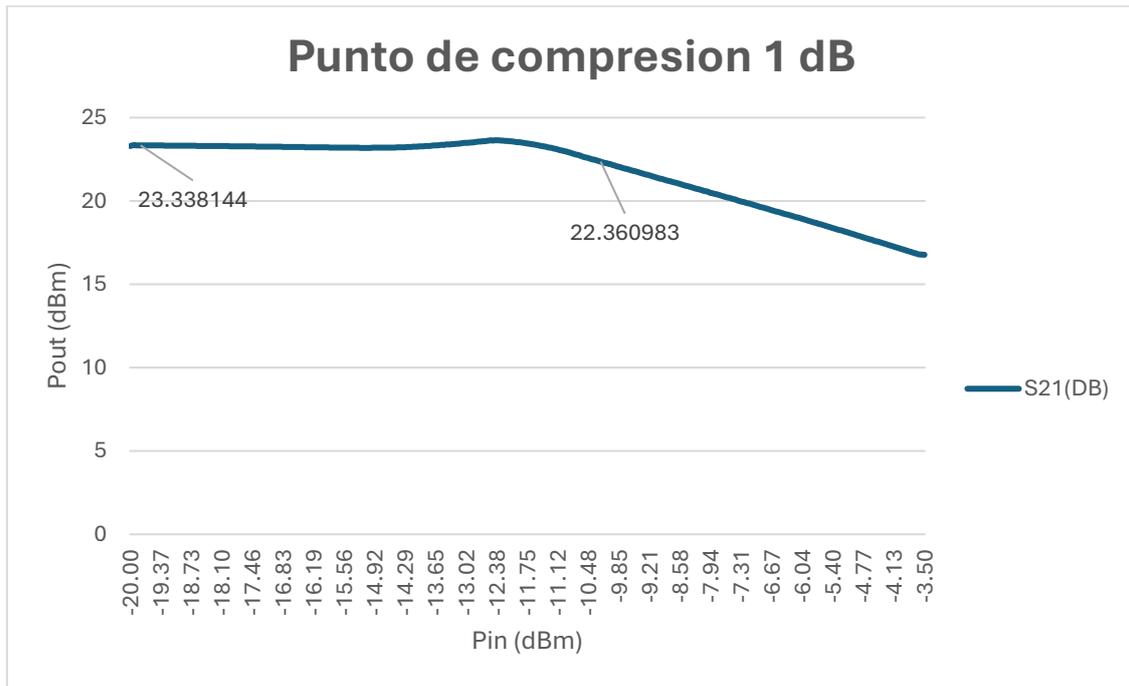


Figura 5-20 Punto de compresión P 1dB @ 9 GHz

# Capítulo 6

## 6 Medidas de robustez de los LNAs

Tras haber analizado el comportamiento de ambos amplificadores en cuanto a ganancia, adaptación y figura de ruido, en este capítulo se estudia un aspecto importante para ciertas aplicaciones de los amplificadores de bajo ruido, que se refiere a la robustez de los mismos frente a señales interferentes de entrada de alta potencia.

La finalidad de este análisis es comprobar si la incorporación de la etapa preamplificadora basada en el transistor TGF2933 aporta una mejora significativa en la capacidad del LNA completo para soportar potencias de entrada más altas en comparación al ADL9006 utilizado de manera individual. Para ello, se llevarán a cabo una serie de medidas mediante un banco de medidas, desarrollado específicamente para esta caracterización. Ambos amplificadores se someterán a una señal de entrada de onda continua, emulando la interferencia, cuyo nivel de potencia se irá aumentando, aplicando cada nivel de potencia durante un tiempo constante, mientras se observa la potencia de salida y la ganancia del amplificador bajo prueba.

Este estudio permitirá evaluar si el diseño implementado logra, no solo mejorar el rendimiento bajo condiciones normales, sino también incrementar la robustez global del sistema frente a potencias de entrada mayores, aspecto especialmente importante en entornos en donde el nivel de señal puede variar significativamente.

### 6.1 Banco de medida desarrollado

Con el objetivo de analizar la robustez de los amplificadores ante señales de entrada de alta potencia, se ha desarrollado un banco de medidas específico. A diferencia del set-up utilizado para las medidas de parámetros S o figura de ruido, este set-up está orientado a someter a los LNAs a niveles de potencia progresivamente crecientes hasta alcanzar su límite operativo, permitiendo observar su comportamiento en condiciones de saturación. El ensayo no solo permite observar la aparición de compresión y degradación del rendimiento del sistema, sino que se extiende hasta provocar un fallo funcional completo del dispositivo con el fin de establecer su tolerancia máxima.

Dado que no se dispone de una metodología estandarizada para este tipo de medida, el banco de medida ha sido planteado desde cero, adaptado a las características de los dispositivos fabricados. A continuación, se describe en detalle el esquema del banco de medida y los elementos que lo componen.

El objetivo principal de este set-up será introducir una interferencia al DUT, es decir, se introducirá una señal de potencia alta a una frecuencia dada. La interferencia tendrá que darse en una frecuencia en la que el DUT se encuentre en su banda útil de ganancia, por lo que se decidió utilizar una frecuencia de 10 GHz. Es importante notar que la elección de la frecuencia de la interferencia dentro del margen de frecuencias donde el amplificador está adaptado es un peor caso.

En el banco de medida se utilizarán guías de onda WR62. Cada guía de onda presenta una frecuencia de corte  $f_c$ , por debajo de la cual las señales no pueden propagarse dentro de ella. Tan solo las señales con frecuencias mayores a esta frecuencia de corte pueden propagarse por la guía de onda.

Para comprobar el comportamiento del amplificador después de la aplicación de la señal interferente, se va a utilizar un analizador vectorial de señal (PNA). En el banco de medidas es necesario proteger los receptores de entrada del PNA de la potencia introducida a la frecuencia 10 GHz utilizada para realizar la interferencia y probar al LNA. Por esta razón, se emplearán tramos de guía de onda WR62, ya que cuentan con una  $f_c$  de 9.6 GHz aproximadamente. Dado que la interferencia que se desea suprimir se encuentra en 10 GHz, estas guías funcionarían como un filtro paso alto atenuando significativamente dicha interferencia.

En la figura 6-1 se muestra la respuesta del PNA cuando a su salida y entrada se conectan dos transiciones SMA- WR62 back-to-back. Como se puede observar, la frecuencia de corte de la guía se encuentra aproximadamente en 9.5 GHz, y la banda de frecuencias que se puede medir correctamente se encuentra entre 12.4 GHz y 18 GHz. En la frecuencia de la interferencia (10 GHz) el nivel de atenuación es -30 dB. Por tanto, la respuesta del LNA solo se medirá para frecuencias mayores de 12 GHz.

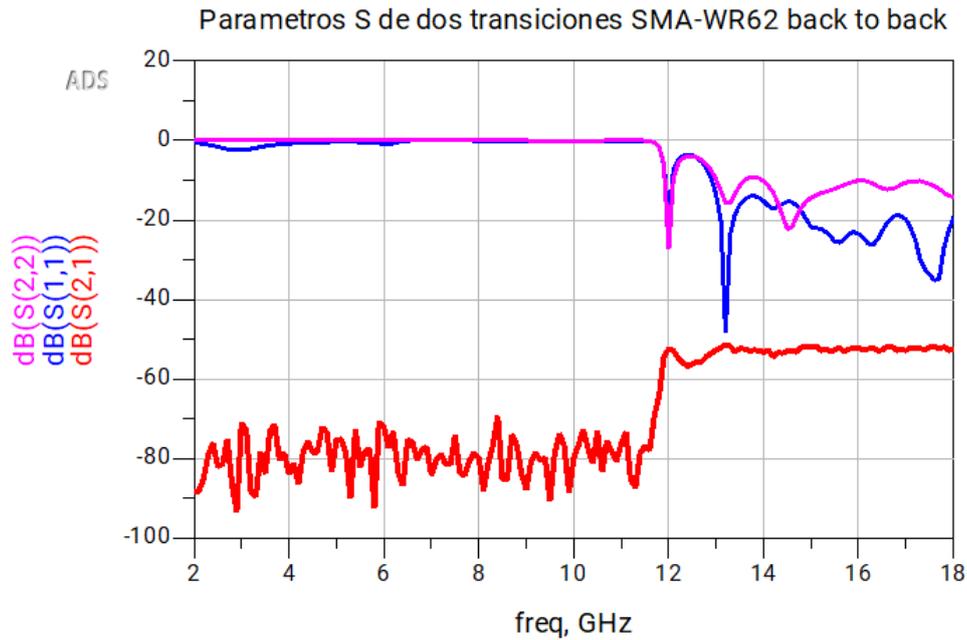


Figura 6-1 Parámetros S de dos transiciones SMA-WR62 back-to-back

En el set-up de medida también se van a utilizar dos acopladores direccionales. Estos dispositivos permiten dividir una señal entre diferentes salidas de forma controlada. Cada acoplador cuenta con cuatro puertos: el puerto de entrada, por donde se inyecta la señal; el puerto directo, por donde sale la mayor parte de la señal sin verse apenas atenuada; el puerto acoplado, por donde aparece una pequeña parte de la señal útil para su medida; y el puerto aislado que recibe una señal aún menor que el puerto acoplado.

En la figura 6-2 se muestran la transmisión, acoplo y aislamiento de uno de los acopladores que se utilizan, en concreto el modelo 11692D Dual Directional Coupler de Hewlett Packard. Como se puede ver la traza roja muestra el puerto directo sin apenas atenuación, la traza verde el puerto acoplado con -20 dB y la traza azul el puerto aislado con al menos -40 dB. El segundo acoplador que se utiliza es el modelo ZDDC10-K0144 de mini circuits y cuenta con una atenuación de -30 dB en el puerto acoplado y -60 dB en el puerto aislado, con conectores 2.92mm.

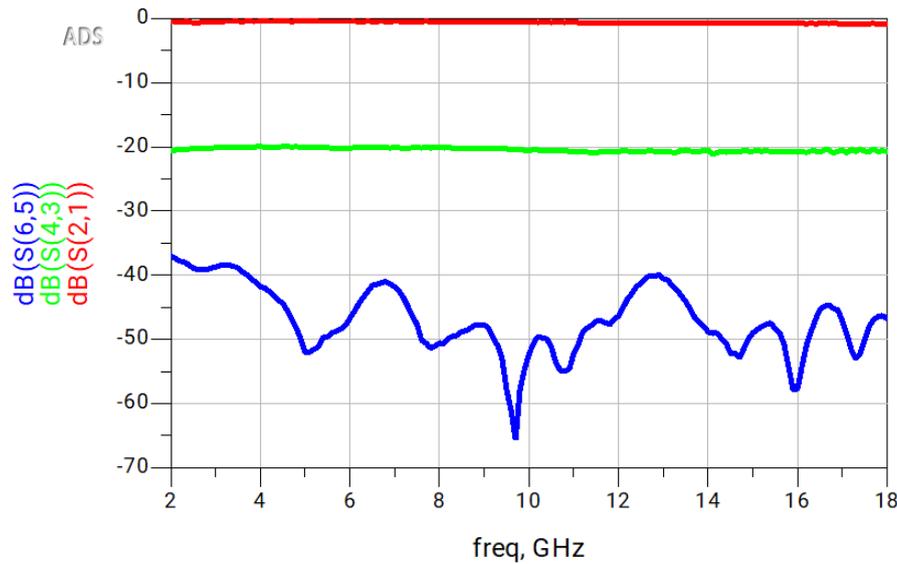


Figura 6-2 Atenuación de los accesos del acoplador 11692D Dual Directional Coupler. Trazo rojo puerto directo, trazo verde puerto acoplado, trazo azul puerto aislado

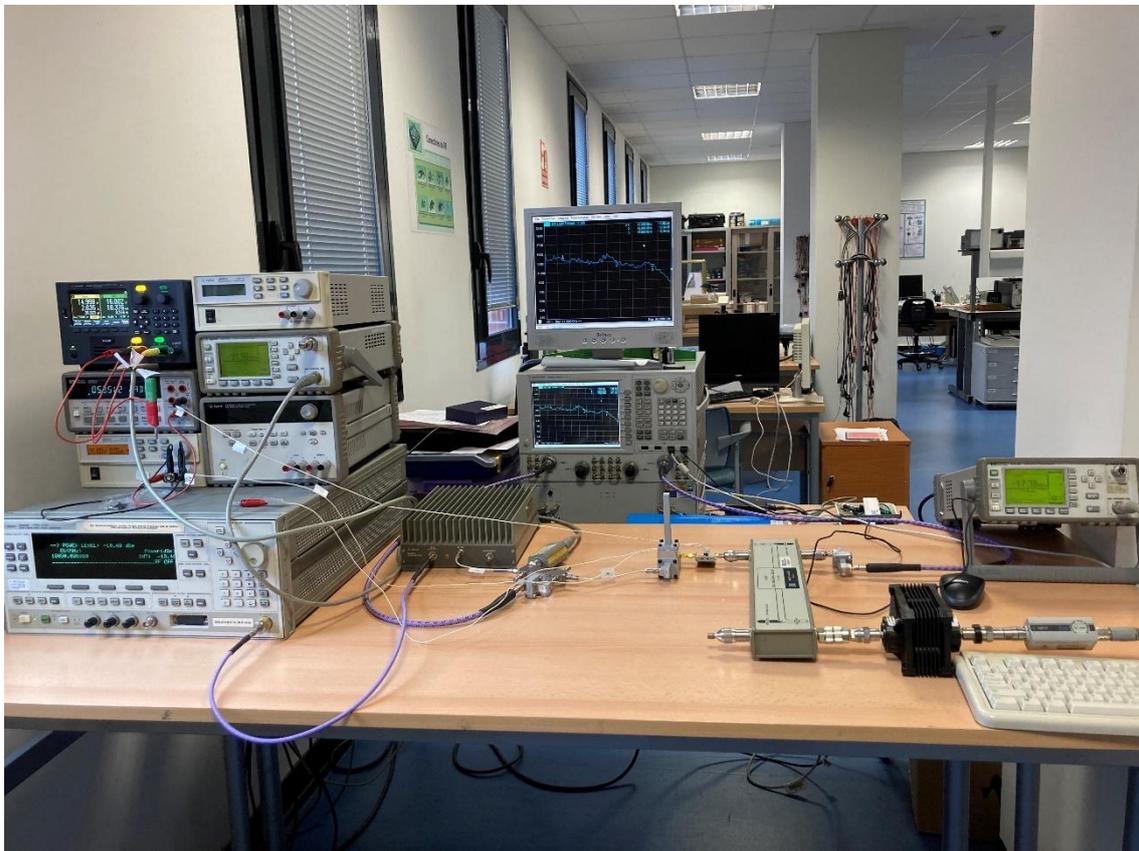
El banco de medida implementado se muestra en la figura 6-4. En primer lugar, para generar la señal de interferencia se ha utilizado un generador de señal, en nuestro caso se ha usado modelo E8257D de Agilent, con un rango de frecuencias de 0.25-40 GHz. Para conseguir el nivel de potencia necesario de la señal, se ha utilizado el amplificador 83020A de Agilent, que cuenta con una ganancia de 30 dB en el rango de frecuencias entre 2 y 26 GHz. La potencia máxima de salida de este amplificador es de unos +35 dBm. La salida de este amplificador se conectará al acoplador que cuenta con 30 dB de atenuación en su puerto acoplado. Dicha salida acoplada se conectará a un medidor de potencia, para de esta forma, monitorizar la potencia de entrada del sistema, atenuada 30 dB respecto de la real. Por otro lado, la salida aislada del acoplador se conecta mediante dos transiciones SMA-WR62, que forman el filtro antes explicado y posteriormente se conecta al acceso 1 del PNA. Esta configuración cumple dos funciones, por un lado, al estar en la salida aislada del acoplador se asegura que la señal que llega al PNA este altamente atenuada evitando así posibles daños, por otro lado, el filtro formado por las guías de onda bloquea la interferencia generada para que no llegue al PNA.

La salida directa de este primer acoplador se conecta a un circulator, en cuya tercera salida se coloca una carga adaptada, con el objetivo de evitar que reflexiones de potencia alta accedan al amplificador 83020A. Esto garantiza que las posibles reflexiones del DUT no interfieran con las medidas de potencia de entrada y medidas en el puerto 1 del LNA. A la salida de este circulator se conecta el DUT.

A la salida del DUT se conecta el segundo acoplador, el modelo 11692D Dual Directional Coupler, cuya salida directa se conectará a un segundo medidor de potencia, de esta forma se podrá medir la potencia de salida real del amplificador. La salida acoplada de este acoplador se conecta al acceso 2 del PNA, nuevamente a través de un filtro paso-alto

formado por dos transiciones SMA-WR62, para evitar que la interferencia pueda dañar al analizador. La salida aislada de este acoplador estará terminada en una carga adaptada. Es importante indicar que debido a los filtros utilizados y a la inyección de la señal del PNA a través de los puertos acoplados de los acopladores direccionales, no es posible la medida del nivel de adaptación del LNA bajo prueba, solamente su ganancia.

Esta configuración permite obtener una medida precisa y en tiempo real de la ganancia del DUT, al tiempo que protege el PNA y lo aísla de la señal interferente. Este set-up también permite monitorizar las potencias de entrada y salida de todo el sistema. A medida que se incrementa la potencia de la señal de interferencia desde el generador, es posible estudiar el comportamiento del amplificador bajo condiciones de saturación, así como determinar el punto en el que comienza a fallar, evaluando así satisfactoriamente su robustez frente a señales externas de alta potencia. En la figura 6-3 se muestra el banco de medidas desarrollado.



*Figura 6-3 Banco de medidas desarrollado para robustez*

Como se ha comentado anteriormente y para una visualización más clara se ha representado un esquema los elementos que componen este banco de medidas y la conexión entre ellos, mostrado en la figura 6-4.

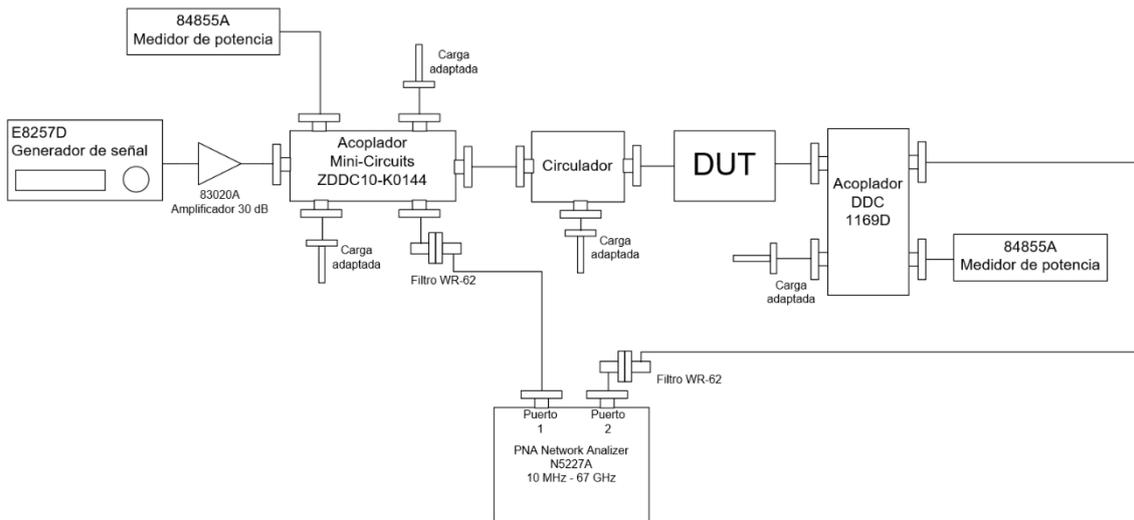


Figura 6-4 Esquema del banco de medidas para el estudio de la robustez

## 6.2 Resultados

Una vez implementado el banco de medida descrito en el apartado anterior, se procedió a realizar la prueba de robustez sobre ambos amplificadores.

La prueba consistió en integrar cada uno de los dos LNAs dentro del set-up, polarizar cada uno como se especificó en el apartado de medidas del Capítulo 5 y posteriormente incrementar progresivamente la potencia de entrada de la señal de interferencia monitorizando la respuesta del DUT mediante la potencia de salida y posteriormente la ganancia obtenida.

En primer lugar, se realizarán las medidas del amplificador ADL9006 en solitario. Se iniciará con una potencia de entrada en el generador de señales a 10 GHz de -30 dBm, que luego se verá amplificada en 30 dB por el amplificador 83020A, la señal continuará hacia el acoplador, y será medida desde el acceso acoplado por lo que se verá atenuada otros 30 dB. De esta forma en el medidor de potencia se medirán -30 dBm cuando se apliquen en la entrada del DUT 0 dBm.

Se realizaron un total de doce medidas en las que se incrementó progresivamente la potencia de entrada de la señal desde 0 dBm hasta +33 dBm, punto en el cual el amplificador dejó de operar correctamente. Cada una de las medidas se realizó después de introducir cada potencia de entrada durante 90 segundos al amplificador.

En la figura 6-5 se muestra la gráfica en la que se comparan las potencias de entrada y salida medidas. Como puede observarse, en los primeros puntos del barrido, la potencia de salida aumenta de manera lineal con la potencia de entrada. Sin embargo, a partir de

cierto punto, el dispositivo comienza a saturarse y la ganancia deja de ser constante y empieza a reducirse.

Al seguir aumentando la potencia de la señal aplicada a la entrada, se alcanza el punto de máxima potencia de salida.. Tal y como se muestra en la figura 6-5, esta potencia máxima de salida es de aproximadamente +15 dBm, lo cual coincide razonablemente con el valor de  $P_{sat} = +17$  dBm proporcionado por el fabricante en la hoja de datos del componente, teniendo en cuenta las condiciones específicas de la medida y posibles pérdidas en los conectores de panel utilizados y líneas de acceso de entrada y salida.

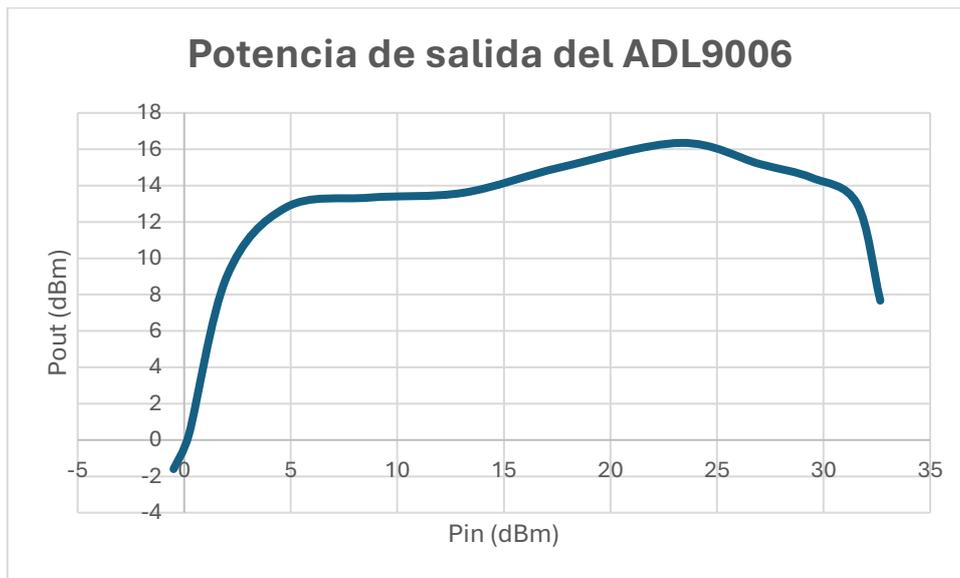


Figura 6-5 Comparación potencia de entrada y salida del ADL9006 a 10 GHz

A medida que se incrementaba la potencia de entrada y se monitorizaba la potencia de salida, también se registró la ganancia del amplificador con el objetivo de determinar hasta que nivel de potencia de entrada era capaz de aguantar sin ver su comportamiento degradado. En la figura 6-6 se muestra una comparación entre el comportamiento del LNA trabajando en condiciones de pequeña señal, traza roja, sin introducir ninguna interferencia, y el comportamiento del LNA después de introducir una potencia de entrada de +32 dBm, traza azul.

Como se puede observar, con una interferencia de potencia de entrada de +32 dBm el amplificador continúa presentando un comportamiento similar al inicial, manteniendo su ganancia. Sin embargo, a partir de la siguiente medida en la que se aumentó 1 dB la potencia de entrada, +33 dBm, el amplificador dejó de funcionar, la ganancia disminuyó a un valor de -20 dB, por lo que se establece que su límite de supervivencia en cuanto a la potencia de una señal interferente recibida es de +32 dBm.

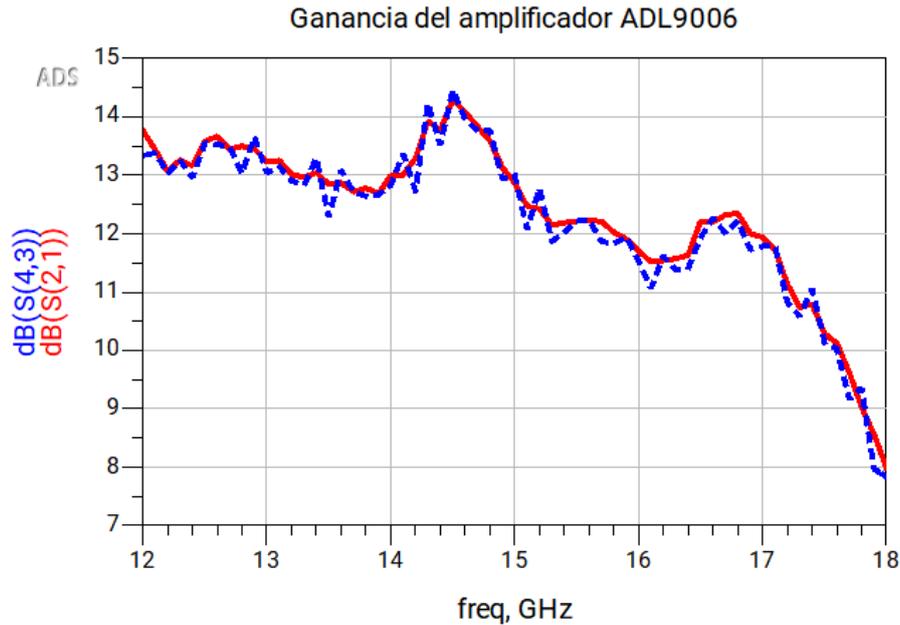


Figura 6-6 Comparación de la ganancia del LNA ADL9006 sin interferencia y habiendo recibido una señal interferente de potencia +32 dBm (justo antes dañarse).

Durante la medida de robustez también se monitorizó el consumo del ADL9006 con el fin de detectar posibles alteraciones en su comportamiento eléctrico. En la figura 6-7 se muestra la evolución de la corriente consumida en función de la potencia de entrada recibida de la señal interferente de 10 GHz.

Inicialmente el amplificador consume aproximadamente 50 mA lo que se corresponde con el consumo proporcionado por el fabricante en su hoja de datos. Sin embargo, en la tercera y cuarta medida, correspondientes a una potencia de entrada de +3 dBm y +5 dBm se observa un aumento repentino en la corriente consumida que se mantiene constante en ese nuevo nivel durante el resto del ensayo.

Este incremento del consumo es debido a la saturación del dispositivo, indicado que a pesar de que la ganancia del sistema aún no se ha deteriorado en esos niveles de potencia de entrada, el ADL9006 comienza a sufrir estrés eléctrico.

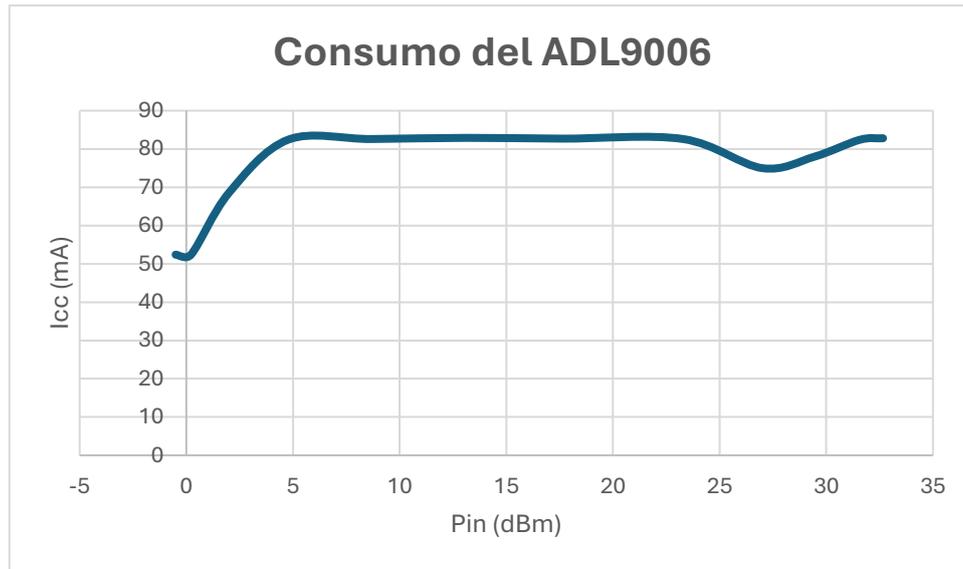


Figura 6-7 Consumo del ADL9006 a medida que se aumenta la potencia de entrada de la señal interferente de 10 GHz.

Una vez analizado el comportamiento del ADL9006 en solitario frente a una señal de entrada de alta potencia, se procede a realizar la misma medida sobre el LNA completo diseñado. El objetivo es evaluar si la etapa de pre-amplificación basada en el transistor TGF2933 proporciona una mejora significativa en cuanto a tolerancia frente a potencias de entrada, y por tanto si el sistema completo presenta una mayor robustez que el ADL9006 individualmente.

La metodología seguida ha sido exactamente la misma que en el caso anterior, se incrementará la potencia de la señal interferente progresivamente, mientras se monitorizan las potencias de entrada y salida y se registra la ganancia del amplificador y su consumo. En este caso se realizarán un total de seis medidas en las que se incrementó la potencia de entrada desde 0 dBm hasta +25 dBm, punto en el que el LNA completo dejó de funcionar correctamente. De igual forma que con el ADL9006 las medidas se realizaron después de introducir cada potencia de entrada de la señal interferente durante 90 segundos.

En la figura 6-8 se muestra la gráfica correspondiente a la medida de robustez del amplificador completo, en la que se comparan las potencias de entrada y salida a 10 GHz obtenida en seis medidas. Como se puede observar el amplificador se encuentra en el punto de máxima compresión desde el inicio al introducirle 0 dBm. En este punto de máxima compresión la potencia de salida es aproximadamente de +18.5 dBm lo que supone una mejora de 3.5 dB respecto al valor máximo del ADL9006.

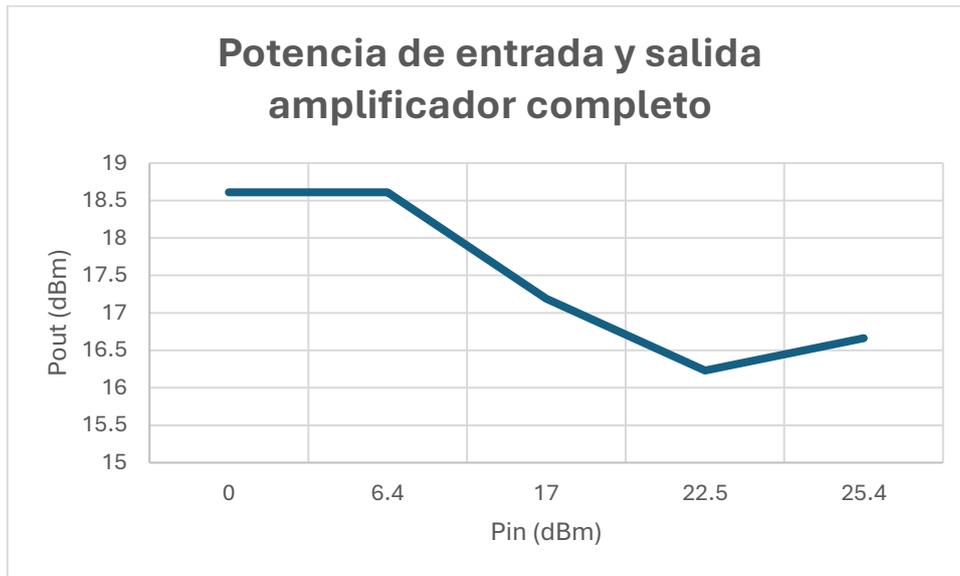


Figura 6-8 Comparación potencia de entrada y salida del amplificador completo a 10 GHz

No obstante, al aumentar la potencia de la señal de entrada hasta +25 dBm, el LNA deja de funcionar correctamente. Como se muestra en la figura 6-9, a partir de ese punto la ganancia se verá fuertemente atenuada. Esto supone que, desde el punto de vista del nivel máximo de potencia tolerado en la entrada, el LNA completo muestra una robustez inferior en 7 dB aproximadamente respecto al ADL9006 medido individualmente, el cual dejó de funcionar a +33 dBm.

Sin embargo, es importante tener en cuenta que en el LNA completo, la señal que alcanza al ADL9006 ya ha sido amplificada por la primera etapa que cuenta con una ganancia aproximada de 7 dB. Por lo tanto, cuando el sistema falla a +25 dBm de entrada, el ADL9006 está recibiendo internamente un nivel de señal similar al que causó su fallo en la prueba individual.

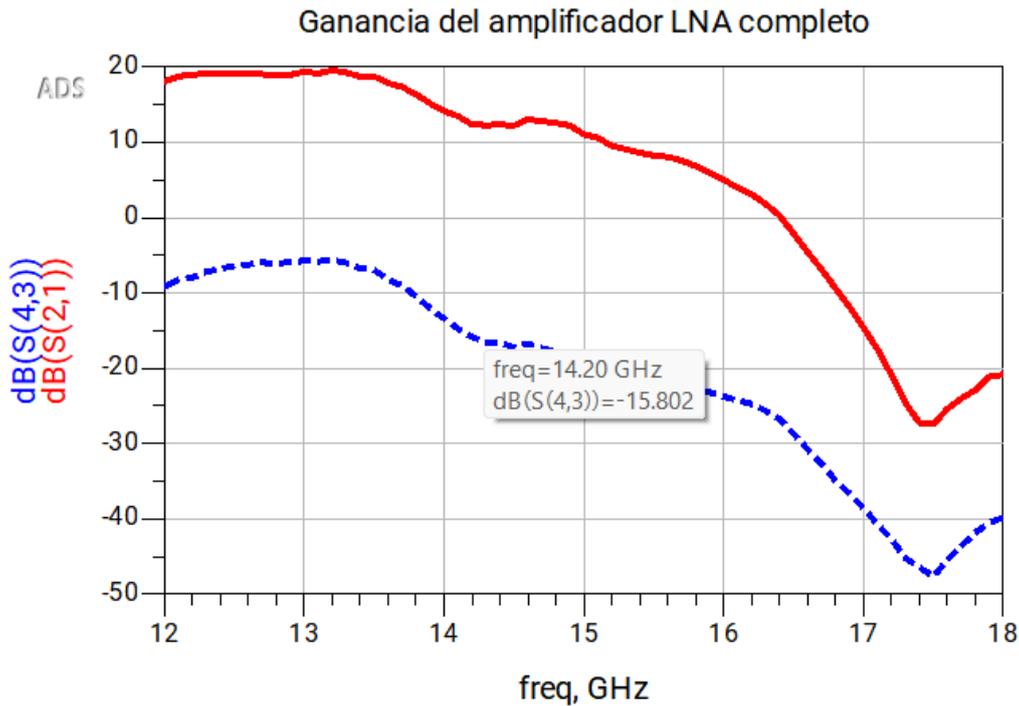


Figura 6-9 Comparación de la ganancia del LNA completo sin interferencia y justo después de aplicarle una señal interferente de +25 dBm a 10 GHz

El estudio de los consumos de ambas etapas del LNA completo frente a la potencia de la señal de entrada se presenta en la figura 6-10. Como se puede observar, el consumo del ADL9006 se dispara desde la primera medida de potencia, alcanzando valores de hasta 150 mA, muy superiores al valor especificado por el fabricante de 50 mA. Por su parte, el consumo del transistor TGF2933 se encuentra en valores esperados a los proporcionados por el fabricante durante las primeras medidas. Sin embargo, a partir de una potencia de la señal de +20 dBm se observa un incremento superando los 200 mA.

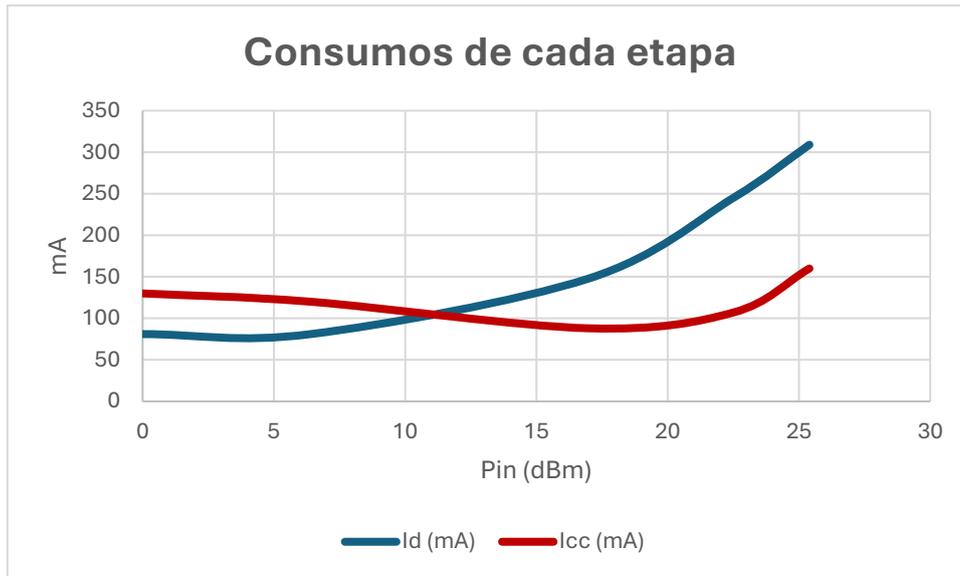


Figura 6-10 Comparación de los consumos de ambas etapas del LNA completo frente a la potencia de la señal de 10 GHz aplicada.  $I_d$  = corriente de la primera etapa,  $I_{cc}$  = corriente del ADL9006

La idea inicial de este Trabajo de fin de Grado era diseñar y construir un LNA de dos etapas que combinara, por un lado, un amplificador comercial de GaAs, encargado de aportar las prestaciones características de un LNA, y por otro, una primera etapa basada en un transistor de GaN, diseñada para proteger la segunda etapa y mejorar así la robustez general del sistema. Sin embargo, el estudio de esta medida de robustez presentó ciertas irregularidades. Según los fabricantes, el ADL9006 (segunda etapa) debía soportar una potencia de entrada de hasta +20 dBm, el transistor TGF2933 (primera etapa) debía soportar hasta +30 dBm de potencia de entrada. No obstante, en las medidas realizadas, el ADL9006 mostró una resistencia superior a la especificada, posiblemente por su estructura cascode, alcanzando hasta +32 dBm antes de fallar, mientras que el TFG2933 se dañó a potencias inferiores a las esperadas, soportando tan solo +25 dBm.

En el sistema completo, el fallo se produjo con una potencia de entrada de +25 dBm. Si se tiene en cuenta que la ganancia aproximada de 7 dB de la primera etapa, esto supone que la segunda etapa recibió en torno a +32 dBm, valor que coincide con el límite observado en las medidas del ADL9006 en solitario. De esta forma no es posible determinar con certeza cuál de las dos etapas falló antes, aunque si se observó que el transistor TFG2933 de la primera etapa presentaba daños visibles, pudiendo haberse dañado por temperatura.

Se ha de tener en cuenta también la metodología de ensayo, ya que en este trabajo se aplicaron interferencias continuas mantenidas en el tiempo, mientras que los fabricantes tal vez hayan usado otro tipo de ensayo con pulsos de menor duración o condiciones diferentes.

El objetivo inicial era que el transistor TFG2933 de primera etapa actuase como protección de la segunda etapa, de manera que al aplicar una señal a la entrada de alta potencia, la puerta del transistor comenzase a tener una corriente que junto con la resistencia externa en la puerta de 1 kOhm aplique una tensión negativa en la puerta, haciendo que el transistor pase a estar en corte y bloquee la señal de entrada antes de que alcance niveles destructivos para el ADL9006. Sin embargo, en la práctica, el amplificador diseñado con el TGF2933 más el ADL9006 falló antes de lo previsto, mientras que el ADL9006 solo mostró un comportamiento más robusto del esperado, lo que impidió comprobar una mejora clara en la robustez del sistema completo.

En conclusión, se ha logrado diseñar y fabricar un LNA con mejores prestaciones en ganancia y potencia de salida que el ADL9006 en solitario pero la mejora en términos de robustez no ha podido ser comprobada debido a las discrepancias entre las especificaciones técnicas y el comportamiento real de los dispositivos usados.

# Capítulo 7

## 7 Conclusiones y líneas futuras

A lo largo de este trabajo se ha tratado el creciente interés en el desarrollo de amplificadores de bajo ruido, que no solo sean capaces de ofrecer buenas prestaciones en cuanto a ganancia y figura de ruido, sino que además presenten una buena robustez frente a señales de entrada interferentes de alta potencia. Esta robustez es esencial en aplicaciones como radares SAR (Radar de Apertura Sintética), donde los LNA pueden verse expuestos a señales de gran potencia causadas por reflexiones, ataques de jamming, interferencias electromagnéticas o acoplos que pueden dañar el receptor si éste no se encuentra adecuadamente protegido. Estas señales indeseadas, recibidas de forma accidental o intencionada, pueden encontrarse dentro o fuera de la banda de funcionamiento del dispositivo.

Este tipo de sistemas integran limitadores que son capaces de lidiar con estas señales sin degradar el rendimiento del sistema. Tradicionalmente estos sistemas han integrado limitadores basados en diodos PIN o Schottky junto con LNAs de tecnologías GaAs, diseñados de forma independiente, sin embargo, este enfoque introduce pérdidas adicionales, lo que se traduce en un empeoramiento de la figura de ruido del sistema. Frente a esta solución, la integración del limitador directamente en el LNA, especialmente si se emplea tecnología GaN, permite reducir pérdidas e incluso obtener LNAs capaces de autoprotgerse. LNAs con tecnología GaN son capaces de autoprotgerse hasta grandes niveles de potencia, gracias a sus propiedades eléctricas ventajosas frente a otras tecnologías específicamente en aplicaciones de potencia

El desarrollo de LNAs basado en tecnología GaN ofrece claras ventajas en cuanto a capacidad de manejo de potencia y robustez, sin embargo, aún existe un compromiso con respecto a la figura de ruido frente a soluciones más convencionales como los LNAs basados en GaAs. A pesar de estas limitaciones, el gran interés en LNA robustos en tecnología GaN para aplicaciones radar ha hecho que se realicen diversos estudios enfocados en mejorar la tecnología. Los últimos avances en fabricación de GaN han permitido obtener dispositivos con figuras de ruido por debajo de 1.8 dB en la banda Ku

En este contexto, este trabajo se sitúa como una aportación a esta tendencia: combinar un transistor de GaN en la primera etapa con un LNA comercial de GaAs en la segunda etapa, consiguiendo una arquitectura híbrida que permita mejorar las prestaciones del conjunto, incluyendo la robustez frente a señales de entrada de alta potencia, sin aumentar significativamente el ruido. Aunque se ha logrado una mejora en las prestaciones globales como la ganancia, no se ha conseguido una mejora significativa en la potencia máxima de entrada soportada en el amplificador diseñado. Sin embargo, los resultados obtenidos

y el banco de medida implementado para caracterizar la robustez de amplificadores aplicándoles una señal interferente de alta potencia en la banda Ku, permiten concluir que esta línea de investigación es viable y podrá ser muy útil en futuros estudios.

Una posible línea de mejora para el amplificador diseñado consiste en evaluar la sustitución del transistor GaN de la primera etapa por uno más pequeño en términos de anchura de puerta. Un transistor de anchura de puerta menor que el utilizado, presentaría una potencia de saturación más baja, lo que evitaría que la segunda etapa del amplificador diseñado tuviera una saturación temprana. Además, un transistor más pequeño, junto con una resistencia de puerta para su polarización con valor de varios kOhm, podrían actuar como una forma de protección frente a interferencias, ya que el aumento de corriente de puerta se produciría para potencias más bajas que con un transistor más grande. Con la corriente de puerta producida sobre la resistencia de puerta alta se tendría una tensión en la puerta muy negativa, con lo que el transistor estaría en modo de corte protegiendo el amplificador y no llegando a aplicar potencias como para dañar tampoco la segunda etapa de GaAs. De este modo se reduciría el riesgo de daño de la segunda etapa en situaciones de alta potencia de entrada.

# Referencias

- [1] “Low Noise Amplifier Market Size & Growth Forecast, 2032.” [Online]. Available: <https://www.snsinsider.com/reports/low-noise-amplifier-market-6268>
- [2] “Design guide for RF low-noise transistor in LiDAR applications”, [Online]. Available: [www.infineon.com](http://www.infineon.com)
- [3] M. Uko, S. Ekpo, F. Elias, and S. Alabi, “A 3.2-3.8 GHz low-noise amplifier for 5G/6G satellite-cellular convergence applications,” *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, vol. 8, p. 100559, Jun. 2024, doi: 10.1016/J.PRIME.2024.100559.
- [4] X. Yan, H. Luo, J. Zhang, S. P. Gao, and Y. Guo, “A 9-to-42-GHz High-Gain Low-Noise Amplifier Using Coupled Interstage Feedback in 0.15- $\mu\text{m}$  GaAs pHEMT Technology,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 70, no. 4, pp. 1476–1488, Apr. 2023, doi: 10.1109/TCSI.2023.3238391.
- [5] “SiGe Technology Makes Practical Advances | Analog Devices.” [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/resources/design-notes/sige-technology-makes-practical-advances.html?>
- [6] T. Snehitha Reddy and V. Nath, “A 180 nm CMOS dual-mode LNA with current reuse and double-resonance load for 2.4 GHz and 3.1–10.6 GHz wireless communication,” *Sci Rep*, vol. 15, no. 1, pp. 1–15, Dec. 2025, doi: 10.1038/S41598-025-93530-3;SUBJMETA=166,639,987;KWRD=ELECTRICAL+AND+ELECTRONIC+ENGINEERING,ENGINEERING.
- [7] J. Ajayan *et al.*, “A critical review of design and fabrication challenges in InP HEMTs for future terahertz frequency applications,” *Mater Sci Semicond Process*, vol. 128, p. 105753, Jun. 2021, doi: 10.1016/J.MSSP.2021.105753.
- [8] B. Biswas, P. Banerjee, and M. K. Mandal, “Design of a 75-85 GHz MMIC LNA Introducing a New RF Decoupling Topology in Bias Section,” *2024 IEEE 21st India Council International Conference, INDICON 2024*, 2024, doi: 10.1109/INDICON63790.2024.10958318.
- [9] F. Medjdoub *et al.*, “Emerging GaN Technologies for Next-Generation Millimeter-Wave Applications,” *IEEE Microw Mag*, vol. 25, no. 10, pp. 18–37, 2024, doi: 10.1109/MMM.2024.3428188.
- [10] A. Urain, D. del Rio, C. I. Ujan-Martinez, M. Kantanen, and R. Berenguer, “A G-Band SiGe BiCMOS LNA With an Area Efficient Built-In Temperature

- Compensation Circuit and Robust to TID Radiation,” *IEEE Access*, vol. 12, pp. 138180–138191, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3465850.
- [11] C. M. Cooke *et al.*, “A 670 GHz Integrated InP HEMT Direct-Detection Receiver for the Tropospheric Water and Cloud Ice Instrument,” *IEEE Trans Terahertz Sci Technol*, vol. 11, no. 5, pp. 566–576, Sep. 2021, doi: 10.1109/TTHZ.2021.3083939.
- [12] A. Tessmann, A. Leuther, L. John, H. Massler, and P. Piironen, “High-Gain 664 GHz Low-Noise Amplifier Modules Based on Advanced InGaAs HEMT Technologies,” *2024 19th European Microwave Integrated Circuits Conference, EuMIC 2024*, pp. 38–41, 2024, doi: 10.23919/EUMIC61603.2024.10732650.
- [13] Z. ; Yang *et al.*, “Design of a GaAs-Based Ka-Band Low Noise Amplifier MMIC with Gain Flatness Enhancement,” *Electronics 2023, Vol. 12, Page 2325*, vol. 12, no. 10, p. 2325, May 2023, doi: 10.3390/ELECTRONICS12102325.
- [14] G. Amendola *et al.*, “Low-Earth Orbit User Segment in the Ku and Ka-Band: An Overview of Antennas and RF Front-End Technologies,” *IEEE Microw Mag*, vol. 24, no. 2, pp. 32–48, Feb. 2023, doi: 10.1109/MMM.2022.3217961.
- [15] D. De *et al.*, “ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN UNIVERSIDAD DE CANTABRIA Proyecto Fin de Carrera (Low noise amplifier MMIC design at W-band based on MHEMT technology) Para acceder al Título de INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN”.
- [16] “Introduction to LNA: Understanding the Fundamentals - Rahsoft.” [Online]. Available: <https://rahsoft.com/2023/11/29/introduction-to-lna-understanding-the-fundamentals/>
- [17] “Transmission Line S-parameters: A Summary and Causality | NWES Blog.” [Online]. Available: <https://www.nwengineeringllc.com/article/transmission-line-s-parameters-a-summary-and-causality.php>
- [18] “VENDELIN Microwave Circuit Design | PDF.” [Online]. Available: <https://es.scribd.com/document/93877257/VENDELIN-Microwave-Circuit-Design>
- [19] F. Caspers CERN, “RF engineering basic concepts: S-parameters”, [Online]. Available: <https://arxiv.org/pdf/1201.2346>
- [20] “Guillermo Gonzalez - Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design | PDF | Amplifier | Electronic Engineering.” [Online]. Available: <https://es.scribd.com/doc/44424464/Guillermo-Gonzalez-Microwave-Transistor-Amplifiers-Analysis-and-Design>

- [21] “TGF2933 - Qorvo.” [Online]. Available: <https://www.qorvo.com/products/p/TGF2933>
- [22] “RT/duroid® 5880 Laminates.” [Online]. Available: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/rt-duroid-laminates/rt-duroid-5880-laminates>
- [23] “ADL9006 Datasheet and Product Info | Analog Devices.” [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/products/adl9006.html>
- [24] “R125512001 Radiall | Mouser Spain.” [Online]. Available: [https://www.mouser.es/ProductDetail/Radiall/R125512001?qs=exnfk7tZe0AQDvc8OtOGEw%3D%3D&srsltid=AfmBOooUUBK\\_ApyFtPjLqX4pAWd8rHoqY6ETVTxBTw7IpfsRHlOn5fyb](https://www.mouser.es/ProductDetail/Radiall/R125512001?qs=exnfk7tZe0AQDvc8OtOGEw%3D%3D&srsltid=AfmBOooUUBK_ApyFtPjLqX4pAWd8rHoqY6ETVTxBTw7IpfsRHlOn5fyb)
- [25] “3M™ Pin Strip Header, 929 Series | 3M United States.” [Online]. Available: [https://www.3m.com/3M/en\\_US/p/d/b5005028016/](https://www.3m.com/3M/en_US/p/d/b5005028016/)
- [26] E. T. S. De Ingenieros Industriales, Y. De Telecomunicacion, G. En, I. De, and T. De, “Realizado por: Sara Martos Mateos director del TFG: M<sup>a</sup> Luisa de la Fuente Rodríguez y Beatriz Aja Abelán”.
- [27] P. Acceder Al Título and J. Ruiz Hidalgo, “ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN UNIVERSIDAD DE CANTABRIA ‘Amplificador de bajo ruido criogénico de 6 a 12 GHz con tecnología de GaN’ ‘Cryogenic 6 to 12 GHz low noise amplifier with GaN technology’”.