

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR
CRIOGÉNICO DE BAJO RUIDO EN BANDA
C BASADO EN TECNOLOGÍA HÍBRIDA CON
TRANSISTORES HEMT DE InGaAs**

**(C-band cryogenic MIC low noise amplifier
design based on InGaAs HEMT technology)**

Para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: David Alvarado Rodríguez

Julio - 2014



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

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: David Alvarado Rodríguez

**Directores del PFC: Juan Luis Cano de Diego
Luisa de la Fuente Rodríguez**

Título: “Diseño de un amplificador criogénico de bajo ruido en banda C basado en tecnología híbrida con transistores HEMT de InGaAs”

Title: “C-band cryogenic MIC low noise amplifier design based on InGaAs HEMT technology”

Presentado a examen el día: 21 de Julio de 2014

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Juan Pablo Pascual Gutiérrez

Secretario (Apellidos, Nombre): Juan Luis Cano de Diego

Vocal (Apellidos, Nombre): Tomás Fernández Ibáñez

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFC

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera Nº

Agradecimientos

Me gustaría mencionar en primer lugar a los directores de mi proyecto fin de carrera, Luisa de la Fuente y Juan Luis Cano, para agradecer su infinita paciencia en las explicaciones de los conocimientos necesarios, su absoluta disponibilidad a la hora de resolver dudas y los innumerables consejos recibidos a lo largo de este proceso. De igual manera, gracias a Ana Pérez y Eva Cuerno por su esfuerzo y dedicación en todo lo relacionado con el montaje del dispositivo.

Por otro lado, me gustaría también agradecer a mi familia y de una manera muy especial a mi abuelo por su apoyo incondicional y la confianza mostrada a lo largo de estos años.

Gracias también a mis compañeros, en especial a aquellos con los que he compartido tantos ratos de clase, de estudio en bibliotecas, y también cómo no de risas y buenos momentos. No puedo olvidarme tampoco de mis amigos del Erasmus, que contribuyeron a hacer de aquél curso en Bélgica la mejor experiencia de mi vida.

Finalmente, agradecer a todos los compañeros con los que he coincidido durante la realización del presente proyecto en el departamento DICOM, por su desinteresada ayuda, por aguantarme y por hacer más amenas todas las horas que hemos compartido.

Índice

Índice	4
Índice de figuras y tablas	6
Glosario de términos	9
Capítulo 1: Introducción	15
1.1 Consideraciones previas	16
1.2 Objetivos	19
1.3 Líneas de trabajo	20
Capítulo 2: Tecnología	22
2.1 Introducción	23
2.2 Transistores	24
2.3 Evolución de las tecnologías	28
Capítulo 3: Amplificadores de bajo ruido	30
3.1 Introducción	31
3.2 Estudio teórico	32
3.2.1 Parámetros de Scattering	32
3.2.2 Definiciones de ganancia	34
3.2.3 Parámetros de ruido	37
3.2.3 Estabilidad	39
Capítulo 4: Diseño eléctrico del LNA	41
4.1 Consideraciones previas al diseño	42
4.2 Sustrato	46

4.3	Medida de parámetros Scattering	47
4.4	Diseño en esquemático	49
4.4.1	Redes de adaptación	49
4.4.1.1	Red de entrada	51
4.4.1.2	Red interetapa 1	53
4.4.1.3	Red interetapa 2	55
4.4.1.4	Red de salida	56
4.4.2	Redes de polarización.....	57
4.5	Componentes discretos pasivos	59
4.6	Resultados finales de las simulaciones.....	61
Capítulo 5:	Diseño físico y construcción	64
5.1	Diseño físico o layout.....	65
5.2	Caja	66
5.3	Vista final del amplificador LNA	67
Capítulo 6:	Resultados	71
6.1	Introducción.....	72
6.2	Medidas de parámetros de Scattering	72
6.3	Medidas de ruido.....	76
6.4	Medidas en criogenia	79
Capítulo 7:	Conclusiones	84
7.1	Conclusiones y líneas de futuro.....	85
	Referencias	87
	Anexo I	90
	Anexo II	92
	Anexo III	94

Índice de figuras y tablas

Capítulo 1: **Introducción**

Fig. 1-1 Nebulosa del Cangrejo observada con diferentes tecnologías 17

Fig. 1-2 Sistema de detección en el que se podría utilizar el LNA diseñado 18

Capítulo 2: **Tecnología**

Fig. 2-1 Vista ampliada de un LNA sobre tecnología MIC 24

Fig. 2-2 Símbolo eléctrico de un transistor FET 25

Fig. 2-3 Estructura de un n-MOSFET 26

Fig. 2-4 Estructura non-self aligned MESFET vs Estructura self aligned MESFET 27

Fig. 2-5 Corte transversal de un transistor HEMT 29

Capítulo 3: **Amplificadores de bajo ruido**

Fig. 3-1 Red de 2 puertos 32

Fig. 3-2 Esquema de circuito amplificador con transistor 35

Fig. 3-3 Esquema de medida de la figura de ruido 36

Fig. 3-4 Red de 2 puertos con generador y carga 39

Capítulo 4: **Diseño eléctrico del LNA**

Fig. 4-1 Características del MGFC4419G 42

Fig. 4-2 Esquema de la realimentación en serie 45

Fig. 4-3	Efecto de la realimentación inductiva sobre S_{11}	45
Fig. 4-4	Efecto de la realimentación inductiva en la estabilidad y ganancia	46
Tabla 4-1	Características del sustrato utilizado	46
Tabla 4-2	Características de la estación de pruebas	47
Fig. 4-5	Fotografía del set-up de la medida	47
Fig. 4-6	Comparación medidas (azul) vs Fabricante (rojo)	48
Fig. 4-7	Unilateralidad del transistor MGCF4419 HEMT	50
Fig. 4-8	Red de entrada	51
Fig. 4-9	Esquema del stub de $\lambda/4$	52
Fig. 4-10	Captura del cálculo de dimensiones línea $\lambda/4$ con LineCalc	53
Fig. 4-11	Red interetapa 1	54
Fig. 4-12	Red interetapa 2	55
Fig. 4-13	Red de salida	56
Fig. 4-14	Esquema de las redes de polarización	57
Tabla 4-3	Lista de componentes pasivos discretos	59
Fig. 4-15	Modelos reales de condensadores ATC	60
Fig. 4-16	Adaptaciones de entrada y de salida	61
Fig. 4-17	Ganancia	62
Fig. 4-18	Figura de ruido	62
Fig. 4-19	Estabilidad	63

Capítulo 5: Diseño físico y construcción

Fig. 5-1	Vista final del layout	66
Fig. 5-2	Vista del montaje final del LNA	67
Fig. 5-3	Red de entrada	68
Fig. 5-4	Vista del transistor HEMT y conexiones a tierra	68
Fig. 5-5	Red de salida	69
Fig. 5-6	Red de polarización de puerta	69
Fig. 5-7	Red de polarización de drenador	70

Capítulo 6: **Resultados**

Tabla 6-1	Parámetros de medida y calibración	73
Fig. 6-1	Fotografía del montaje de la medida de parámetros de Scattering	73
Fig. 6-2	Ganancia	74
Fig. 6-3	Adaptación de entrada	75
Fig. 6-4	Adaptación de salida	76
Tabla 6-2	Parámetros de medida y calibración para ruido	76
Fig. 6-5	Fotografía de montaje en el analizador de ruido NFA N8975A	77
Fig. 6-6	Figura de ruido	78
Fig. 6-7	Foto del interior del criostato con el montaje del DUT y atenuador	79
Fig. 6-8	Esquema de la técnica de medida CAT (Cold Attenuator Technique)	80
Fig. 6-9	Fotografía del montaje de medida de ruido con NFA y criostato	81
Tabla 6-3	Parámetros de medida y calibración para criogenia	81
Fig. 6-10	Ruido y ganancia en criogenia ($T^a = 14,6 \text{ K}$)	82
Fig. 6-11	Comparación de las T_e a temperatura ambiente y criogenia	83
Fig. 6-12	Comparación de las ganancias a temperatura ambiente y criogenia	83

Glosario de términos

ACRÓNIMOS

A.C:	Alternating Current
A.D.S:	Advanced Design System
A.T.C:	American Technical Ceramics
C.A:	Circuito Abierto.
C.A.D:	Computer Assisted Design
C.C:	Cortocircuito.
D.C:	Direct Current
D.I.C.O.M:	Departamento de Ingeniería de Comunicaciones
D.U.T:	Device Under Test
E.N.R:	Excess Noise Ratio
F.E.M:	Front End Module
F.I:	Frecuencias Intermedias
H.E.M.T:	High Electron Mobility Transistor
M.E.S.F.E.T:	Metal Semiconductor Field Effect Transistor
M.O.S.F.E.T:	Metal Oxide Field Effect Transistor
M.S.G:	Maximum Stable Gain
M.A.G:	Maximum Available Gain
m.H.E.M.T:	Metamorphic High Electron Mobility Transistor
p.H.E.M.T:	Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor
M.I.C:	Microwave Integrated Circuit
M.M.I.C:	Monolithic Microwave Integrated Circuits
L.N.A:	Low Noise Amplifier
R.F:	Radio Frecuencia
S.M.D:	Surface Mount Device
S.N.R:	Signal-to-Noise Ratio
S.O.L.T:	Short Open Load Thru
S.O.T.A:	State Of The Art Resistors

TÉRMINOS ESPECÍFICOS

Banda C:	Parte de la región de microondas del espectro electromagnético, en concreto su rango de frecuencias está comprendido entre 4 y 8 GHz.
Banda K:	Parte de la región de microondas del espectro electromagnético, en concreto su rango de frecuencias está comprendido entre 18 y 26 GHz.
Bonding, hilos de:	Hilos muy finos de oro que sirven para la interconexión de dispositivos.
Carta de Smith:	Herramienta gráfica en forma de diagrama polar que permite representar parámetros tales como impedancias complejas, coeficientes de reflexión, reactancias...
Decibelio (dB):	Es una unidad relativa empleada en acústica, electricidad, telecomunicaciones y otras especialidades para expresar la relación entre dos magnitudes.
Dewar, vaso:	Recipiente muy utilizado en criogenia donde se realizan experimentos proporcionando aislamiento térmico.
E_{ii}:	Magnitud de la onda incidente.
E_{ri}:	Magnitud de la onda reflejada.
NF:	Figura de ruido.
F_{min}:	Figura de ruido mínima del transistor.
f_T:	Frecuencia a la que la ganancia en intensidad del transistor baja a la unidad.

Foundry:	Fabricante de circuitos monolíticos.
GaAs:	Semiconductor compuesto de galio y arsénico.
Gigahercio (GHz):	Es un múltiplo de la unidad de frecuencia hercio (Hz) y equivale a 10^9 Hz.
G_L:	Ganancia del circuito de adaptación de salida.
GND:	Plano de masa o tierra.
G_0:	Ganancia del transistor.
G_i:	Ganancia de inserción
G_S:	Ganancia del circuito de adaptación de entrada.
G_T:	Ganancia de transferencia.
G_{TU}:	Ganancia unilateral de transferencia.
H, matriz:	Matriz híbrida de una red de dos puertos.
Heterodino, receptor:	Es un receptor de ondas de radio que utiliza un proceso de mezcla de frecuencias o heterodinación para convertir la señal recibida en una frecuencia intermedia fija, que puede ser más convenientemente elaborada (filtrada y amplificada) que la frecuencia de radio de la portadora original.
Heterounión:	Es una unión formada por dos semiconductores diferentes o un metal y un semiconductor.
Heteroestructura:	Combinación de al menos dos capas de diferentes materiales semiconductores crecidas consecutivamente.
I_D:	Intensidad de drenador del transistor.
Impedance, Matching:	Herramienta de A.D.S. para diseñar redes de adaptación entre una impedancia fuente y una impedancia de carga.
InGaAs:	Semiconductor compuesto por arseniuro de galio e indio.
InP:	Semiconductor compuesto por fosfuro de indio.

Layout:	Dibujo del circuito listo para su fabricación en el laboratorio.
LineCalc:	Programa de análisis y síntesis de cálculo eléctrico y físico de líneas de transmisión simples y acopladas integrado en Agilent A.D.S.
Megahercio (MHz):	Es un múltiplo de la unidad de frecuencia hercio (Hz) y equivale a 10^6 Hz.
Micrómetro (μm):	Unidad de longitud equivalente a una millonésima parte de un metro.
Microstrip:	Tipo de línea de transmisión eléctrica que se utiliza para transmitir señales de microondas. Consiste en una franja de conducción separada de la franja de masa por una capa de sustrato dieléctrico.
Momentum:	Simulador electromagnético planar 2.5-D incluido en ADS.
Mu, factor:	Factor útil para determinar la estabilidad del sistema que consigue, con criterios geométricos, indicarnos si el dispositivo será estable con un solo valor.
Nanómetro (nm):	Unidad de longitud equivalente a una mil millonésima parte de un metro.
Pad:	Superficie destinada a facilitar las conexiones en un circuito integrado.
Pasamuros:	Sistema utilizado para enrutar un cable atravesando otra superficie.
P_{avs}:	Potencia disponible a la entrada.
P_L:	Potencia entregada a la carga.
Radioastronomía:	Rama de la astronomía que estudia los objetos celestes y los fenómenos astrofísicos midiendo su emisión de radiación electromagnética.
RC, red:	Red que está compuesta por resistencias y condensadores.
R_n:	Resistencia de ruido del dispositivo.
Rollet, factores (K y Δ):	Permiten valorar numéricamente si un circuito es estable.

S_{11}:	Parámetro de Scattering que representa el coeficiente de reflexión de entrada.
S_{11}^*:	Coeficiente de reflexión de entrada conjugado.
S_{12}:	Parámetro de Scattering que representa la ganancia inversa de la red.
S_{21}:	Parámetro de Scattering que representa la ganancia de la red.
S_{22}:	Parámetro de Scattering que representa coeficiente de reflexión de salida.
Scattering, parámetros:	Son propiedades usadas en ingeniería eléctrica, ingeniería electrónica, e ingeniería de sistemas de comunicación y se utilizan para describir el comportamiento eléctrico de redes eléctricas lineales cuando se someten a varios estímulos de régimen permanente por pequeñas señales.
S_{opt} o Γ_{opt}:	Coeficiente óptimo de reflexión para conseguir la figura mínima de ruido.
T_e:	Temperatura equivalente de ruido.
Tee, conexión:	Conexión distribuida en forma de T.
TiAl:	Aluminuro de titanio, compuesto que se encuentra en las puertas de los transistores m.H.E.M.T.
V_{ds}:	Caída de tensión entre el drenador y la fuente del transistor.
V_{gs}:	Caída de tensión entre la puerta y la fuente del transistor.
Vía:	Conexión eléctrica entre las capas de un circuito electrónico físico, que pasa por el plano de una o más capas adyacentes.
W:	Anchura de puerta del transistor.
Y, matriz:	Matriz de admitancia de una red de dos puertos.
Z, matriz:	Matriz de impedancia de una red de dos puertos.
Z_0:	Impedancia característica.
Z_L:	Impedancia de carga.

Z_S :	Impedancia de fuente.
Γ_{in} :	Coeficiente de reflexión a la entrada de una red de dos puertos mirando hacia dentro de la red.
Γ_L :	Coeficiente de reflexión de la carga.
Γ_S :	Coeficiente de reflexión de la fuente.
Γ_{out} :	Coeficiente de reflexión a la salida de una red de dos puertos mirando hacia dentro de la red.
λ :	Longitud de onda eléctrica.

Capítulo 1

Introducción

En este Proyecto Final de Carrera se propone el diseño, construcción y caracterización de un amplificador de bajo ruido (LNA) en tecnología híbrida en la banda de frecuencias de 4 a 8 GHz, una banda de operación muy utilizada como frecuencia intermedia (FI) de los sistemas receptores en radioastronomía.

1.1 Consideraciones previas

La RAE (Real Academia Española) define la radioastronomía como el estudio de la radiación emitida por los cuerpos celestes en el espectro de las radiofrecuencias. La observación y el posterior estudio de este tipo de radiaciones nos ha mostrado objetos fascinantes como púlsares o cuásares; nos ha permitido descubrir también una nueva vista acerca de objetos que ya conocíamos, como por ejemplo galaxias; nos han revelado igualmente fenómenos como el remanente del “Big Bang” o la luminiscencia residual de los objetos con estallidos superenergéticos de rayos gamma.

La radioastronomía, en definitiva, le ha proporcionado a la ciencia una perspectiva del universo oculta hasta entonces para la astronomía tradicional, ya que los estudios por luz visible a través de telescopios tienen sus límites físicos. Entre ellos están: las condiciones meteorológicas adversas; la imposibilidad de observación durante el día debido a la intensidad de la luz solar; la materia oscura donde se incluyen los agujeros negros, las nubosidades estelares, los materiales interestelares que ocultan objetos, etc...La radioastronomía, por el contrario, no se ve afectada por este tipo de limitaciones.

Así por ejemplo, mientras el telescopio óptico más potente sólo puede fotografiar un cuerpo como una nube galáctica o estelar, un radiotelescopio puede alcanzar a detectar dentro o en los alrededores de la citada nube concentraciones de diversos elementos o compuestos químicos. Estos últimos por su cantidad, densidad, temperatura, ubicación, mezcla, etc...pueden dar una idea de acontecimientos que han sucedido o están sucediendo allí.

Los objetos emiten energía de diversa índole: radiación ultravioleta, infrarroja, en forma de luz visible...De igual manera, los cuerpos celestes también emiten radiación en la banda de radiofrecuencias y esta fracción del espectro es la que estudia la radioastronomía.

Un radiotelescopio es un receptor capaz de captar señales en estas bandas. La posibilidad de captar estas señales se debe a la presencia en la atmósfera de una ventana que permite el paso de las ondas de radio. Fuera de esta ventana, otras frecuencias del espectro como las correspondientes a los rayos X y los rayos gamma, son estudiadas desde satélites artificiales situados en el espacio exterior.

A continuación, **Figura 1-1**, podemos observar una comparación entre la información que nos proporcionan los diferentes medios para observar un mismo cuerpo celeste [1].

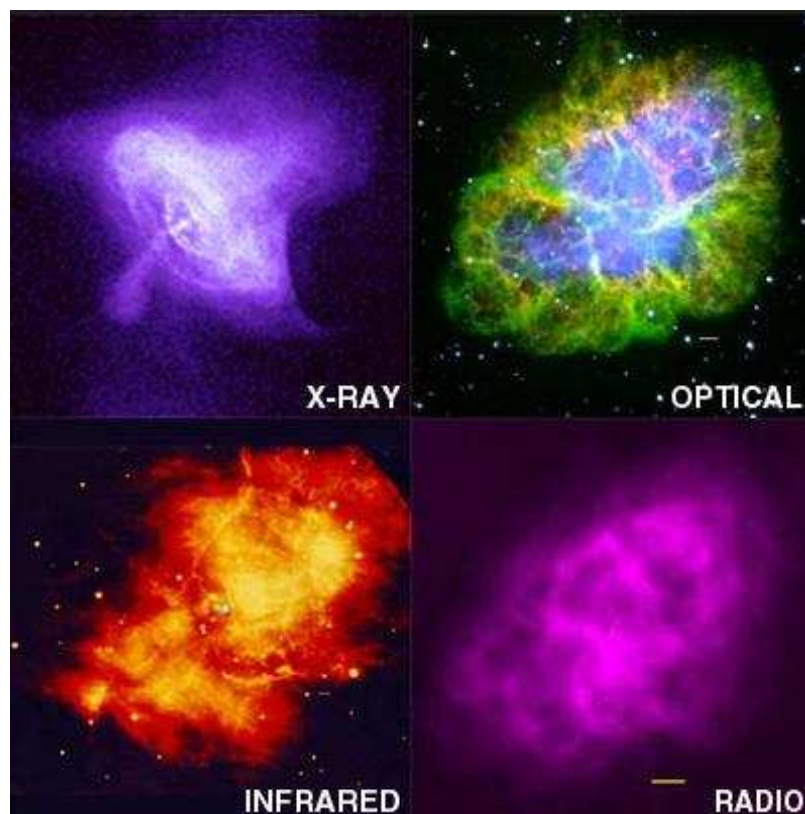


Figura 1-1. Nebulosa del Cangrejo observada con diferentes tecnologías

En las aplicaciones radioastronómicas se requieren receptores muy sensibles, dado que la señal recibida es extremadamente débil. Cuando se alcanzan los límites tecnológicos surge como solución la utilización de estos receptores bajo condiciones criogénicas para reducir su ruido y mejorar sus prestaciones.

Si la frecuencia de la señal recibida es muy alta (>100 GHz), se suelen utilizar circuitos mezcladores para bajar a una frecuencia intermedia donde sea más sencillo realizar tareas como amplificar y filtrar la señal, usualmente en la banda C (4-8 GHz).

Figura 1-2.

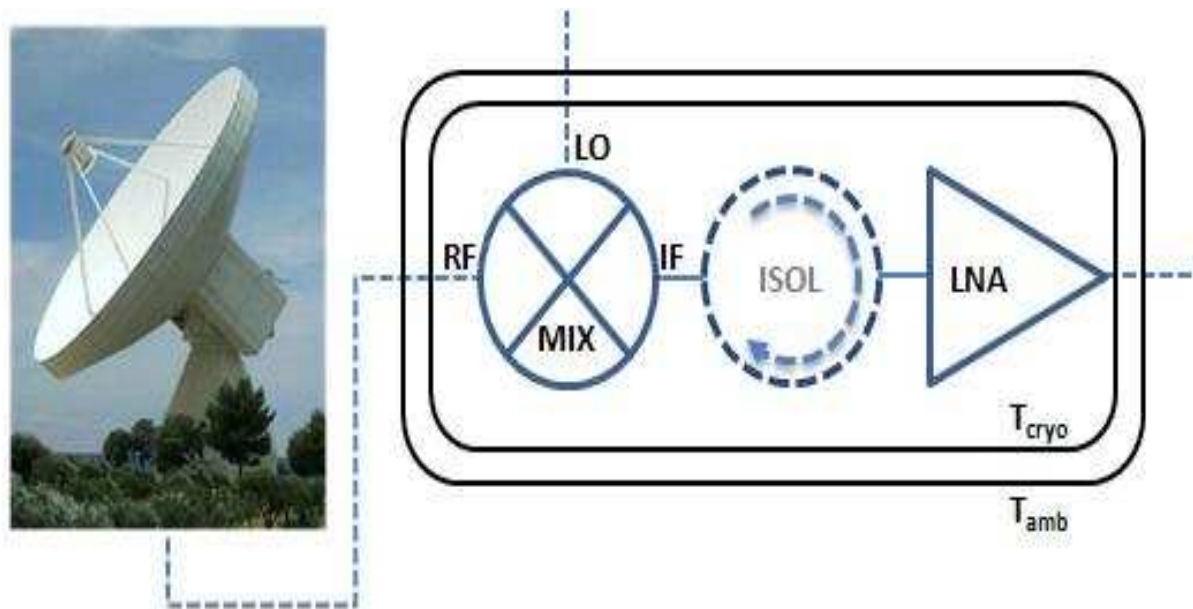


Figura 1-2. Sistema de detección en el que se podría utilizar el LNA diseñado

Para medir todas estas radiaciones se han diseñado receptores con un gran ancho de banda y sensibilidad. Estos receptores generalmente están compuestos por los módulos anteriores (FEM, del inglés Front-End Module), los cuales van enfriados criogénicamente y los módulos posteriores (BEM, del inglés Back-End Module) que operarán a temperatura ambiente.

Dentro de los elementos que componen estos módulos FEM, los amplificadores de bajo ruido constituyen la parte principal. Las señales recibidas son tan débiles que tienen el mismo orden que el ruido generado por el propio sistema receptor, por lo que se hace necesario el diseño de LNAs de alta ganancia y muy bajo ruido para poder realizar una buena detección de la señal [2].

Hasta ahora, hemos hecho hincapié en la radioastronomía como principal destino de los amplificadores LNA criogénicos. Sin embargo, existen otros campos menos frecuentes para esta tecnología, un ejemplo de ello serían las aplicaciones para resonancias magnéticas nucleares aunque en diferentes bandas de frecuencias.

1.2 Objetivos

El objetivo de este proyecto final de carrera es el diseño de un amplificador de bajo ruido (LNA) que pudiera ser incluido en el FEM de un receptor de radioastronomía. El diseño se centrará en buscar el mínimo ruido posible ya que es el primer amplificador del sistema que recibe la señal de medida desde el exterior y ésta es de muy baja potencia. Otro de los requisitos importantes es la ganancia, que deberá ser lo más alta posible para que toda la parte de atrás del instrumento no influya en el ruido total del sistema. Esto es así, porque según la fórmula de Friis, la ganancia de una etapa atenúa el ruido de las sucesivas:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (\text{Ec. 1-1})$$

Donde F_n y G_n son el factor de ruido y la ganancia disponible de cada, respectivamente de cada etapa n .

Siguiendo todas estas recomendaciones llegamos a las siguientes especificaciones objetivo de este proyecto:

Empezando por la figura de ruido, sería deseable una $NF \leq 1,5$ dB a temperatura ambiente, ya que es lo que se ha obtenido en otros diseños reciente en banda C con el mismo transistor [3][4]. En cuanto a los demás parámetros exigiremos unas adaptaciones de entrada y salida (S_{11} y S_{22}), menores a -10 dB y una ganancia (S_{21}) superior a 20 dB.

1.3 Líneas de trabajo

Para conseguir los objetivos marcados se ha seguido una pauta trabajo que coincide en orden con la estructuración de capítulos de esta memoria. Seguidamente se hará una breve descripción de cada uno de los capítulos que constituyen este texto y que detallan paso a paso todo el proceso llevado a cabo para la construcción del amplificador criogénico en bajo ruido:

- **Capítulo 1 – Introducción:** Se presenta en líneas generales el proyecto y se explican las principales aplicaciones del mismo.
- **Capítulo 2 – Tecnología:** Se realiza una comparación entre los tipos de circuitos integrados y se presenta el transistor HEMT utilizado en el diseño.
- **Capítulo 3 – Amplificadores de bajo ruido:** Se repasan características físicas y eléctricas generales de los LNA.

- **Capítulo 4 – Diseño eléctrico del LNA:** Se detalla el proceso seguido para el diseño del amplificador de bajo ruido y se muestran los resultados de simulación.
- **Capítulo 5 – Diseño físico y construcción del LNA:** Se explica el proceso de obtención del layout y los detalles de construcción del amplificador a nivel físico.
- **Capítulo 6 – Resultados finales:** Una vez construido físicamente el amplificador LNA, se miden sus parámetros de Scattering y su comportamiento en ruido en el Laboratorio de Microondas. Posteriormente, se presentan los resultados.
- **Capítulo 7 – Conclusiones y líneas futuras:** Se hace una valoración final de los resultados, así como de lo aprendido en este proyecto fin de carrera.
- **Capítulo 8 – Referencias:** Se recogen las referencias bibliográficas utilizadas en la realización de la presente memoria.

Capítulo 2

Tecnología

La evolución tecnológica de los dispositivos activos de microondas ha permitido una mayor integración de componentes, traducándose en una reducción del tamaño de los circuitos, y favoreciendo la obtención de terminales de telecomunicaciones más compactos y por tanto más portables. En este capítulo daremos un repaso a las diferentes tecnologías usadas en el diseño de amplificadores.

2.1 Introducción

Para el diseño de un amplificador de bajo ruido se dispone de dos tipos de tecnologías: MIC (Microwave Integrated Circuits) y MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits). Los MIC fueron, un primer paso de integración, donde algunos elementos se encuentran impresos en el propio sustrato y otros son componentes discretos conectados al sustrato mediante soldadura u otras técnicas adhesivas. Posteriormente aparecieron los circuitos monolíticos integrados para microondas (MMIC), los cuales tienen como principal característica que la formación de elementos activos y pasivos se realiza a partir de un mismo sustrato semiconductor. En un PFC realizado recientemente en el mismo departamento se ha cubierto el diseño en tecnología MMIC en esta misma banda [5].

En nuestro caso vamos a centrarnos en los MIC's, que son circuitos híbridos formados por componentes individuales tales como semiconductores y componentes pasivos fijados al sustrato. La tecnología híbrida tiene algunas ventajas sobre la tecnología monolítica, como son la utilización de componentes pasivos discretos con muy alto factor de calidad, la posibilidad de sintonizar la respuesta después de haberse construido o la reducción del tiempo de diseño respecto a los circuitos monolíticos ya que se evita el tiempo de construcción en la foundry. La principal ventaja, no obstante, de la tecnología híbrida sobre la monolítica es su excelente comportamiento en aplicaciones de muy bajo ruido debido, principalmente, a las bajas pérdidas dieléctricas del sustrato.

De entre las desventajas debemos resaltar el complicado montaje de los MIC's a frecuencias altas (por encima de la banda K). Además, si queremos producirlo en grandes cantidades, son más caros debido a los altos costos de ensamblado.

Por todo esto, para la banda de frecuencias a la que vamos a trabajar en este proyecto (Banda C, 4 - 8 GHz) emplearemos la tecnología MIC, por considerarse más apropiada. A continuación, **Figura 2-1**, mostramos una fotografía de un dispositivo basado en tecnología MIC [6].

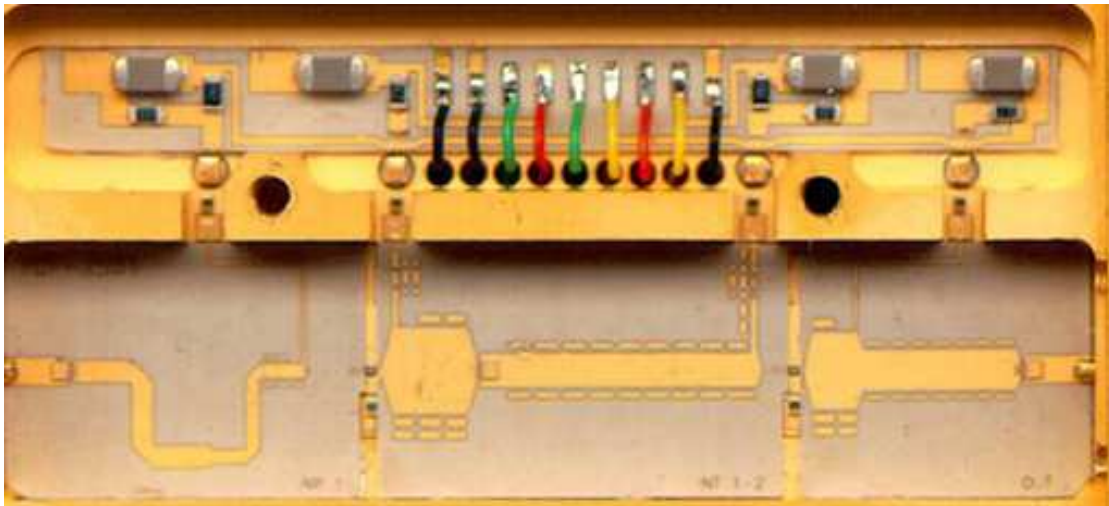


Figura 2-1. Vista ampliada de un LNA sobre tecnología MIC

2.2 Transistores

A continuación se presenta una breve explicación de la evolución de los transistores a lo largo de la historia. Asimismo, presentamos una serie de conceptos y definiciones útiles para su comprensión.

Transistor de efecto de campo (FET, Field Effect Transistor): es una familia de transistores que se basan en el campo eléctrico para controlar la conductividad de un “canal” en un material semiconductor. Los FET son, por tanto, dispositivos controlados por tensión.

Los transistores de efecto de campo o FET más conocidos son los JFET (Junction Field Effect Transistor), los MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) y los MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor). Cuentan con 3 terminales, denominados puerta (gate), drenador (drain) y fuente (source). El comportamiento de un transistor de efecto de campo sería análogo al de un interruptor controlado por tensión, donde la tensión que se aplica a la puerta permite hacer que fluya o no corriente entre drenador y fuente.

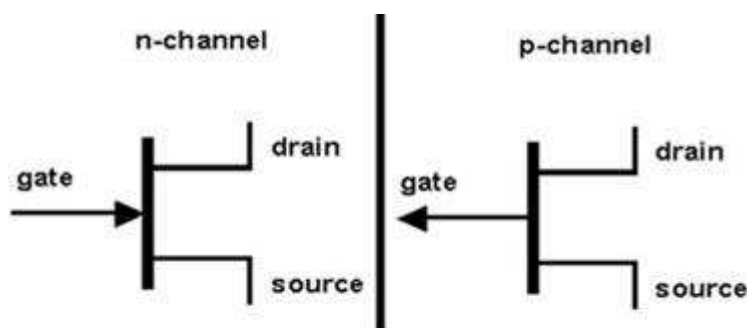


Figura 2-2. Símbolo eléctrico de un transistor FET

Otra de las características de los FET, es que la puerta no absorbe corriente (del orden de pocos microamperios). Los FET pueden ser de 2 tipos: canal n y canal p, dependiendo de si al aplicar una tensión positiva en la puerta pone al transistor en estado de conducción o no conducción respectivamente [7].

Transistor de efecto de campo de tipo MOS (MOSFET, Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor): es un transistor de efecto de campo basado en la estructura MOS. Una estructura metal-óxido-semiconductor se consigue al hacer crecer una capa de dióxido de silicio (SiO_2) sobre un substrato de silicio, para luego depositar una capa de metal o silicio policristalino, siendo más utilizado el segundo.

Debido a que el dióxido de silicio es un material dieléctrico, esta estructura equivale a un condensador plano, en donde uno de los electrodos ha sido reemplazado por un semiconductor.

Existen 2 tipos de transistores MOS: El MOSFET de depleción cuyo comportamiento es similar al JFET, y están prácticamente en desuso; y el llamado MOSFET de acumulación (*enhancement*), que no produce ninguna corriente cuando la tensión de puerta es nula, aumentando la corriente de salida al aumentar la tensión de puerta. Ambos tipos pueden ser de canal p o canal n, **Figura 2-3**.

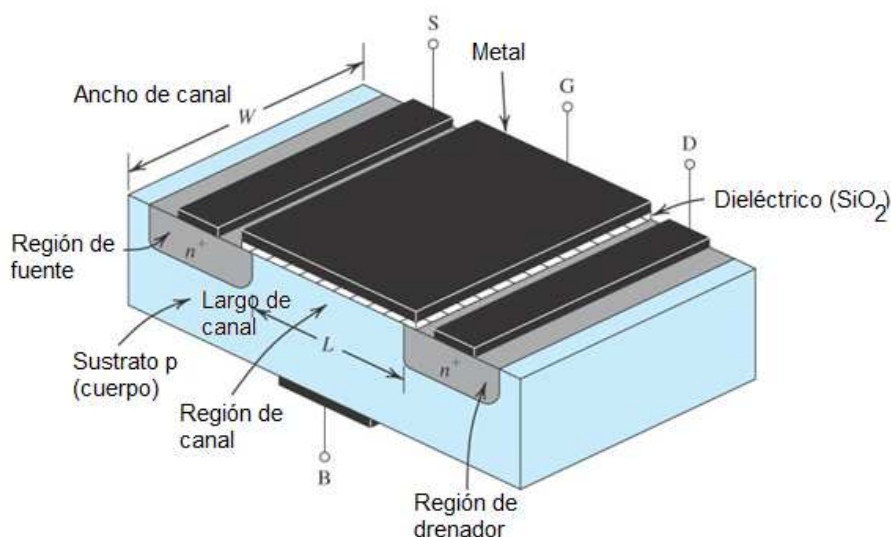


Figura 2-3. Estructura de un n-MOSFET

Transistor de efecto de campo tipo MES (MESFET, Metal-Semiconductor Field Effect Transistor): es un transistor de efecto de campo basado en una estructura metal-semiconductor de tipo Schottky. Los MESFET tienen un comportamiento muy similar al de los JFET, sin embargo son más eficientes, ofrecen un mayor rendimiento en el ámbito de las microondas, especialmente son usados para amplificación en RF.

Los MESFET son contruidos en casi su totalidad a partir de arseniuro de galio (AsGa) en lugar de silicio, lo que le proporciona una mayor movilidad de electrones. Como en el caso de los transistores MOSFET, los MESFET tienen 2 modelos diferentes: MESFET de empobrecimiento que entran en conducción con tensiones de puerta negativa, y MESFET de enriquecimiento que no produce ninguna corriente cuando la tensión de puerta es nula, aumentando la corriente de salida al aumentar la tensión de puerta.

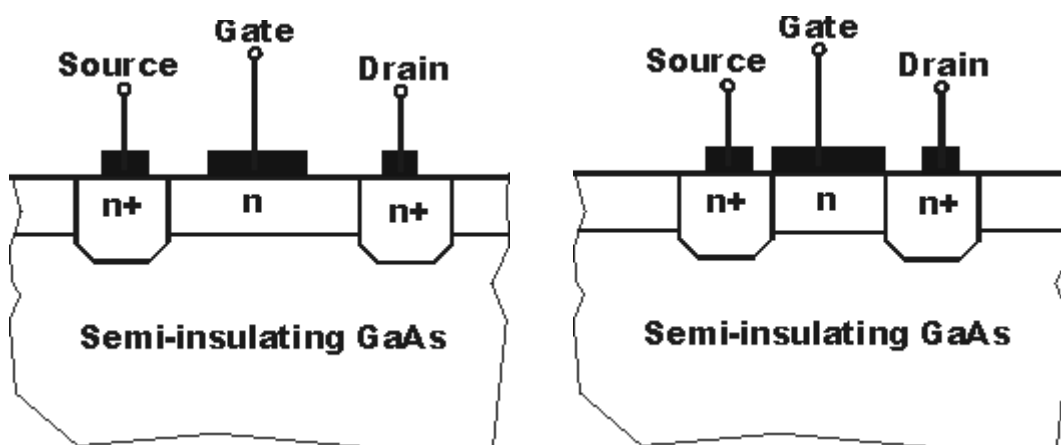


Figura 2-4. Estructura non-self aligned MESFET vs Estructura self aligned MESFET

Este tipo de transistores además de garantizar una mayor movilidad de electrones, dispone de bajos niveles de capacidades parásitas gracias a su tipo de sustrato Semi-Insulating de AsGa. Gracias a estos 2 factores, el MESFET es ideal como amplificador de RF, además de poder utilizarse como amplificador de potencia de microondas, amplificador de bajo nivel de ruido, oscilador e incluso mezclador [8].

2.3 Evolución de las Tecnologías

Vamos a hacer un repaso a las diferentes tecnologías que se utilizan en aplicaciones de microondas. Las distintas tecnologías están definidas por el tipo de sustrato, además del elemento activo que utilizan.

Los sustratos más extendidos son los de Si (silicio), SiGe (silicio-germanio), AsGa (arseniuro de galio) y ya menos frecuentes el InP (fosfuro de indio). Más recientemente han comenzado a utilizarse también el SiC (carburo de silicio) y el GaN (nitruro de galio) para aplicaciones de alta potencia y alta temperatura.

A pesar de que el silicio sigue siendo el semiconductor más empleado en aplicaciones de RF, el arseniuro de galio (GaAs) presenta unos valores de movilidad de electrones y de velocidad de saturación muy superiores a los obtenidos en silicio. Esto permite que el GaAs sea un excelente candidato para sistemas de RF por su mejor rendimiento en alta frecuencia.

Gracias al progreso de las técnicas de crecimiento epitaxial, surgieron durante los años 80 otras estructuras conocidas como heteroestructuras. Una heteroestructura es una combinación de al menos dos capas de diferentes materiales semiconductores con distinta banda prohibida (band gap) crecidas consecutivamente. Las más comunes son las de AlGaAs/GaAs (HEMT, High Electron Mobility Transistor) y de AlGaAs/InGaAs (pHEMT, pseudomorphic High Electron Mobility Transistor). Estos materiales mejoran sustancialmente la movilidad y por lo tanto alcanzan valores de f_T (frecuencia a la que la ganancia en intensidad del transistor baja a la unidad) muy elevados. Es por ello que para aplicaciones en bandas milimétricas y submilimétricas esta es la técnica más extendida utilizando transistores con este tipo de tecnología (HEMT y pHEMT). Su elevado coste de fabricación, es el principal inconveniente [9].

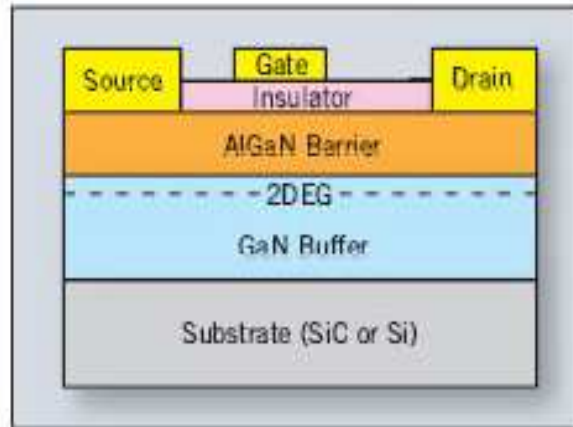


Figura 2-5. Corte transversal de un transistor HEMT

Por último, dispositivos basados en sustratos de InP ofrecen las mejores prestaciones ya que permiten conseguir una mayor movilidad y velocidad de los electrones, obteniendo los mejores resultados de ruido y ganancia para frecuencias en un rango hasta 500 GHz con un consumo de potencia bajo [10]. A pesar de esto, a día de hoy el fosforo de indio es el material menos utilizado debido a que es un proceso muy costoso y difícilmente escalable para producir en grandes cantidades por lo que no es competitivo comercialmente.

En resumen, la aparición de los pHEMT (en donde el canal está formado por InAsGa con una concentración de indio entre el 15-30 %) supuso un gran avance, aunque sin alcanzar los resultados de los transistores con tecnología de InP. Sin embargo, la tecnología de procesamiento para los pHEMTs sobre sustrato de AsGa es más madura y barata que la basada en InP. Es por ello que esta tecnología ha sido finalmente la elegida para el transistor de nuestro proyecto (Mitsubishi MGFC4419G).

Capítulo 3

Amplificadores de bajo ruido

El amplificador de bajo ruido o LNA es el primer eslabón de la cadena del receptor, por lo tanto se convierte en una de las partes más relevantes ya que determina el factor de ruido final del sistema. En este capítulo vamos a resumir el estudio teórico de los parámetros principales a la hora de diseñar un LNA, para facilitar su comprensión.

3.1 Introducción

La señal de RF captada por la antena del sistema de recepción suele ser muy débil y lo que menos interesa es tener ruido que enmascare más la señal. Es por esto que la función principal del LNA es amplificar la señal recibida antes de que las etapas sucesivas añadan ruido, con la premisa de que el ruido añadido por el propio LNA es deseable que sea muy pequeño. Por este motivo, debe tener una ganancia elevada y una figura de ruido baja. Asimismo debe tener un ancho de banda adecuado a la banda que debe operar.

Sus impedancias de entrada y salida deben estar adaptadas a la antena y a la siguiente etapa del sistema de recepción respectivamente. A menudo se toma $R_{in} = R_{out} = 50 \, \Omega$ como referencia. También debe tener el mínimo consumo de potencia posible.

Naturalmente, todas estas especificaciones no se pueden conseguir a la vez, por lo que se debe llegar a un compromiso de diseño aceptable. Las especificaciones de diseño están todas interrelacionadas entre sí, lo cual hace este problema casi inmanejable sin una herramienta de computación, dado que las ecuaciones que definen estas restricciones no son sencillas. Es por ello, que nos vemos obligados a utilizar una herramienta software, que en nuestro caso se trata del programa ADS (Advanced Design System), software desarrollado por Agilent Technologies.

3.2 Estudio teórico

Como ya se ha comentado, la ganancia y la estabilidad son parámetros fundamentales en el diseño de un LNA, y todos pueden determinarse mediante un análisis de parámetros S. En este apartado se explicará brevemente en qué consisten para llegar a un mejor entendimiento del objetivo que se persigue.

3.2.1 Parámetros de Scattering

Hay muchas formas de describir los parámetros que analizan el comportamiento de las redes de dos puertos, quizá la descripción más utilizada es relacionar las cuatro variables de entrada/salida voltaje/corriente usando una matriz 2x2. Dependiendo de cuales dos de esos cuatro elementos se seleccionen como variables independientes, se pueden definir distintas matrices. La matriz de impedancia (Z), de admitancia (Y) e híbrida (H) son las más comunes para definir la relación voltaje-corriente en redes de dos puertos.

Con el fin de encontrar los elementos de estas matrices, se deben realizar en la red, **Figura 3-1**, ciertas operaciones con cortocircuitos y circuitos abiertos.

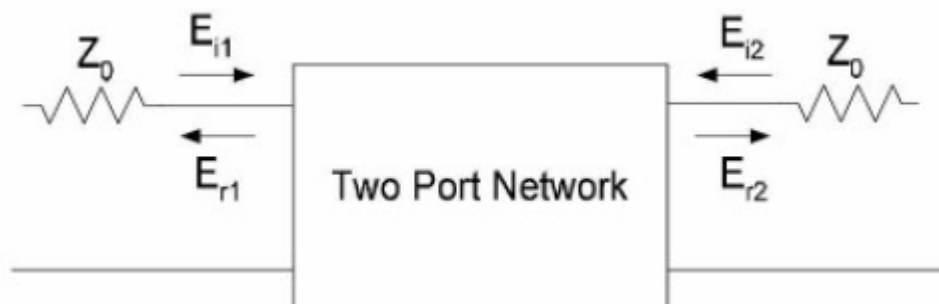


Figura 3-1. Red de 2 puertos

La incapacidad para realizar los tests con circuitos abiertos y cortos, y la posibilidad de dañar los circuitos durante el desarrollo de las pruebas se evitan con una solución alternativa para caracterizar la red a altas frecuencias. Esta solución son los parámetros de *Scattering* (o simplemente parámetros S), que definen las cuatro variables como ondas incidente/reflejada y voltaje entrada/salida. La definición de los parámetros S hace uso de la propiedad de que una línea de transmisión terminada en su impedancia característica no refleja ninguna potencia en su terminación. Para demostrar la enorme utilidad de esta propiedad se debe prestar atención al diagrama de una red de dos puertos mostrado anteriormente, donde Z_0 es la impedancia de la fuente y de la carga, y E_{i1} y E_{r1} son las magnitudes de las ondas de voltaje incidente y reflejada respectivamente. Los parámetros S pueden expresarse entonces como:

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad (\text{Ec. 3-1})$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \quad (\text{Ec. 3-2})$$

donde:

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (\text{Ec. 3-3})$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (\text{Ec. 3-4})$$

Terminando el puerto 2 en Z_0 , lo que hace a_2 igual a cero y aplicando una fuente de potencia al puerto uno, se obtienen las siguientes relaciones:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{E_{r1}}{E_{i1}} \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{E_{r2}}{E_{i1}} \quad (\text{Ec. 3-5})$$

Denominamos S_{11} al coeficiente de reflexión a la entrada y es una medida práctica de la adaptación en el puerto de entrada del LNA mientras que S_{21} representa la ganancia del amplificador. Por otra parte, si el puerto 1 termina en una carga Z_0 y se envía potencia desde el puerto 2, entonces:

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{E_{r1}}{E_{i2}} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{E_{r2}}{E_{i2}} \quad (\text{Ec. 3-6})$$

Donde S_{12} es la transmisión inversa de ganancia de la red y S_{22} se denomina al coeficiente de reflexión a la salida. Usando estas definiciones se puede predecir que un buen LNA debe estar caracterizado por un valor alto de S_{21} para conseguir buena ganancia, valores pequeños de S_{11} y S_{22} para obtener buena adaptación a la entrada y a la salida y un S_{12} muy pequeño para asegurar buena estabilidad y aislamiento de retorno. Los valores típicos para un LNA son: S_{11} y $S_{22} < -10$ dB, $S_{21} > 20$ dB y $S_{12} < -40$ dB, aunque estos valores podrían variar dependiendo de la aplicación y la frecuencia.

3.2.2 Definiciones de ganancia

Existen diversas definiciones de ganancia según se relacione potencia entregada o potencia disponible a la salida con potencia entregada o potencia disponible a la entrada. Se pueden definir factores de ganancia separados para la red de adaptación a la entrada, el propio transistor y la red de adaptación a la salida como se puede ver en el esquema general de la **Figura 3-2**:

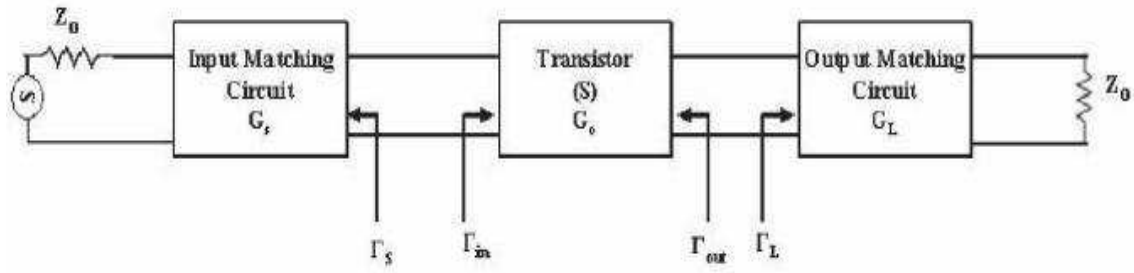


Figura 3-2. Esquema de circuito amplificador con transistor

La definición de ganancia más utilizada en el diseño de amplificadores es la de ganancia de transferencia que relaciona la potencia entregada a la carga y la potencia disponible a la entrada.

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_s|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{IN}|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (\text{Ec. 3-7})$$

Esta expresión según el esquema de la **Figura 3-2** puede definirse como:

$$\left. \begin{aligned} G_S &= \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{IN}|^2} \\ G_0 &= |S_{21}|^2 \\ G_L &= \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow G_T = G_S G_0 G_L \quad (\text{Ec. 3-8})$$

Existen también casos especiales de ganancia de transferencia cuando la entrada y la salida están adaptadas a la carga con el fin de que no se produzca reflexión. En ese caso $\Gamma_L = \Gamma_s = 0$, y la expresión se reduce:

$$Z_L = Z_S = 50 \quad \rightarrow \quad \left[\begin{array}{l} \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \\ \Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \end{array} \right] \quad G_T = |S_{21}|^2 \quad (\text{Ec. 3-9})$$

Otro caso especial es la ganancia unilateral de transferencia, G_{TU} , cuando $S_{12} = 0$ (o es lo suficientemente pequeño). Esta característica no recíproca supone que $\Gamma_{in} = S_{11}$, lo que hace que la ganancia sea:

$$G_{TU} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (\text{Ec. 3-10})$$

Para finalizar con el estudio de ganancias debemos mencionar otro tipo de ganancia como es la ganancia de inserción. Esta ganancia aparece cuando nos disponemos a medir el comportamiento en ruido de un DUT (Device Under Test). Se define como la relación entre la potencia entregada a la carga cuando hay un dispositivo conectado, y la potencia entregada a la carga sin el DUT. El siguiente esquema, **Fig. 3-3**, nos ayudará a comprender mejor la definición [11].

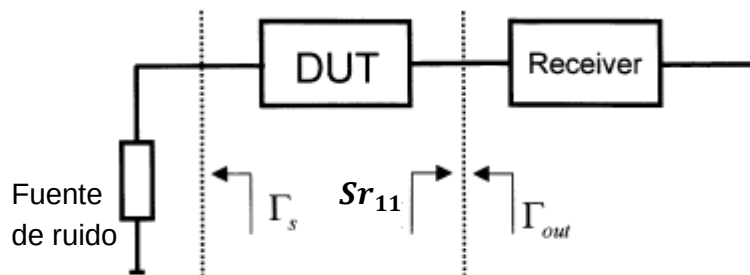


Figura 3-3. Esquema de medida de la figura de ruido

La ganancia de inserción, G_i , se define por tanto:

$$G_i = \frac{|1 - S_{r11}\Gamma_s|^2}{|1 - S_{r11}\Gamma_{out}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} \quad (\text{Ec. 3-11})$$

Donde

S_{r11} = Parámetro S_{11} del receptor.

S_{11} y S_{21} = Parámetros del DUT.

Γ_s = Coeficiente de reflexión de la fuente de ruido.

Γ_{out} = Coeficiente de reflexión del DUT

3.2.3 Parámetros de ruido

El comportamiento en ruido de un LNA o, de forma más general, de una red de dos puertos puede describirse a través de unos parámetros que pueden representarse de varias formas, por ejemplo usando impedancias, admitancia o coeficientes de reflexión. La expresión de la figura de ruido en términos de coeficientes de reflexión es:

$$F = F_{min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_{opt} - \Gamma_s|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (\text{Ec. 3-12})$$

Con Z_0 la impedancia normalizada.

Donde:

- 1) F_{min} = Figura de ruido mínima del dispositivo (transistor).
- 2) Γ_{opt} = Coeficiente óptimo de reflexión para conseguir la figura mínima de ruido.
- 3) R_n = Resistencia de ruido del dispositivo.
- 4) Γ_s = Coeficiente de reflexión actual aplicado a la entrada del dispositivo.

De la ecuación se deduce fácilmente que $F = F_{min}$ cuando $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$, que es el coeficiente óptimo de reflexión en la puerta para conseguir el ruido mínimo.

Los parámetros R_n , Γ_{opt} y F_{min} , son intrínsecos a las características del dispositivo, y a la frecuencia de trabajo. Según la fórmula del ruido que acabamos de ver, la figura total de ruido del amplificador viene determinada por el coeficiente de reflexión que ve el dispositivo en la entrada (Γ_s), sólo un valor de este coeficiente ($\Gamma_s = \Gamma_{opt}$) proporciona la mínima figura de ruido [12]. Normalmente este coeficiente óptimo de ruido Γ_{opt} no coincide con el conjugado de S_{11} necesario para realizar una adaptación a la entrada y conseguir así maximizar la ganancia.

Según la fórmula de Friis, mostrada a continuación, se observa que el factor de ruido final depende de la ganancia de cada una de las etapas amplificadoras en cascada del circuito de la forma:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (\text{Ec. 3-13})$$

De ahí se deduce que la primera etapa es crucial a la hora de diseñar un amplificador LNA puesto que si no es elevada la ganancia, las demás etapas influirán en el ruido.

3.2.4 Estabilidad

La estabilidad de un amplificador es un factor muy importante; la condición de estabilidad de una red es dependiente de la frecuencia, por lo que es posible que un amplificador sea estable a la frecuencia de diseño pero inestable a otras frecuencias. En la red de la **Figura 3-4**, se pueden producir oscilaciones si la impedancia de entrada o de salida presenta parte real negativa, lo que significa que los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida son respectivamente $\Gamma_{in} > 1$ o $\Gamma_{out} > 1$. En términos de parámetros S se definen como:

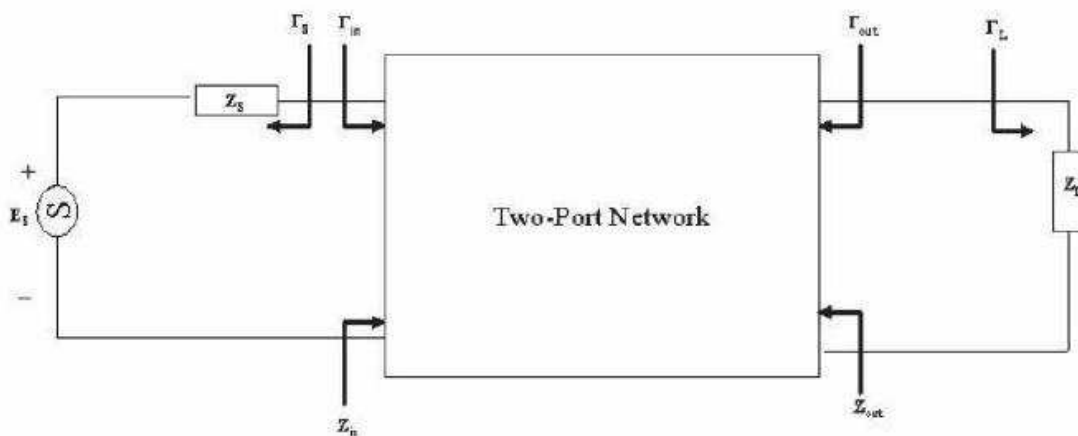


Figura 3-4. Red de 2 puertos con generador y carga

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_S} \right| < 1 \quad |\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (\text{Ec. 3-13})$$

La condición de estabilidad puede analizarse mediante los factores de Rollet, K y Δ , que en términos de parámetros S se definen como **[13]**:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (\text{Ec. 3-14})$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (\text{Ec. 3-15})$$

A partir de estos factores se pueden definir dos tipos de casos:

- Estabilidad incondicional
- Estabilidad condicional

La red es incondicionalmente estable cuando $K > 1$ y $\Delta < 1$ para cualquier carga que se le aplique.

La red es condicionalmente estable, también llamada potencialmente inestable, cuando $K < 1$ y $\Delta < 1$ por lo tanto depende de la impedancia que se le aplique, bien a la entrada bien a la salida para que se produzcan inestabilidades en el funcionamiento del amplificador.

Otro factor útil para determinar la estabilidad del sistema es el factor μ , que es equivalente a los factores K y Δ , pero consigue, con criterios geométricos, indicarnos si el dispositivo será estable con un solo valor:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{12}S_{21}|} \quad (\text{Ec. 3-16})$$

El dispositivo será incondicionalmente estable para $\mu > 1$. Si $\mu < 1$ el diseño podría ser viable, pero se deberá acudir a los círculos de estabilidad para elegir impedancias que no causen oscilación, y contar con un cierto margen de seguridad. En el diseño de amplificadores, se debe asegurar que el amplificador permanezca incondicionalmente estable en todo el rango de frecuencias, estos parámetros se calcularán automáticamente en el diseño a través de las fórmulas de parámetros S y serán representados en gráficas para su correcta comprobación.

Capítulo 4

Diseño eléctrico del LNA

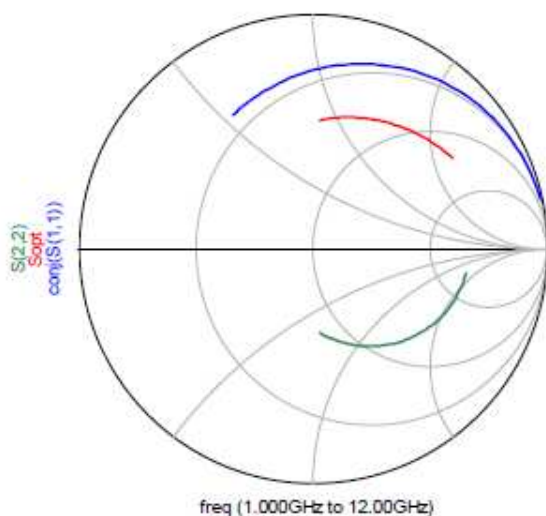
En este capítulo se detalla en profundidad el proceso de diseño en esquemático del LNA. Partiremos de unas especificaciones técnicas para llegar al diseño eléctrico del LNA, que será el prototipo en el cual nos basaremos para el diseño físico (layout).

4.1 Consideraciones previas al diseño

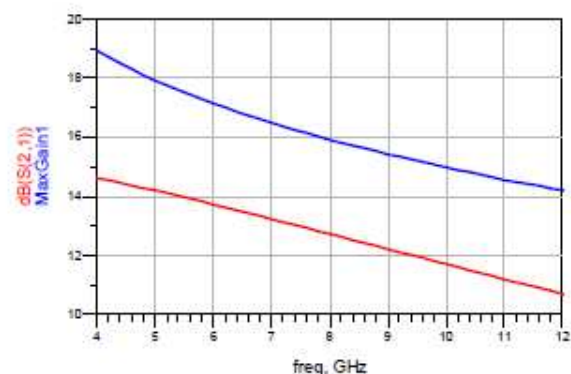
Antes de acometer el diseño de un LNA, debemos tener en cuenta una serie de aspectos tales como la elección del transistor adecuado, su punto de polarización, el sustrato utilizado, la realimentación en serie, etc...A lo largo de este capítulo vamos a ir desgranando todas estas cuestiones.

Para realizar el diseño de amplificadores de bajo ruido es necesario conocer bien el comportamiento en cuanto a ruido y ganancia de cada transistor. En nuestro caso, el transistor escogido es habitualmente usado por el departamento para esta banda de frecuencias. Se trata del MGFC4419G HEMT de Mitsubishi. Es un HEMT pseudomórfico (pHEMT) de InGaAs, que cuenta con una anchura de puerta de $4 \times 50 \mu\text{m}$ y $0,22 \mu\text{m}$ de longitud de puerta, encontrándose su hoja de características en [14].

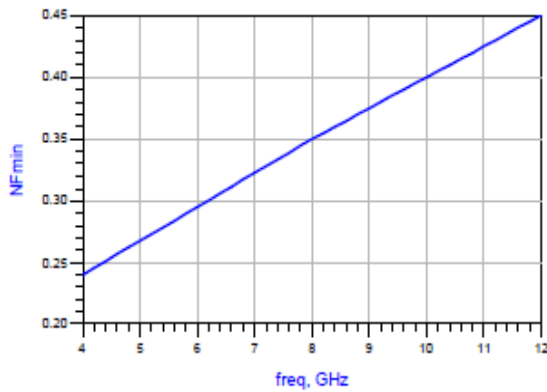
Los parámetros de Scattering dados por el fabricante son únicamente para un punto de polarización: $V_{ds} = 2 \text{ V}$, $I_d = 10 \text{ mA}$ (recomendado para aplicaciones de bajo ruido). Es por ello que vamos a polarizarlo en este punto, en el cual sus principales parámetros se muestran en la **Figura 4-1**.



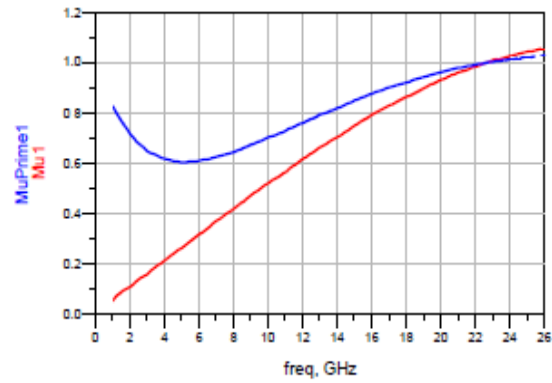
(a) Coeficientes de reflexión: S_{11} , S_{22} y S_{opt}



(b) Ganancias: S_{21} y MSG



(c) Figura mínima de ruido

(d) Estabilidad: μ y μ' **Figura 4-1.** Características del MGFC4419G

En la **Figura 4-1b** están representadas la ganancia del transistor con impedancias de 50Ω a la entrada y a la salida (rojo) y la máxima ganancia estable (MSG) que el dispositivo puede proveer a estas frecuencias. Podemos observar que la MSG es 19 dB a 4 GHz y 15 dB a 8 GHz. De ahí deducimos que al menos 2 etapas son necesarias para alcanzar los objetivos en cuanto a ganancia (20 dB). A pesar de esto, nos hemos decantado finalmente por 3 etapas para compensar las futuras pérdidas que introducen las redes de adaptación y las realimentaciones inductivas realizadas en las tres etapas y que se explicarán en los siguientes apartados.

En la **Figura 4-1c** se representan los factores de estabilidad (μ y μ'). Se puede observar que en nuestra banda de trabajo (4-8 GHz), el transistor en este punto de polarización sólo es condicionalmente estable. Aunque en la banda de interés una estabilidad condicional podría ser suficiente, (si tenemos la certeza de que las cargas con las que vamos a trabajar están definidas en las zonas que cumplen la estabilidad del transistor), para mayor seguridad frente al proceso de optimización final y por su alta ganancia a frecuencias bajas (por debajo de 4 GHz), buscaremos una situación de estabilidad incondicional en toda la banda de frecuencias donde está definido el modelo del dispositivo.

En la banda de trabajo, la estabilidad incondicional se proporcionará mediante el diseño en RF de las redes de adaptación, y para frecuencias menores a través de las redes de polarización. Existen diferentes técnicas para mejorar la estabilidad de un diseño, tales como añadir una resistencia en serie a la puerta del transistor, añadir una inductancia a la fuente,... Nosotros hemos escogido la segunda opción, puesto que las resistencias son fuentes potenciales de ruido térmico, lo cual degradaría el ruido del amplificador.

Por último, en la **Figura 4-1a** se puede observar el parámetro S_{11}^* (en azul). Con el objeto de maximizar la ganancia, necesitamos obtener máxima adaptación a la entrada, para lo cual se tiene que cumplir que $\Gamma_s = S_{11}^*$. En la misma gráfica observamos también el parámetro de ruido Γ_{opt} (en rojo). Si volvemos a la fórmula del ruido que hemos introducido en el tema 3:

$$F = F_{min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_{opt} - \Gamma_s|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (\text{Ec. 4-1})$$

En dicha fórmula, la segunda parte del sumando depende de $|\Gamma_{opt} - \Gamma_s|^2$, es decir que cuanto más cerca estén Γ_{opt} y Γ_s , menor será la figura de ruido. En nuestro caso, (para una máxima adaptación a la entrada $\Gamma_s = S_{11}^*$) ambos parámetros (Γ_{opt} y S_{11}^*) se encuentran alejados lo cual nos imposibilita tener un ruido mínimo y una ganancia máxima. Debemos llegar por tanto a un compromiso. Para acortar esa distancia, existe una técnica introducida en 1974 por J. Enberg llamada realimentación inductiva [15]. Consiste en la inserción de una inductancia en serie con la fuente del transistor como se muestra en la **Figura 4-2**.

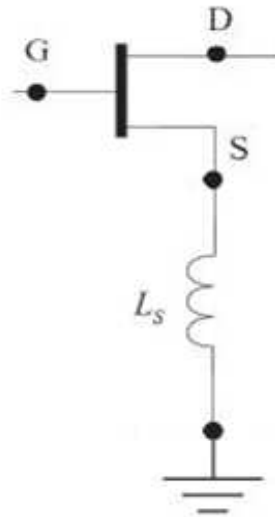


Figura 4-2. Esquema de la realimentación en serie

A través de esta inductancia se suele poder aproximar en la carta de Smith los parámetros Γ_{opt} y S_{11}^* , **Figura 4-3**, y así obtener adaptación conjugada y una figura de ruido próxima a F_{min} .

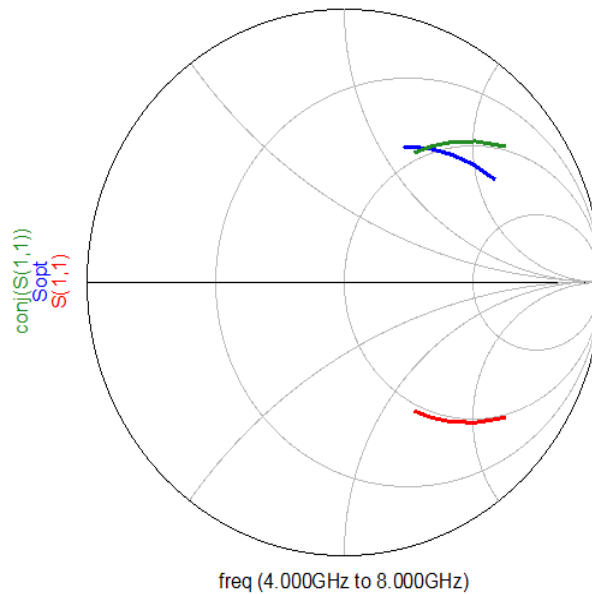


Figura 4-3. Efecto de la realimentación inductiva sobre S_{11}

En la **Figura 4-4** se muestra el efecto de la realimentación inductiva (azul) en los valores de estabilidad y ganancias. Mientras que por una parte nos proporciona valores de estabilidad incondicional ($K > 1$), por otro lado se produce una considerable pérdida de ganancia.

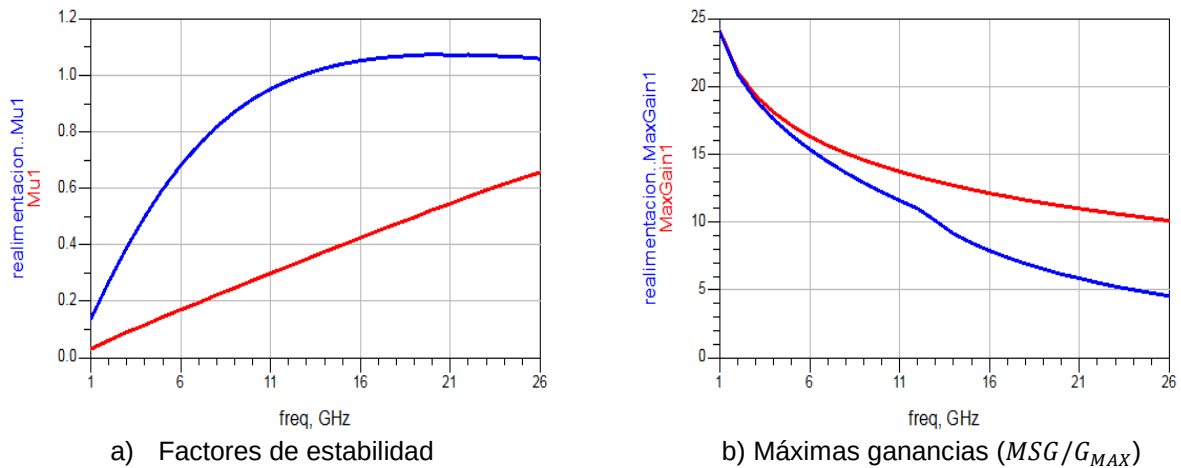


Figura 4-4. Efecto de la realimentación inductiva en la estabilidad y ganancia

Hemos introducido la realimentación inductiva aprovechando la inductancia propia de los hilos de bonding que unen los terminales de fuente del transistor y tierra. En nuestro caso hemos utilizado 4 hilos para conectar los terminales de fuente del transistor con tierra, porque de esta manera se conseguía la inductancia necesaria.

Los valores óptimos de inductancia han sido convertidos en las longitudes correspondientes de los hilos de bonding, los cuales han sido posteriormente optimizadas con la ayuda de la herramienta software para mejorar el resto de requerimientos de diseño.

4.2 Sustrato

Para realizar las líneas microstrip se ha utilizado el sustrato blando CLTE-XT de Arlon [16], debido principalmente a la estabilidad de su constante dieléctrica con la temperatura. Sus principales características están resumidas en la **Tabla 4-1**:

Constante dieléctrica	ϵ_r	2.74
Altura del sustrato	h	5 mils (127 μm)
Conductividad	σ	$5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$
Anchura de la metalización	t	17 μm
Tangente de pérdidas	$\tan \delta$	0.0012

Tabla 4-1. Características del sustrato utilizado

4.3 Medida de parámetros Scattering

Por último y antes de entrar al diseño propiamente dicho del amplificador LNA, se hizo una medida de los parámetros de Scattering del transistor MGFC4419G en el punto de polarización recomendado para bajo ruido. Dichas medidas han sido llevadas a cabo en la estación de sondas coplanares disponible en el laboratorio, **Figura 4-5**, cuyo set-up describimos en la siguiente **Tabla 4-2**.

Dispositivos de medida		Datos de calibración	
Analizador de redes	PNA E8364 (Agilent)	Método de calibración	LRM
Cables	Coaxiales estables en fase	Rango frecuencial	100 MHz – 50 GHz (500 puntos)
Sondas	67 A-GSG-100LP Coplanar Probes	Ancho de banda de IF	100 Hz
Sustrato de calibración	CS-5 (Picoprobe)	Potencia	-30dBm

Tabla 4-2. Características de la estación de pruebas

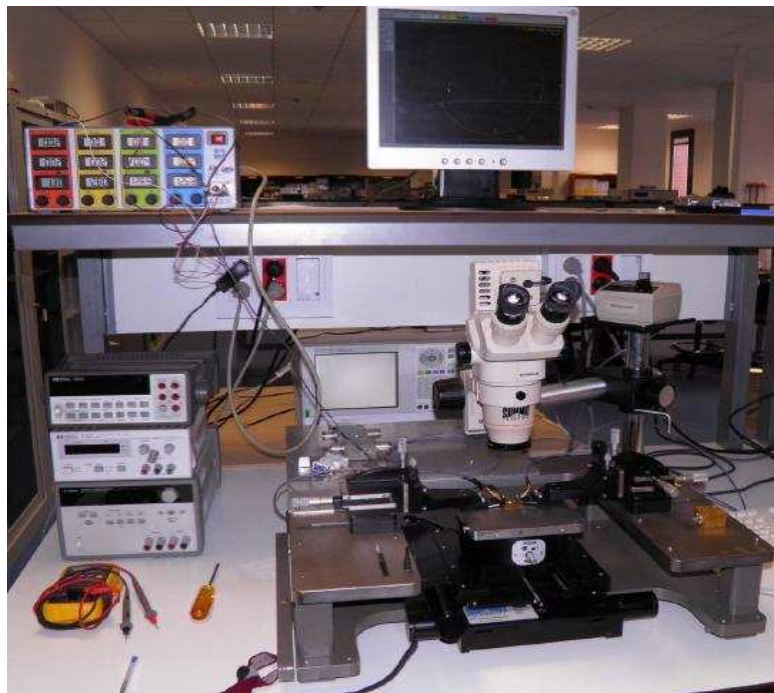


Figura 4-5. Fotografía del set-up de la medida

Posteriormente se han podido comparar las medidas (azul) con los datos proporcionados por el fabricante (rojo), **Figura 4-6**. Estos últimos no son tan fiables puesto que son proporcionados de forma general y no tienen en cuenta las diferencias entre transistores de diferentes obleas. Igualmente hemos podido utilizar ese fichero de parámetros medido en el laboratorio para las posteriores simulaciones y optimizaciones realizadas con ayuda del software de Agilent, ADS.

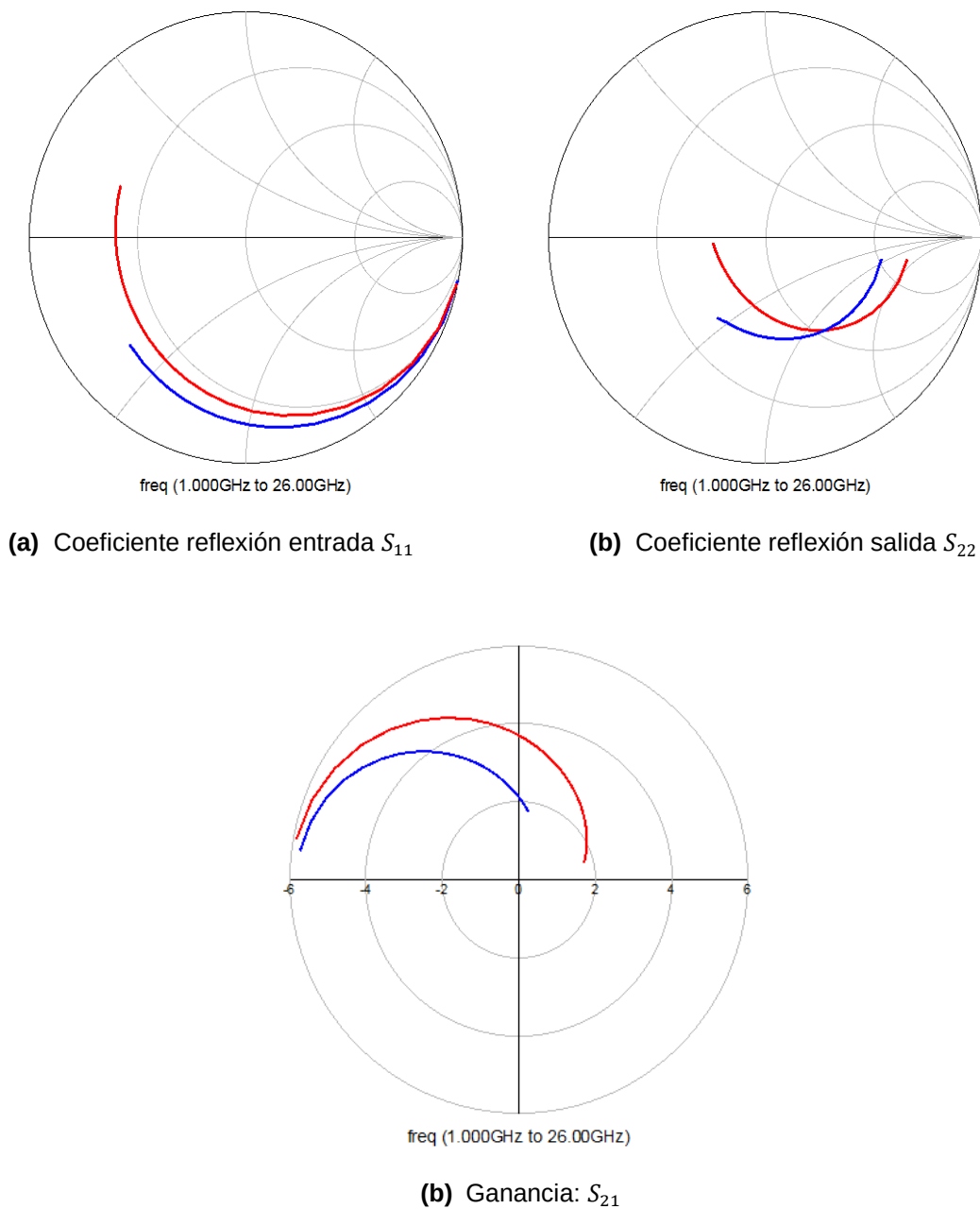


Figura 4-6. Comparación medidas (azul) vs Fabricante (rojo)

4.4 Diseño en esquemático

Una vez analizado el sustrato y el transistor, procedemos a incluir las redes de adaptación y de polarización. Para las primeras se han utilizado líneas de transmisión, capacidades e hilos de bonding para unir componentes, y su principal cometido es el de proporcionar unas impedancias a la entrada y salida de los transistores que permitan satisfacer los compromisos en ruido, ganancia y estabilidad de todo el tramo de RF.

Las 3 etapas del amplificador han sido diseñadas de forma secuencial, etapa por etapa. Se ha pretendido realizar unas redes lo más sencillas posible, para que el diseño sea robusto, fiable y de fácil construcción. En el siguiente apartado entraremos más a fondo a analizar estas redes de adaptación (entrada, interetapa y salida).

Por otro lado, las redes de polarización permiten situar el punto DC del dispositivo en el valor deseado, lo cual es muy importante puesto que los parámetros relevantes del transistor en RF están determinados por su polarización en continua. Estas redes presentan ligeras diferencias entre las de polarización de puerta y las de drenador, pero ambos tipos de tipologías están formadas por condensadores, resistencias e hilos de bonding.

4.4.1 Redes de adaptación

Asumiendo que estamos ante un dispositivo unilateral, las condiciones de adaptación para máxima ganancia serían:

$$\Gamma_S = S_{11}^*$$

$$\Gamma_L = S_{22}^*$$

En este caso y habiendo asegurado la estabilidad incondicional mediante la introducción de una inductancia en la fuente del transistor, podrían diseñarse separadamente las redes de entrada y salida que satisfacen las condiciones anteriores y posteriormente juntarlas. En nuestro caso particular, el transistor MGFC4419G muestra una S_{12} relativamente alta en la banda de interés (**Fig. 4-7**) y la introducción de la realimentación inductiva incluso la incrementa (azul).

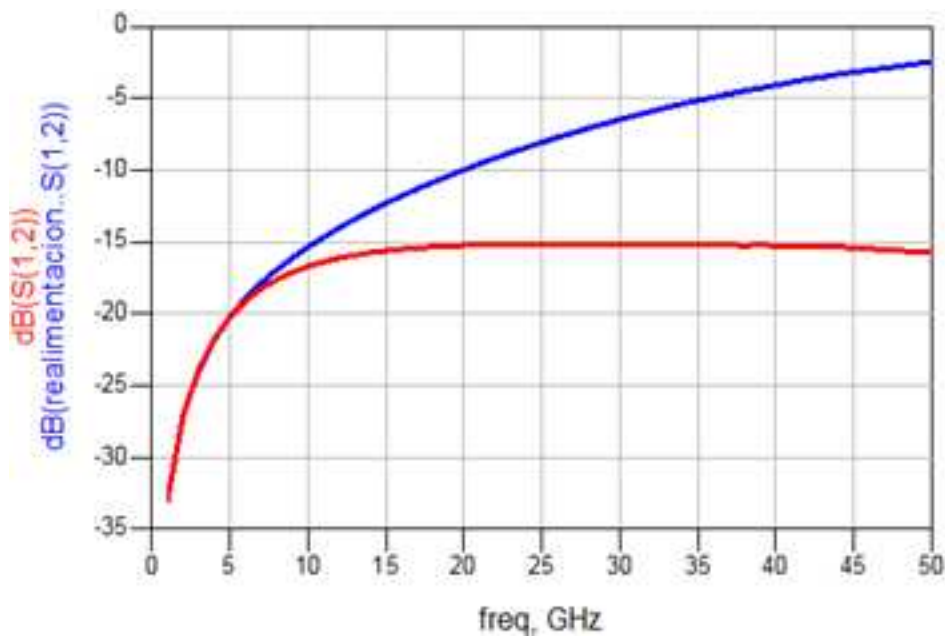


Figura 4-7. Unilateralidad del transistor MGCF4419G

Deducimos por tanto que la asunción de dispositivo unilateral es bastante inexacta en nuestro caso. Teniendo esto en cuenta, lo que hemos hecho es diseñar separadamente las redes de adaptación, optando por la tipología que consideramos adecuada, para después unir las y proceder a optimizar desde ese punto de partida.

4.4.1.1 Red de entrada

En el diseño de un LNA la primera etapa del amplificador es la más crítica. El ruido que introduce esta etapa es el más significativo, ya que se suma directamente a las etapas posteriores. Esta red tiene la labor de adaptar a la impedancia óptima de ruido para conseguir F_{min} . Además, debe ser lo más sencilla posible para que introduzca las menores pérdidas evitando elementos resistivos. Teniendo esto en cuenta exponemos a continuación el esquema de la red de entrada, (**Fig. 4-8**).

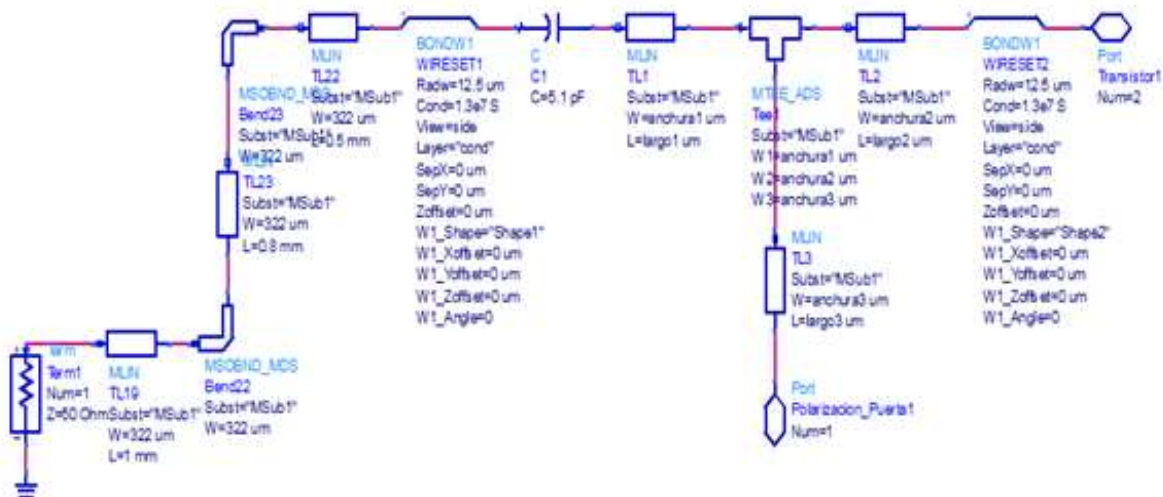


Figura 4-8. Red de entrada

En primer lugar observamos a la entrada líneas de transmisión de 50 Ω de impedancia. El software ADS dispone de una herramienta muy interesante llamada LineCalc que nos facilita mucho el trabajo, puesto que gracias a ella se pueden calcular las dimensiones físicas que debe tener una línea de impedancia y longitud eléctrica determinada. En este caso y con nuestro sustrato, a una frecuencia central de 6 GHz la impedancia de 50 Ω corresponde con una anchura de 322 μm .

En este mismo esquema podemos apreciar hilos de bonding utilizados para unir líneas de transmisión con diversos componentes. El primero de los hilos conecta con un condensador de 5,1 pF que hace las funciones de bloqueo de la corriente continua. Y el segundo de los hilos uniría con el primero de los 3 transistores HEMT utilizados a lo largo del diseño.

Por último, hacemos uso de una línea en T que conecta el camino de RF con la red de polarización de puerta a través de una línea microstrip de longitud $\lambda/4$. Esta línea junto con el cortocircuito que nos proporciona un condensador de 5,1 pF a tierra, nos permite obtener un circuito abierto virtual a la frecuencia central de nuestra banda de trabajo (6 GHz).

De esta forma conseguimos que no se derive nada de señal de RF por las redes de polarización y evitamos que cualquier variación exterior modifique el comportamiento normal del amplificador. En la siguiente **Figura 4-9**, mostramos un esquema con la línea microstrip de $\lambda/4$.

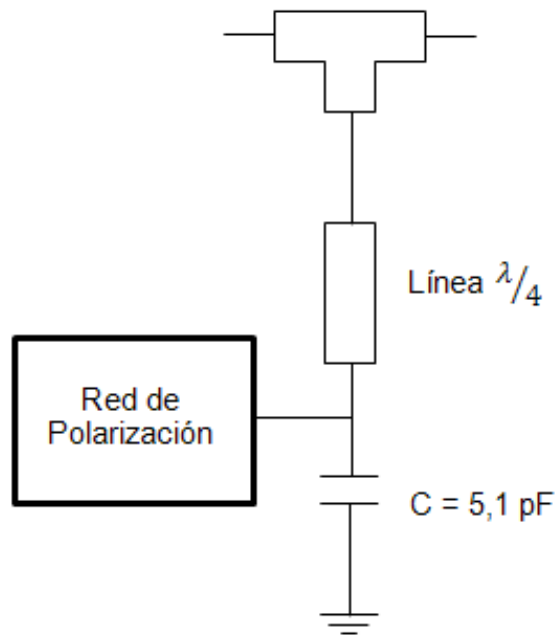


Figura 4-9. Esquema del stub de $\lambda/4$

Este valor $\lambda/4$ se ha calculado utilizando la herramienta anteriormente mencionada, “LineCalc”. Esto se hace teniendo en cuenta la constante dieléctrica y demás características del sustrato, **Figura 4-10**.

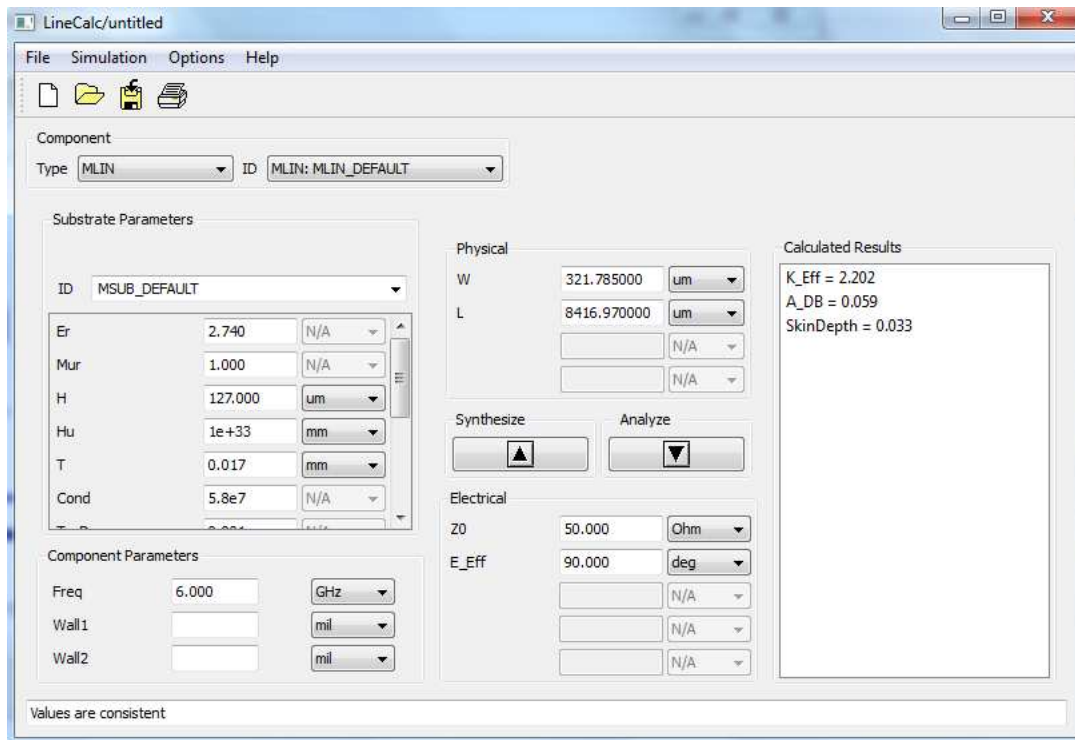


Figura 4-10. Captura del cálculo de dimensiones línea $\lambda/4$ con LineCalc

Finalmente se puede comprobar que el valor $\lambda/4$ fijado a una frecuencia central de 6 GHz es de 8,416 mm.

4.4.1.2 Red interetapa 1

La siguiente red es la que comunica el primer y el segundo transistor. Una vez más, en el diseño de redes de adaptación se intenta diseñar una red interetapa lo más sencilla posible para no introducir más pérdidas al diseño del amplificador y se actúa de la misma forma en todas las redes de adaptación posteriores.

El objetivo de esta primera red interetapa es adaptar la impedancia de salida de la primera etapa a la impedancia óptima de ruido del segundo transistor. Como podemos apreciar en la **Figura 4-11** lo primero que encontramos en el camino directo de RF es una línea en T que hace la misma labor que hemos explicado anteriormente de unir la red de polarización en este caso de drenador con la línea de RF a través de una línea de $\lambda/4$ entre medias, creando un circuito abierto virtual.

Posteriormente encontramos el condensador de bloqueo de continua de 5,1 pF. Este último va conectado a través de un hilo de bonding a otra línea en T que vuelve a hacer las veces de nexo entre el camino de RF y la red de polarización de puerta del segundo transistor.

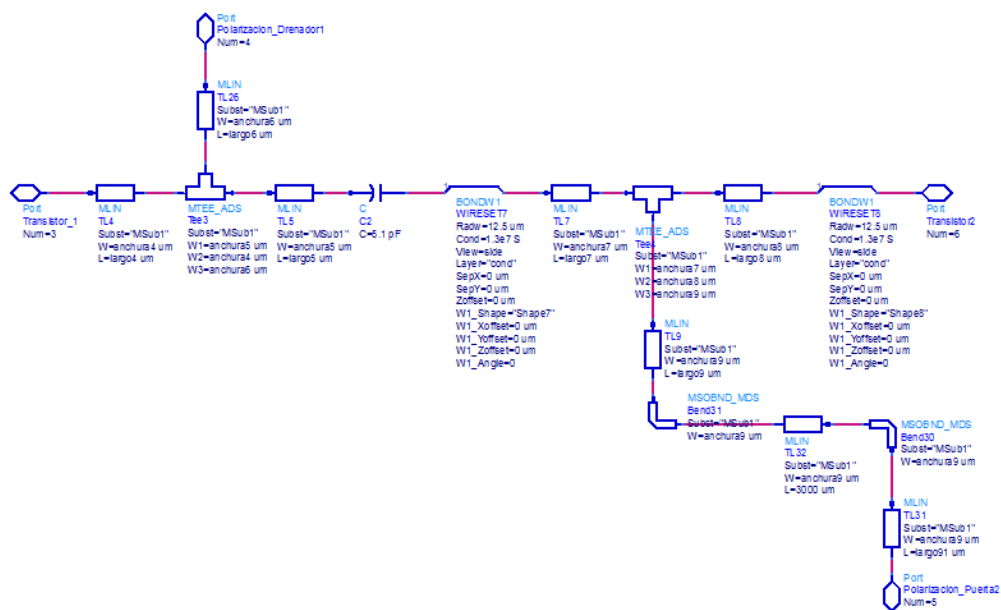


Figura 4-11. Red interetapa 1

Finalmente cabe resaltar que se ha implementado un codo en el stub de unión de la T con la red de polarización de drenador, con el objetivo de optimizar mejor el espacio mejorando las prestaciones.

4.4.1.3 Red interetapa 2

Esta segunda red interetapa es la que comunica el segundo transistor con el tercero y está orientada a conseguir la máxima ganancia posible. Por ello se debe intentar adaptar la impedancia de salida de la segunda etapa a la impedancia de entrada de la tercera etapa, y de este modo obtener máxima transferencia de potencia.

En este caso, **Figura 4-12**, de forma análoga a la red interetapa anterior nos encontramos otro esquema con dos líneas en T que unen el camino directo de RF con las respectivas redes de polarizaciones de puerta y drenador a través de las líneas de transmisión de $\lambda/4$ que de nuevo junto con el condensador final de 5,1 pF presentan un circuito abierto virtual a la señal de RF.

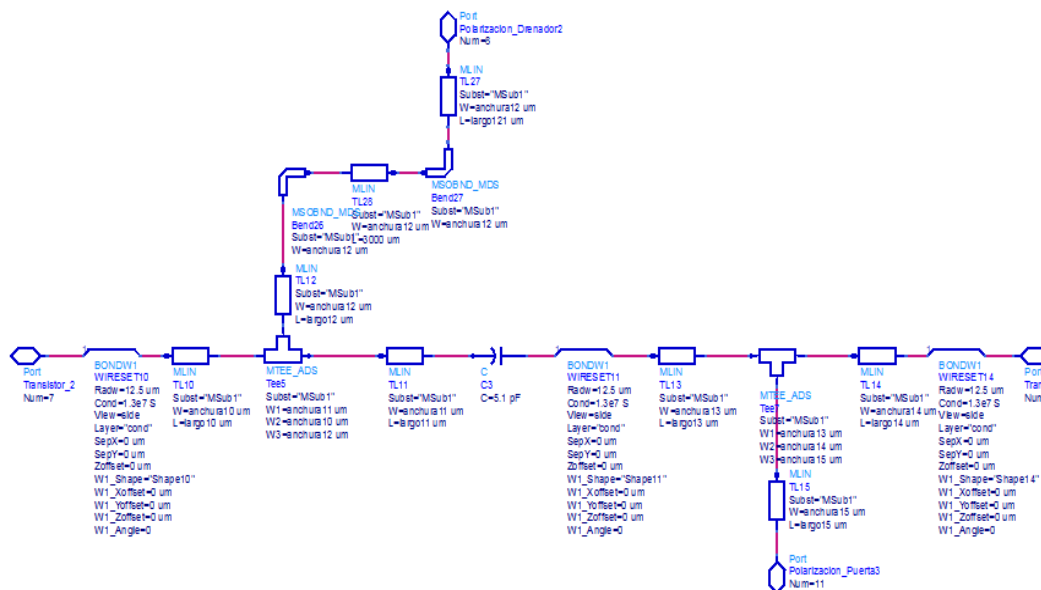


Figura 4-12. Red interetapa 2

Al igual que ocurrió en la red interetapa anterior, se ha implementado un codo en el stub de unión de la T con la red de polarización de drenador.

4.4.1.4 Red de salida

Finalmente llegamos a la red de salida con la que se busca una buena adaptación a la salida, sin olvidar el resto de parámetros del amplificador de ganancia, ruido y estabilidad.

En primer lugar observamos (**Fig. 4-13**) un hilo de bonding que nos lleva del tercer y último transistor a una línea en T que une el camino directo de RF con la última de las redes de polarización de puerta. Esta última red de puerta tiene un codo para mejorar sus prestaciones.

Volviendo al camino directo de RF encontramos el último condensador de desacoplo de 5,1 pF. Posteriormente un hilo de bonding une el condensador con una línea de 50 ohm. En la red de salida hemos añadido a continuación una resistencia de 50 ohm, con la que se aprecia una notable mejora en la adaptación de salida.

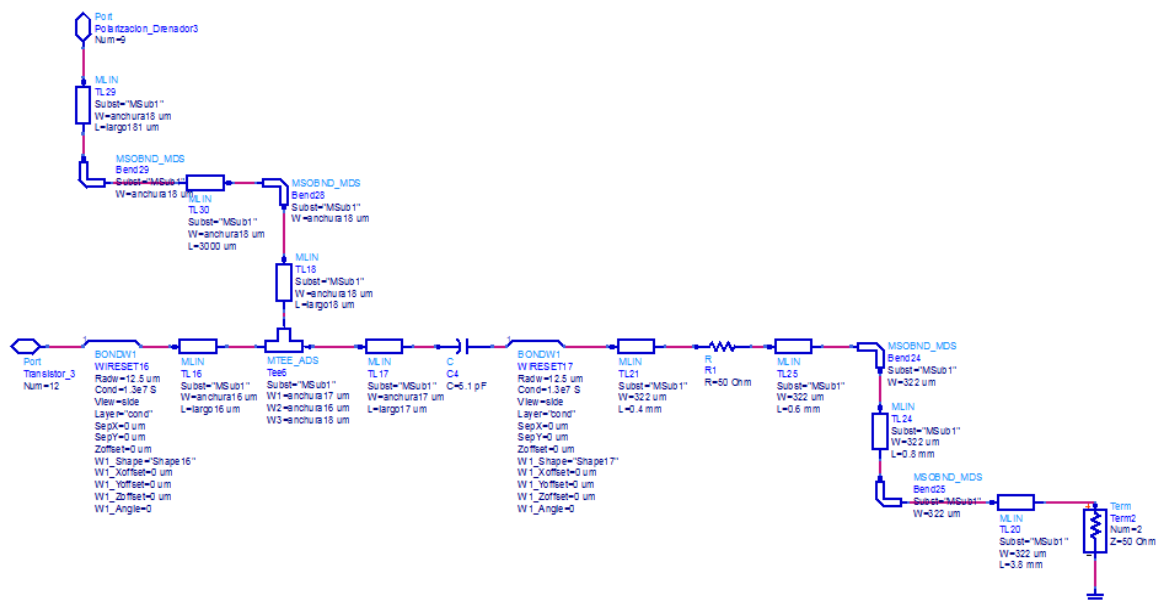


Figura 4-13. Red de salida

El diseño final completo del primer prototipo de LNA de nuestro proyecto es mostrado en el **Anexo I**.

4.4.2 Redes de polarización

Una vez finalizado el diseño de las redes de adaptación, nos centraremos en las redes de polarización de puerta y fuente del transistor. Como ya avanzamos anteriormente, permiten situar el punto DC del dispositivo en el valor deseado. Asimismo, a frecuencias bajas el transistor tiene una ganancia muy alta, con lo que la estabilización fuera de banda es crucial también para evitar posibles oscilaciones. Otra característica de estas redes es que deben ser transparentes para el comportamiento de RF del amplificador en la banda de interés, de esta forma evitamos pérdidas y oscilaciones por realimentaciones espurias en otras frecuencias. En la **Figura 4-14** se muestran las redes de polarización de puerta y drenador diseñadas.

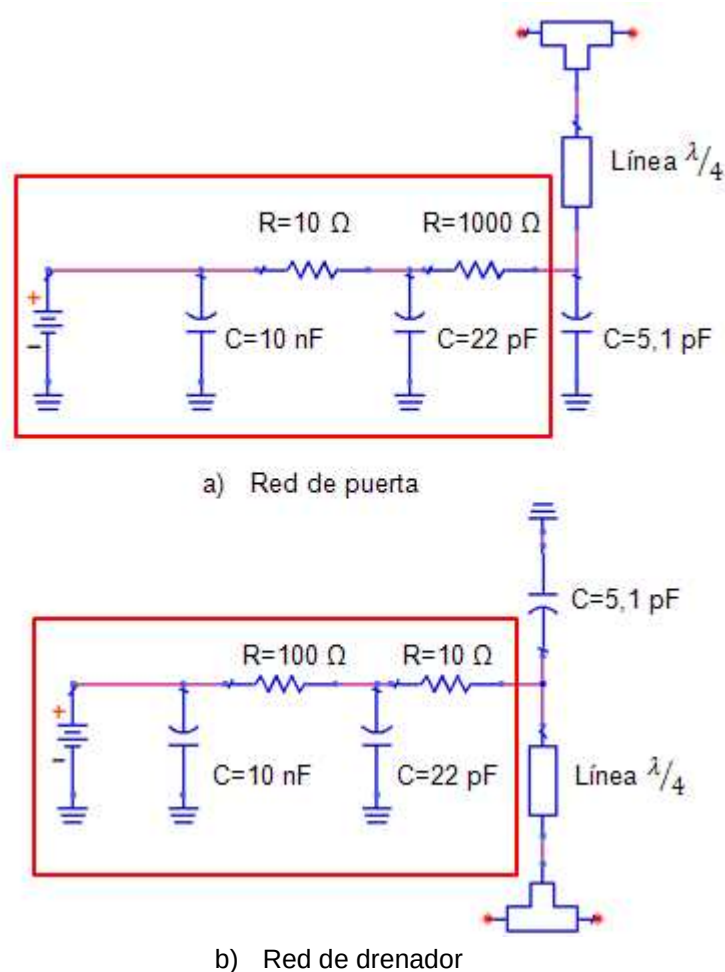


Figura 4-14. Esquema de las redes de polarización

Como se aprecia en la figura anterior, hemos colocado un condensador de 5,1 pF que realiza las labores de cortocircuito a nuestra frecuencia central de la banda de trabajo (6 GHz). Un segundo filtrado es posteriormente realizado por una capacidad de 22 pF y finalmente hemos emplazado otro condensador de 10 nF junto al pad de entrada de DC. Todos estos elementos fuera de la banda se colocan para filtrar el mayor rango de frecuencias bajas posible y así evitar realimentaciones, que podrían llegar a causar oscilaciones.

Entre estas capacidades hemos colocado una serie de resistencias para asegurar la estabilidad a bajas frecuencias. En las redes de polarización de drenador estas resistencias deben ser más bien de valores bajos con el objetivo de evitar un excesivo consumo de potencia, con valores del orden de 100 Ω .

Por el contrario, las resistencias de las redes de puerta, podrían tomar valores altos del orden de 1000 Ω , sin afectar al consumo de potencia de DC del amplificador, y así evitar el paso de señal de RF, ya que la corriente de puerta del transistor es despreciable y no generan una caída de tensión apreciable, [17].

Finalmente, cabe resaltar que todas las variables utilizadas hasta este punto del diseño han sido susceptibles de ser modificadas en las optimizaciones llevadas a cabo posteriormente, a excepción de las variables que determinan el punto de polarización del transistor, con el objetivo de mejorar el rendimiento global de nuestro LNA. A la hora de realizar estas modificaciones se han tenido en cuenta los límites físicos en cuanto a conectividad y tamaño de los componentes.

4.5 Componentes pasivos discretos

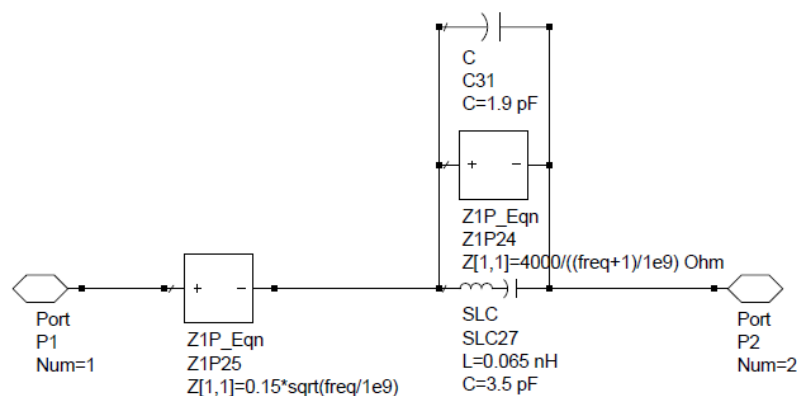
En la **Tabla 4-3** presentamos una lista completa de todos los componentes utilizados en el diseño. Toda la documentación complementaria está disponible on-line en las webs de los fabricantes [18].

Componente	Función	Valor	Tipo	Fabricante	Referencia
Condensador	Bloqueo de DC/ Corto de RF	5,1 pF	Single-Layer Chip 0505	American Technical Ceramics (ATC)	ATC111XCA5R1C100 TT
Condensador	Cortocircuit o señales baja frecuencia	22 pF	Multi-Layer Chip 0505	American Technical Ceramics (ATC)	ATC100A220JP150X
Condensador	Cortocircuit o señales baja frecuencia	10 nF	SMD 0805	Kemet	C0805C103J5GAC 7800
Resistencia	Estabilidad a baja frecuencia Drenador	100 Ω	Chip 0302 Película fina	State of the Art, Inc. (SOTA)	S0302AA1000FEW
Resistencia	Estabilidad a baja frecuencia. Puerta	1000 Ω	Chip 0302 Película fina	State of the Art, Inc. (SOTA)	S0302AP102JG
Resistencia	Estabilidad red de salida	50 Ω	Chip 0302 Película fina	State of the Art, Inc. (SOTA)	S0302AP500JG
Resistencia	Estabilidad baja a baja frecuencia. Puerta y drenador	10 Ω	SMD 0402	Multicomp Electronic Components	0402WGF100JTCE

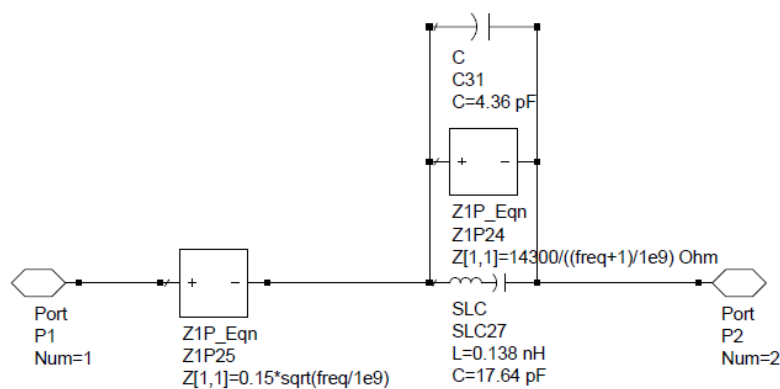
Tabla 4-3. Lista de componentes pasivos discretos

Todos los componentes pasivos tienen influencia en el comportamiento del amplificador, por eso es importante modelar su comportamiento real teniendo en cuenta los efectos parásitos. En el presente diseño hemos utilizado un modelo de las resistencias SOTA (State of the Art, Inc.) y de los condensadores ATC (American Technical Ceramics). Todos los modelos utilizados han sido extraídos de medidas reales y probados para ser muy precisos tanto a temperatura ambiente como criogénica. Fueron suministrados por el Centro Astronómico de Yebes (Guadalajara) [19]. En la **Figura 4-15** están representados los modelos de los condensadores.

En el caso de los componentes SMD, han sido simulados como resistencias y condensadores ideales, considerando insignificantes sus efectos parásitos a baja frecuencia.



a) Condensador 5,1 pF ATC111XCA5R1C100TT



b) Condensador 22 pF ATC100A220JP150X

Figura 4-15. Modelos reales de condensadores ATC

4.6 Resultados finales de las simulaciones

En este apartado vamos a mostrar el resultado de nuestro diseño una vez realizadas todas las optimizaciones necesarias.

Una vez acabado el diseño, el siguiente paso es comprobar que se cumplen las especificaciones del diseño. Comenzando por las adaptaciones tanto en la de entrada (S_{11}) como en la de salida (S_{22}), en la **Figura 4-16** vemos que se cumplen las especificaciones de diseño pues en ambos casos se encuentran por debajo de los -10 dB que habíamos marcado como objetivo.

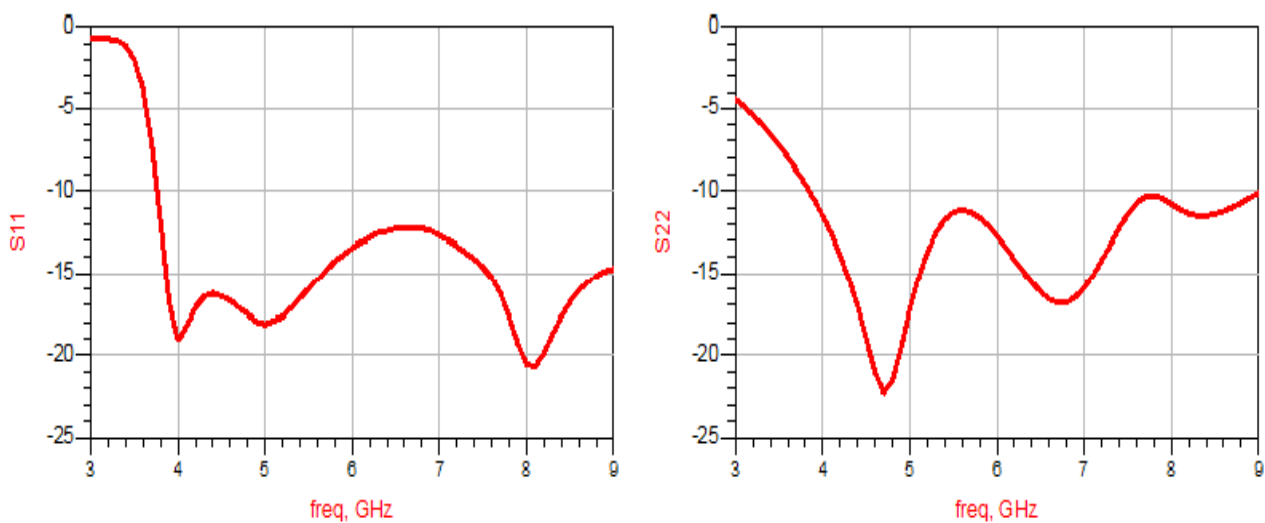
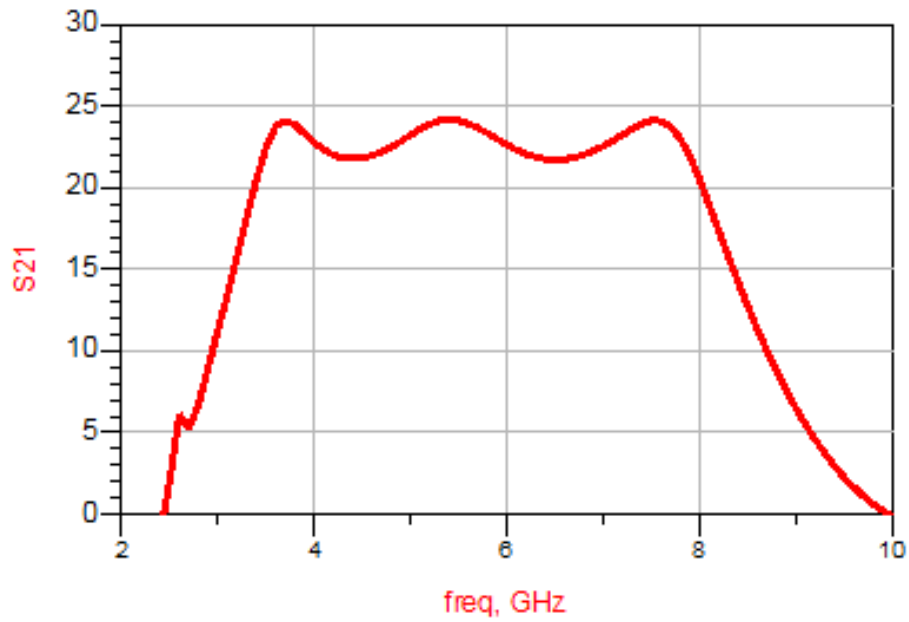
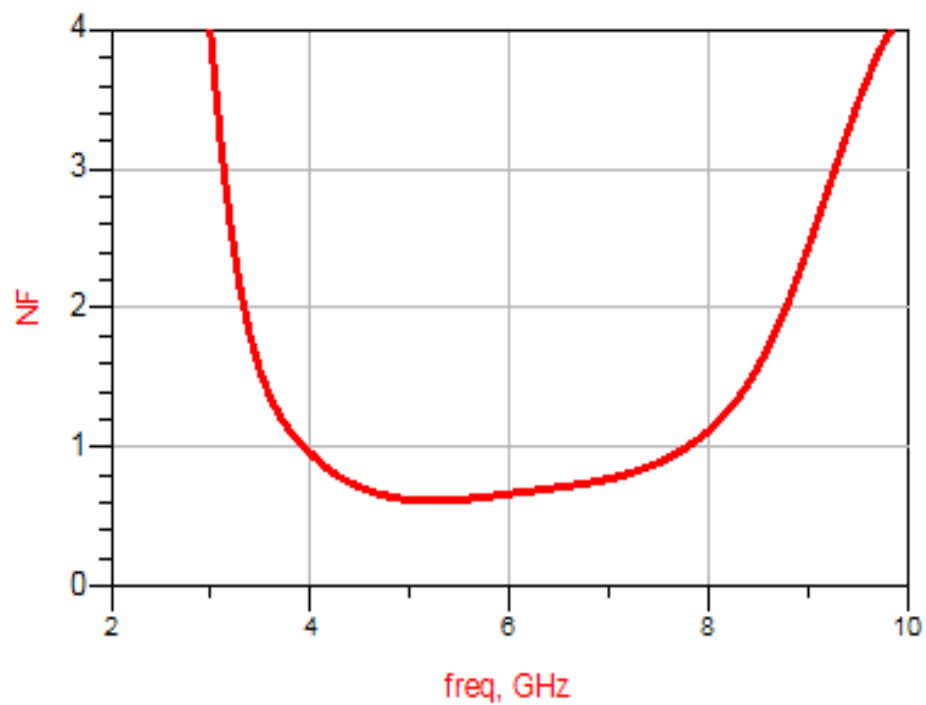


Figura 4-16. Adaptaciones de entrada y de salida

En cuanto a la ganancia, **Figura 4-17**, podemos decir que la estructura que hemos diseñado es razonablemente buena puesto que cumplimos los 20 dB que habíamos puesto como objetivo y tenemos un rizado por debajo de los 2 dB.

**Figura 4-17.** Ganancia

Por último en relación al ruido, hemos conseguido una figura de ruido, **Figura 4-18**, por debajo de 1 dB en la banda 4-8 GHz para ir aumentando paulatinamente a medida que nos alejamos de la frecuencia central. Por ello podemos decir que en el aspecto ruido nuestro amplificador cumple sus especificaciones.

**Figura 4-18.** Figura de ruido

El siguiente paso es comprobar que nuestro LNA es incondicionalmente estable en todo el rango de frecuencias incluyendo fuera de la banda, ya que cualquier inestabilidad provocaría que el diseño del amplificador no fuera válido.

El amplificador debe ser incondicionalmente estable en todo el rango de frecuencias. Para comprobarlo se ha efectuado un análisis de 0-20 GHz, dando como resultado la gráfica de la **Figura 4-19**.

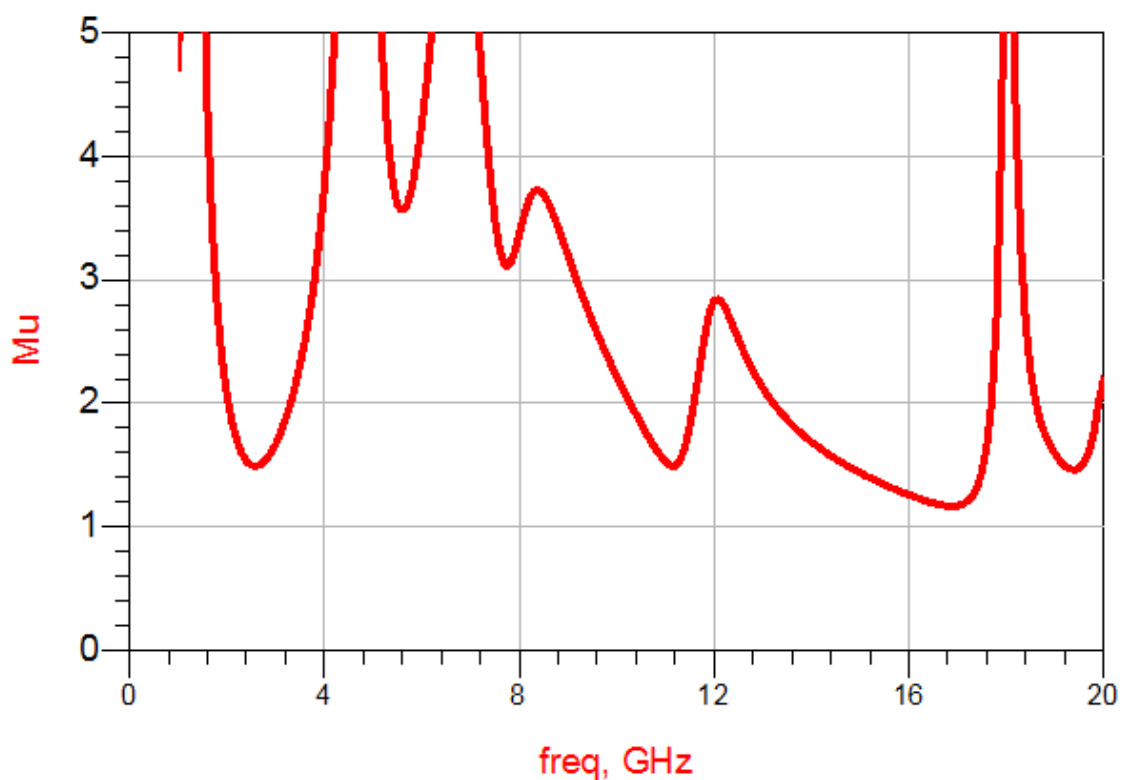


Figura 4-19. Estabilidad

Una vez que hemos verificado que se cumplen todas las especificaciones previas al diseño, ya podemos pasar a obtener el layout.

Capítulo 5

Diseño físico y construcción

En este capítulo explicaremos el proceso de construcción de nuestro amplificador LNA. Partiremos del diseño eléctrico para a través del layout llegar a su implementación física en el Laboratorio del Departamento de Microondas.

5.1 Diseño físico o layout

Una vez tenemos el prototipo en esquemático de nuestro amplificador LNA y conocemos su comportamiento a través de las simulaciones eléctricas, necesitaremos definir el aspecto físico del mismo para proceder a su implementación real.

El objetivo de este apartado es la creación de un diseño físico o layout con las dimensiones reales de cada componente y que cumpla las limitaciones dimensionales de la caja donde va a ir situado nuestro circuito. En nuestro caso, hemos utilizado una caja de 2" × 1" (50,8 mm × 25,4 mm).

Para ayudarnos en nuestro propósito, ADS dispone de una herramienta llamada "generate layout" que genera un dibujo en el que se reparten los diferentes componentes en el espacio. En nuestro caso, nos hemos valido de esta herramienta solamente para las líneas de transmisión. Hemos hecho el autolayout de forma independiente para todos y cada uno de los tramos de líneas y a continuación los hemos posicionado en el dibujo general del amplificador.

Posteriormente, hemos añadido los demás componentes discretos siguiendo el circuito esquemático para completar el layout. En la **Figura 5-1** podemos observar un plano general de nuestro layout final. Como se aprecia en el plano, hemos colocado los componentes siguiendo el esquema circuital del plano eléctrico respetando una distancia mínima entre componentes de al menos 100 μm .

En cuanto a la representación de los componentes, están reflejadas en verde las resistencias, en amarillo los condensadores y en rojo los pasos a tierra (agujeros metalizados que conectan la metalización superior con la inferior).

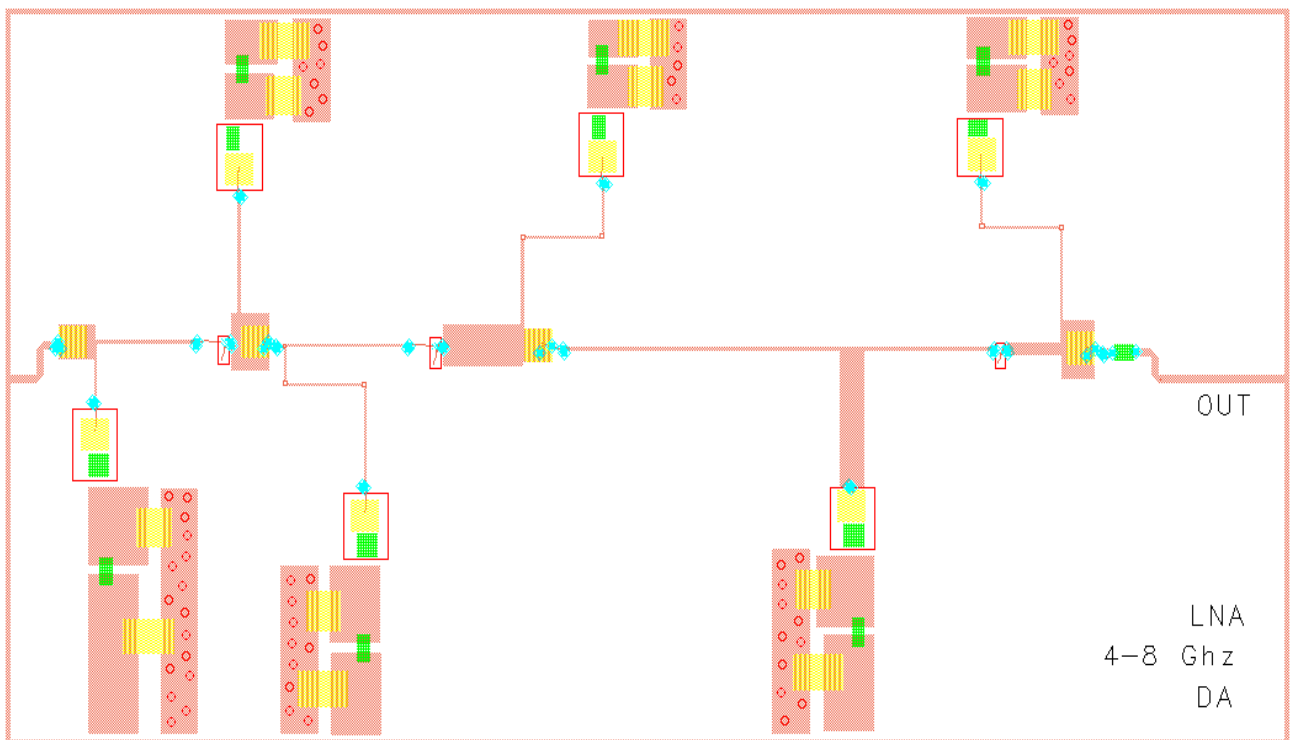


Figura 5-1. Vista final del layout

Una vez obtenido el layout final, ya solamente faltará el diseño del mecanizado de la caja para fabricarlo en el laboratorio. En el **Anexo II** se muestra ampliado el layout final explicando al detalle cada componente.

5.2 Caja

La caja que albergará nuestro amplificador LNA está hecha a base de latón. Tiene unas dimensiones de 2 x 1 pulgadas (50,8 x 25,4 mm). En el **Anexo III** se presenta un esquema del diseño final con el mecanizado incluyendo los pasamuros destinados a los conectores de RF y a las alimentaciones de DC.

Se han hecho aberturas laterales en la caja para evitar posibles resonancias de la cavidad, puesto que en proyectos anteriores se ha detectado que la caja presenta resonancias en la banda de diseño [3].

Finalmente se han hecho unos agujeros destinados al anclaje de la caja para su enfriamiento en criogenia. Para realizar este diseño nos hemos valido de la herramienta de diseño asistido por ordenador AutoCAD 2011.

5.3 Vista final del Amplificador

Tras la fabricación del amplificador en la fundición, tenemos la caja con nuestro diseño montado y listo para ser medido en el laboratorio, **Figura 5-2**.

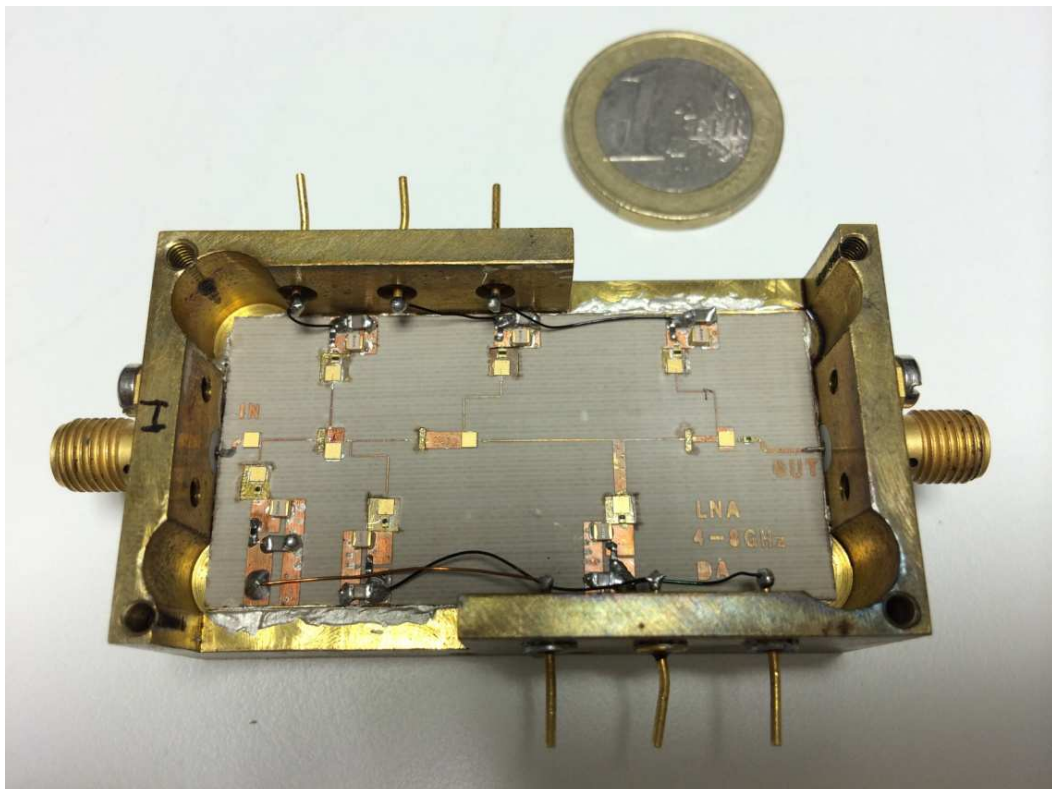


Figura 5-2. Vista del montaje final del LNA

Seguidamente, incluiremos una serie de fotografías hechas con un microscopio donde se podrán apreciar en detalle las conexiones entre los distintos componentes. En la **Figura 5-3** se muestra la red de entrada y parte de la primera de las redes interetapa.

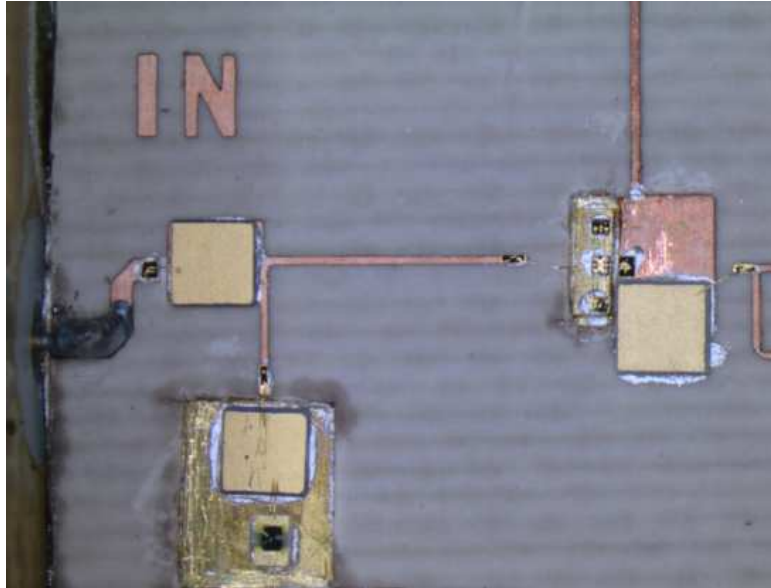


Figura 5-3. Red de entrada

En la **Figura 5-4** podemos observar un zoom de la zona del primer transistor. Se puede apreciar el pedestal y los pads de tierra.

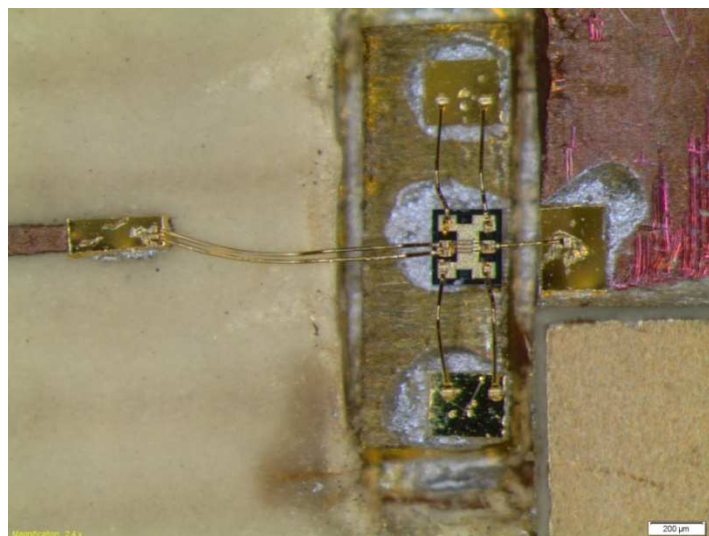


Figura 5-4. Vista del transistor HEMT y conexiones a tierra

Seguidamente, se muestra la red de salida del LNA donde se observa la resistencia que hemos colocado para mejorar la adaptación y el codo en la línea de impedancia de 50 Ω , **Figura 5-5**.

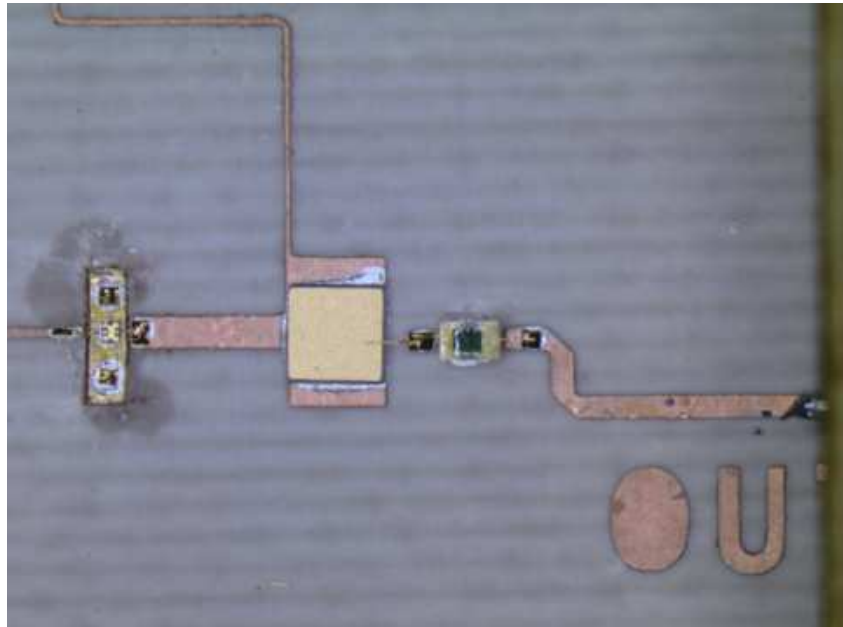


Figura 5-5. Red de salida

Por último, vamos a hacer hincapié en las redes de polarización mostrando una fotografía de la red de puerta (**Figura 5-6**) y otra de la red de drenador (**Figura 5-7**), ambas de la primera etapa.

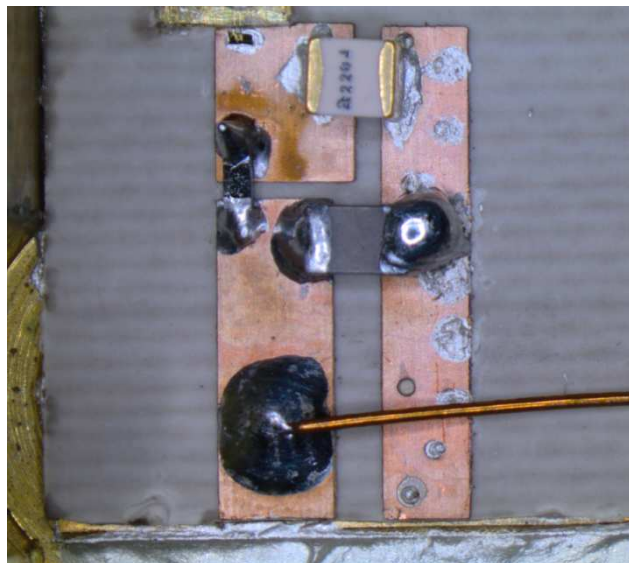


Figura 5-6. Red de polarización de puerta

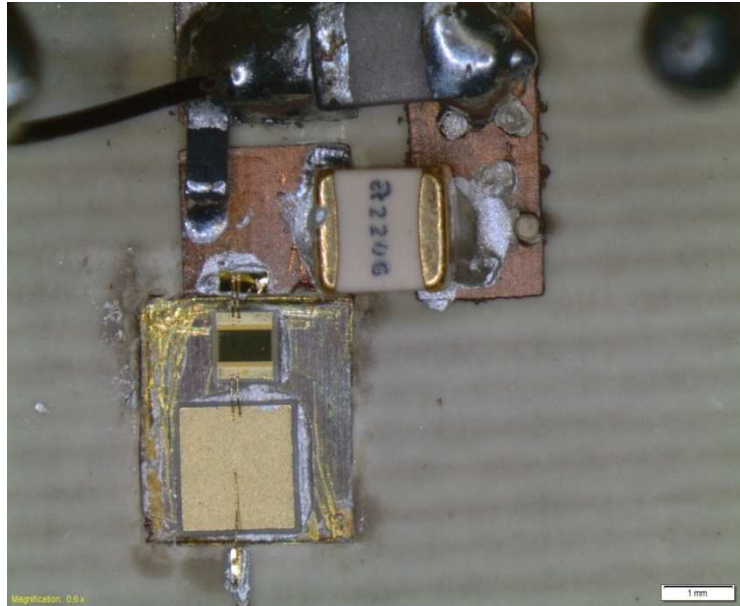


Figura 5-7. Red de polarización de drenador

En dichas fotografía podemos observar los diferentes componentes discretos que conforman las redes de polarización tales como condensadores y resistencias. Así mismo se aprecian en la pista de microstrip las vías de tierra de forma circular.

Capítulo 6

Resultados

En el presente capítulo vamos a detallar las diferentes medidas y los resultados llevados a cabo en los diferentes puestos de medida del laboratorio.

6.1 Introducción

Una vez hemos implementado físicamente nuestro amplificador LNA vamos a pasar a la fase de caracterización donde mediremos a temperatura ambiente y en condiciones de criogenia. Para que el DUT (Device Under Test) quede completamente caracterizado a temperatura ambiente, deberemos medir por un lado sus parámetros de Scattering y por otro, su figura de ruido. Estas medidas han sido realizadas en el Laboratorio de Microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones.

Posteriormente hemos realizado una serie de modificaciones en el diseño final como consecuencia de unas nuevas optimizaciones para mejorar los resultados obtenidos en la primera medida. Estas modificaciones se han centrado en varias longitudes de hilos de bonding que ha habido que retocar y en su caso poner algún hilo en paralelo para disminuir su efecto inductivo.

En este caso, el margen de maniobra era bastante reducido, puesto que una vez que las pistas de microstrip están hechas, éstas no se pueden modificar si no es haciendo un nuevo layout. Solamente podríamos cambiar los componentes discretos y como ha sido en nuestro caso, los hilos de bonding.

6.2 Medidas de parámetros de Scattering

Las primeras medidas que se hicieron fueron las de los parámetros de Scattering. Estas han sido llevadas a cabo mediante un analizador vectorial de redes. En el citado laboratorio disponen de varios de estos medidores, en concreto nosotros hemos utilizado el PNA-X N5242A de Agilent (100 MHz – 26,5 GHz).

Además se ha utilizado el Kit de Calibración de Agilent 85052C 3.5 mm para la calibración (SOLT, Short Open Load Thru) de los instrumentos de medida. En la **Tabla 6-1** se ofrecen todas las características de la medida llevada a cabo:

Características de medida	
Analizador de redes	PNA-X N5242A
Polarización	1 fuente independiente
Método de calibración	SOLT (85052C CalKit)
Rango de frecuencias	100 MHz – 26 GHz
Número de puntos	260
Potencia	-30 dBm
Ancho de banda IF	100 Hz

Tabla 6-1. Parámetros de medida y calibración

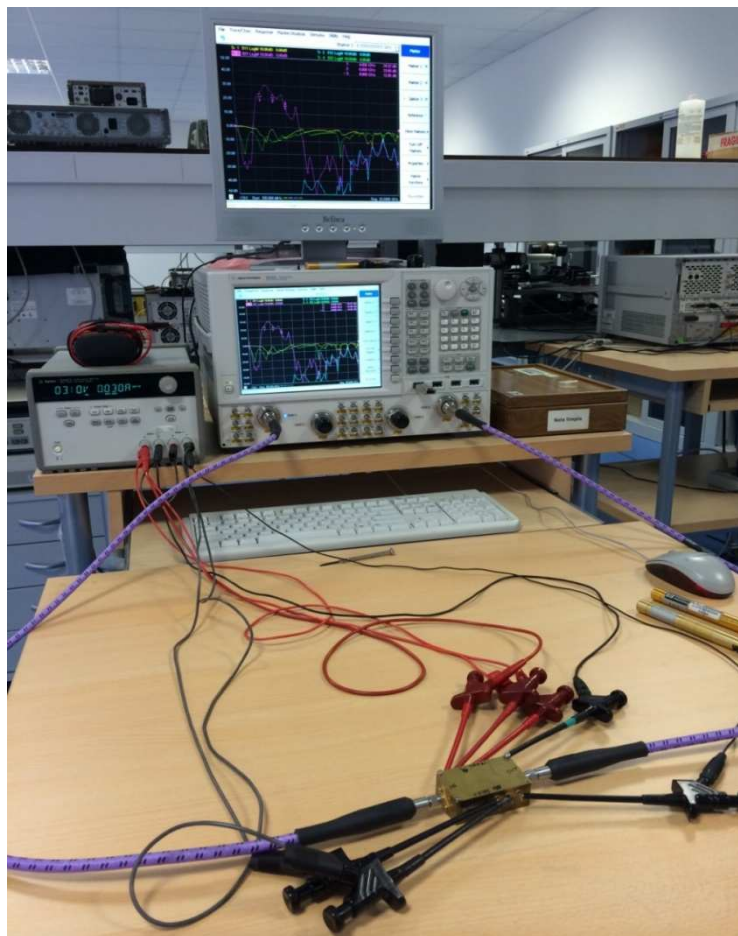


Figura 6-1. Fotografía del montaje de la medida de parámetros de Scattering

En las **Figuras 6-2, 6-3 y 6-4**, se muestran los resultados obtenidos tanto en las primeras medidas como las llevadas a cabo después de las modificaciones posteriores. Así mismo, se muestra una comparación con los resultados de las simulaciones.

Al haber usado una sola fuente independiente, las 3 etapas van a estar polarizadas en el mismo punto de polarización. Se hicieron varias medidas a diferentes polarizaciones y finalmente elegimos el punto $V_{ds} = 2\text{ V}$, $I_d = 12\text{ mA}$, $V_{gs} = -0,23\text{ V}$, como el óptimo y por lo tanto es el que hemos representado en las gráficas.

Lo primero que observamos es un comportamiento estable no sólo en la banda de operación si no en el resto del espectro medido. En cuanto a la ganancia, vemos que en la parte baja de la banda cumple los requisitos de diseño mientras que se degrada notablemente en la parte alta (7-8 GHz) sin conseguir un comportamiento plano en toda la banda. En el diseño final tras las modificaciones se consigue levemente mejorar algo la caída hasta llegar a los 15 dB.

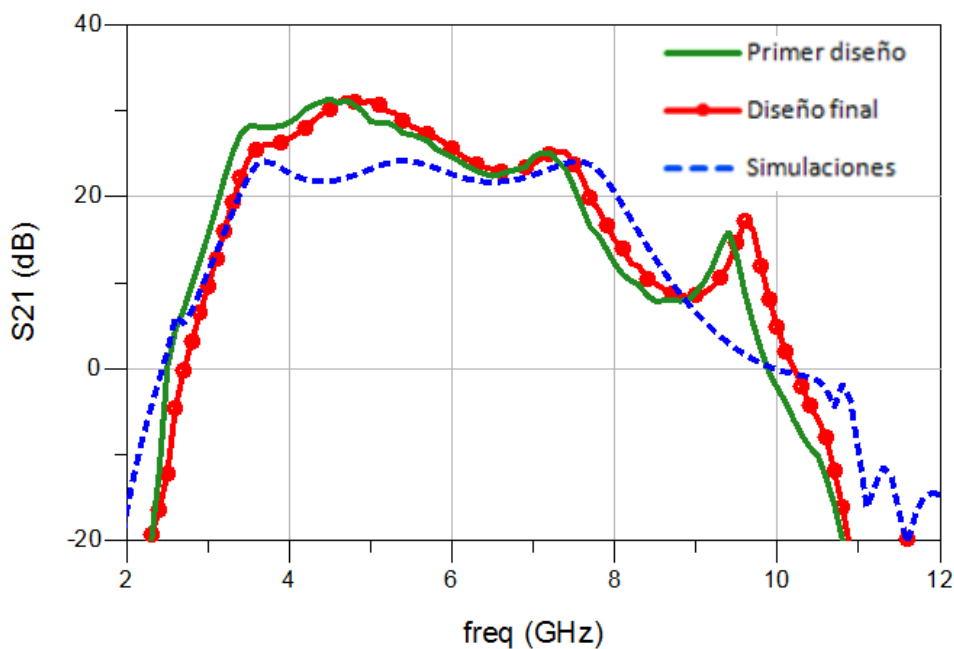


Figura 6-2. Ganancia: Medida del diseño final vs Medida del primer diseño vs Resultado simulaciones

En lo que respecta a la impedancia de entrada obtenemos en ambos casos unos valores mejores que -10 dB exceptuando un tramo 5-6 GHz en el cual vemos como se degrada la adaptación por encima de los -5 dB. Al igual que ocurre con la ganancia, las modificaciones efectuadas en los hilos producen una leve mejoría, como podemos apreciar en la siguiente **Figura 6-3**.

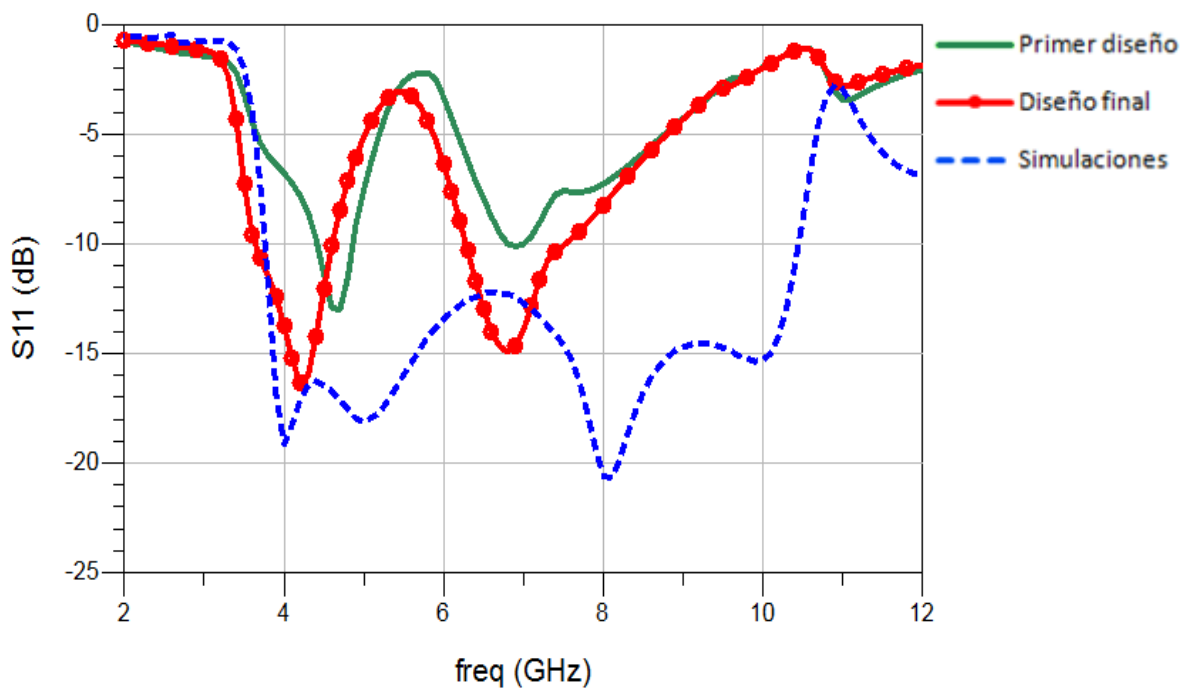


Figura 6-3. Adaptación de entrada: Medida del diseño final vs Medida del primer diseño vs Resultado simulaciones

Por último, para terminar con los parámetros de Scattering, en lo que respecta a la adaptación de salida obtenemos unos resultados de al menos $S_{22} \leq -7$ dB en toda la banda de trabajo.

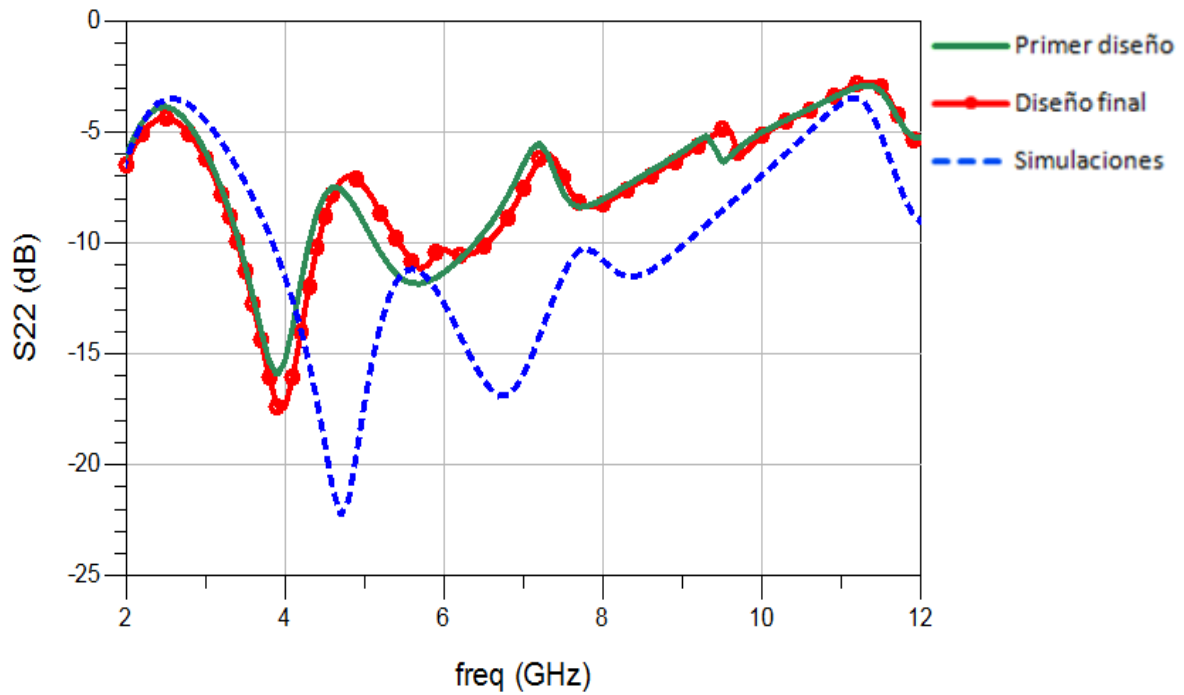


Figura 6-4. Adaptación de salida: Medida del diseño final vs Medida del primer diseño vs Resultado simulaciones

6.3 Medidas de ruido

Una vez efectuadas las medidas de parámetros S, pasamos a las medidas en ruido. Para ello utilizamos el medidor de Ruido N8975A de Agilent Technologies y las siguientes características de medida:

Características de medida	
Analizador de figura de ruido	N8975A
Fuente de ruido	N4000A
Polarización	3 fuentes independientes
Rango de frecuencias	1-18 GHz
Número de puntos	69
Promediado	16

Tabla 6-2. Parámetros de medida y calibración para ruido

Junto con el analizador de figura de ruido (NFA) de Agilent N8975A, **Figura 6-5**, utilizamos la fuente de ruido inteligente, N4000A (6 dB ENR 10 MHz – 18 GHz). Este instrumento está basado en el método del Factor-Y para medir la figura/temperatura de ruido de un DUT [20]. Esta técnica consiste en emplazar una fuente de ruido a la entrada del DUT, conmutarla entre sus estados ON y OFF y hacer el cálculo según la fórmula:

$$T_e = \frac{T_{ON} - Y T_{OFF}}{Y - 1} \quad (\text{Ec. 6-1})$$

Donde T_{ON} y T_{OFF} son las temperaturas de ruido de entrada cuando la fuente está respectivamente “on” y “off”. Por otra parte, “Y” es la relación entre las potencias de ruido de salida medidas en los dos casos, N_{ON} y N_{OFF} respectivamente.

Utilizando estos dos niveles de ruido y los dos medidos con el DUT durante la calibración, $N_{cal,ON}$ y $N_{cal,OFF}$, el NFA puede calcular automáticamente la ganancia de inserción del DUT como:

$$G = \frac{N_{ON} - N_{OFF}}{N_{cal,ON} - N_{cal,OFF}} \quad (\text{Ec. 6-2})$$

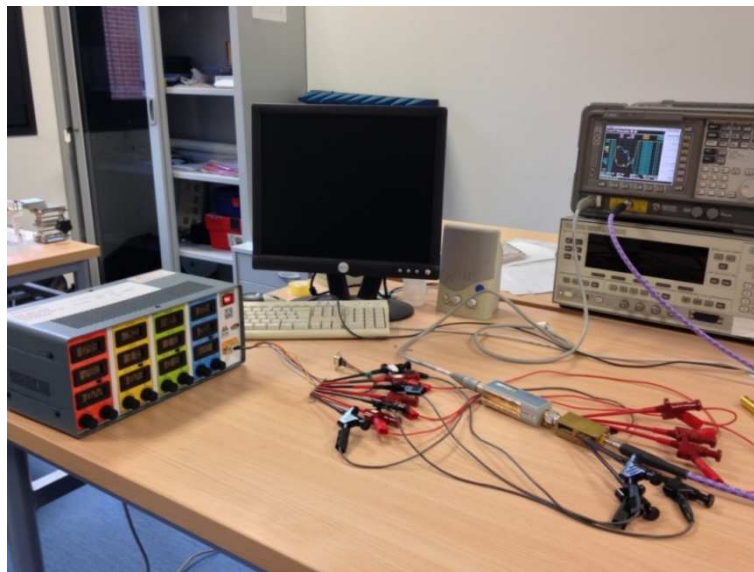


Figura 6-5. Fotografía de montaje de medida en el analizador de ruido NFA N8975A

El punto de polarización elegido ha sido en este caso el que nos daba un menor ruido: $V_{ds} = 2\text{ V}$, $I_d = 11,33\text{ mA}$, $V_{gs} = -0,25\text{ V}$.

En la siguiente gráfica, **Figura 6-6**, observamos una figura de ruido mínima de 1 dB. Conseguimos en casi toda la banda una figura de ruido bastante plana, con valores inferiores a 1,3 dB, exceptuando un trozo en la parte baja de la banda, en torno a 4 GHz. Como en las anteriores medidas de parámetros de Scattering, las modificaciones efectuadas en los hilos de bonding han mejorado el rendimiento en términos de ruido.

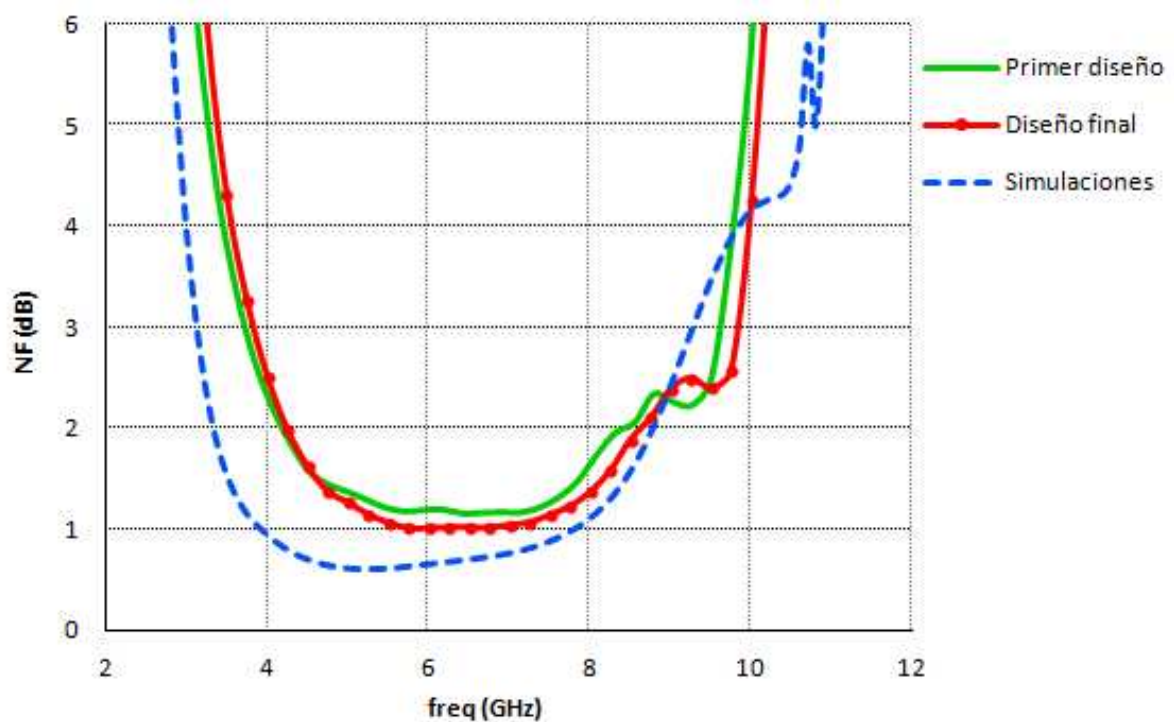


Figura 6-6. Figura de ruido: Medida del diseño final vs Medida del primer diseño vs Resultado simulaciones

6.4 Medidas en criogenia

El amplificador LNA del presente proyecto ha sido diseñado y construido para presentar un ruido bajo a temperatura ambiente. Sin embargo, debería funcionar también en el rango de temperaturas criogénicas 10-20 K. Por esta razón hemos procedido a realizar una serie de medidas también en el sistema criogénico disponible en el Laboratorio de Microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones. En dicho laboratorio existen dos sistemas de Advanced Research Systems (ARS).

Ambos sistemas usan helio como refrigerante y su principio de funcionamiento se basa en el ciclo de Gifford-McMahon. El gas helio pre-refrigerado a alta presión es introducido en el dedo frío donde puede expandirse enfriándose aún más. Este dedo frío está en contacto directo con un vaso Dewar donde montaremos el sistema, **Figura 6-7**. Pueden encontrarse más detalles sobre características de criostatos en [21].

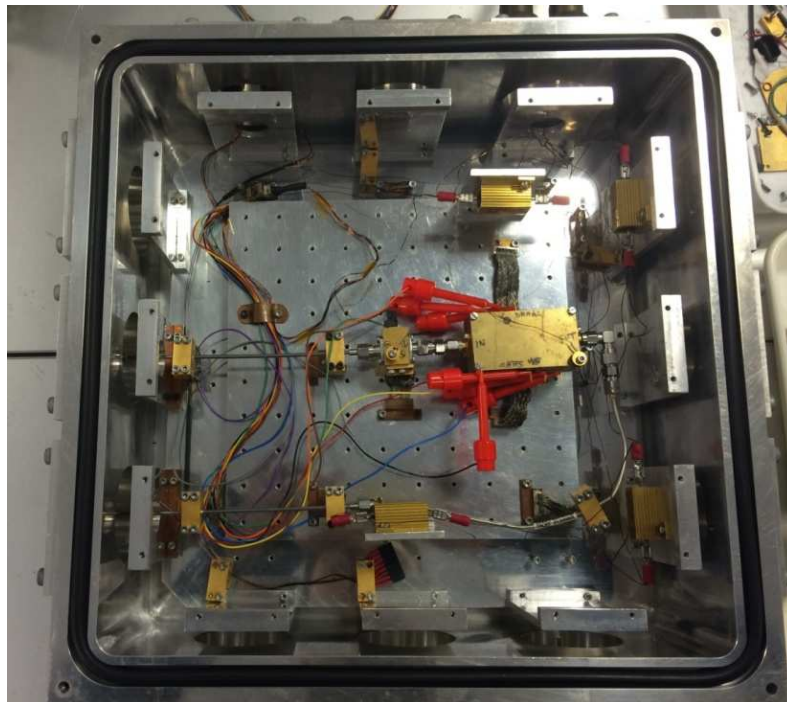


Figura 6-7. Foto del interior del criostato con el montaje del DUT y atenuador

El helio tiene una temperatura de ebullición de $T = -268\text{ }^{\circ}\text{C} = 4\text{ }^{\circ}\text{K}$, la cual no podremos alcanzar debido a las pérdidas que se producen en el proceso. El DUT alcanzará una temperatura en torno a $13\text{ }^{\circ}\text{K}$.

Las medidas han sido llevadas a cabo por medio de la técnica del atenuador frío (Cold Attenuator Technique, CAT), **Figura 6-8**, que es un método rápido y bastante preciso para medir la temperatura de ruido [22]. Al igual que en ambiente, la medida del ruido está basada en el método del Factor Y. La principal diferencia es que en criogenia T_e adopta valores muy bajos en comparación con las potencias de ruido proporcionadas por la fuente de ruido a la entrada del DUT a temperatura ambiente. Por ello, es necesario reducir la potencia de ruido a la entrada del DUT, ya que de otra forma se producirían grandes errores en la medida.

La técnica CAT toma su nombre del hecho de que esta función es llevada a cabo por un atenuador insertado dentro del criostato. De esta manera, la ecuación del apartado 6.2 sufre una ligera modificación:

$$T_e = \frac{T_h - Y T_c}{Y - 1} \quad (\text{Ec. 6-3})$$

Donde,

$$T_{h(c)} = \frac{T_{ON(OFF)}}{L_{pad}} + T_p \left(1 - \frac{1}{L_{pad}} \right) \quad (\text{Ec. 6-4})$$

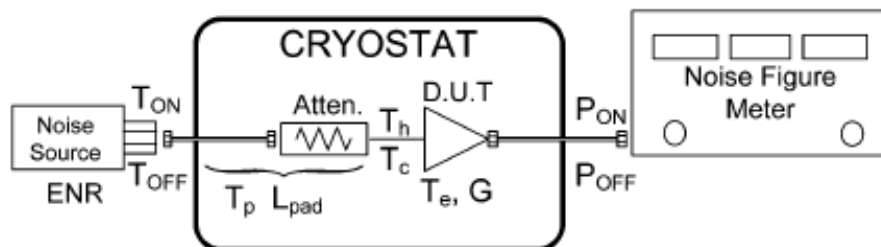


Figura 6-8. Esquema de la técnica de medida CAT (Cold Attenuator Technique)

El sistema de medida usado en el laboratorio hace uso del chip atenuador diseñado en [22], el analizador de ruido de Agilent N8975A y la fuente de ruido 346CK01. El montaje final del DUT en el Dewar queda mostrado en la **Figura 6-9**.

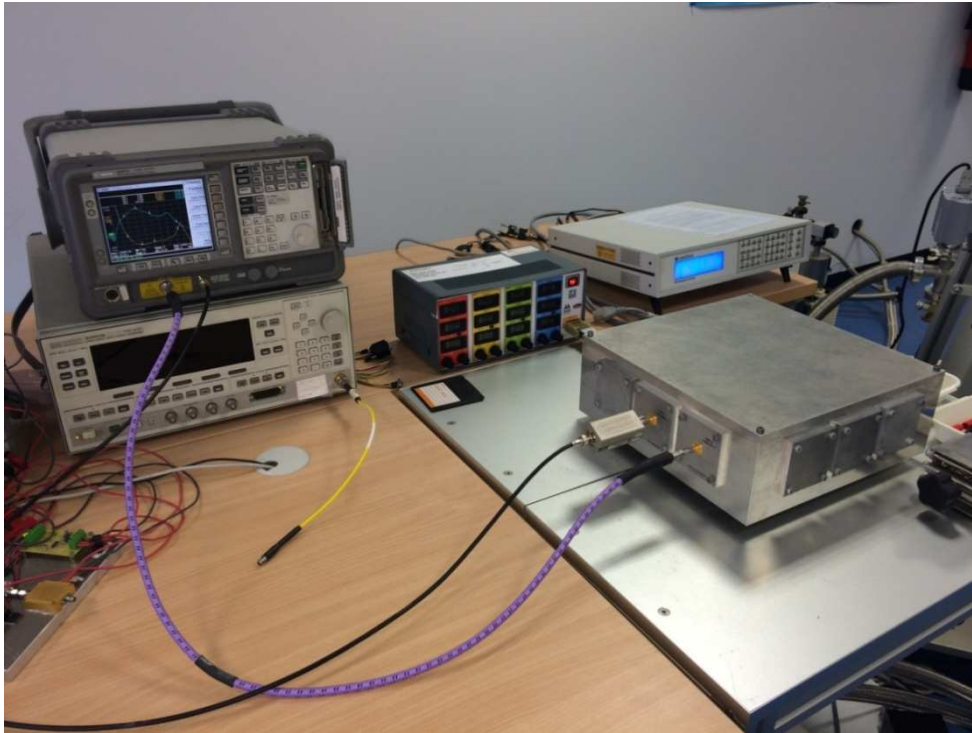


Figura 6-9. Fotografía del montaje de medida de ruido con NFA y criostato

Como hemos hecho en las anteriores medidas vamos a describir las características técnicas mediante la **Tabla 6-3**:

Características de medida	
Analizador de figura de ruido	N8975A
Fuente de ruido	346CK01
Polarización	3 fuentes independientes
Rango de frecuencias	3-9 GHz
Número de puntos	25
Potencia	-30 dBm
Promediado	16

Tabla 6-3. Parámetros de medida y calibración para criogenia

El DUT ha sido enfriado hasta los 14,6 K y tras sintonizar diferentes puntos de polarización, los mejores rendimientos en términos de ruido han sido logrados en el punto: $V_{ds} = 0,95\text{ V}$, $I_d = 4,4\text{ mA}$, para cada una de las tres etapas.

La figura de ruido medida en dicho punto, **Fig. 6-10**, presenta una forma plana en torno a un valor de $T_e = 10\text{ K}$ en el tramo de banda 4,5 – 7 GHz, con un mínimo ruido de 8 K en torno a 5 GHz. En los extremos de la banda de operación el ruido aumenta.

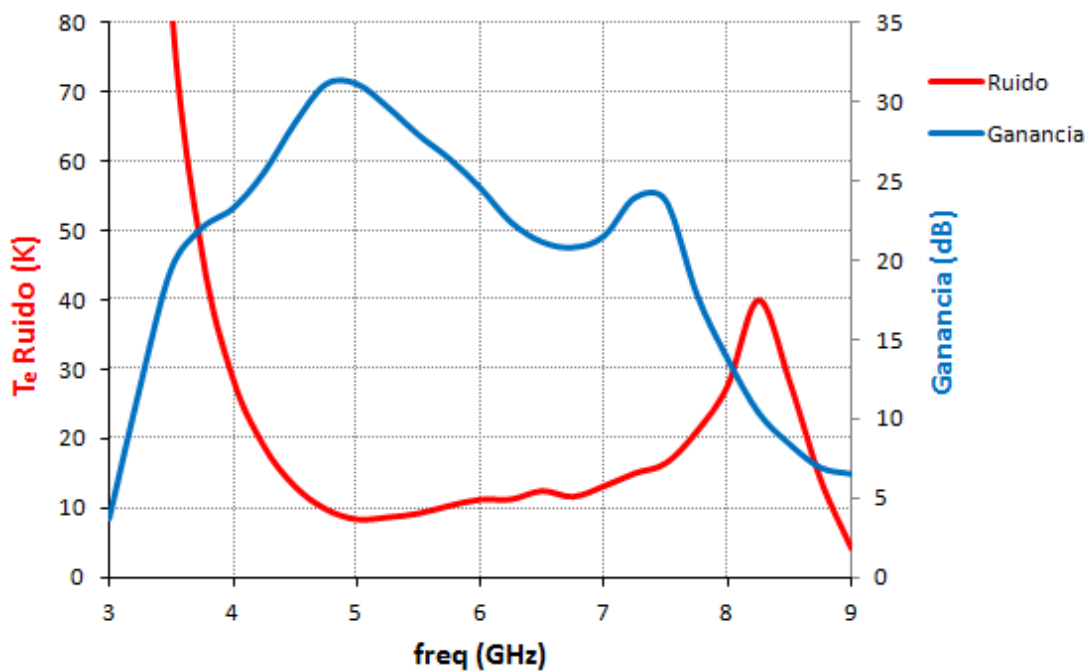


Figura 6-10. Ruido y ganancia en criogenia ($T^a = 14,6\text{ K}$)

Si hacemos una comparación con los valores del ruido a temperatura ambiente, **Figura 6-11**, observamos que la T_e en criogenia se reduce aproximadamente a una décima parte en su mejor punto en criogenia, pasando de una $T_e \approx 80\text{ K}$ a unos valores en torno a los 8-10 K. Además se puede apreciar un ensanchamiento de la banda de operación.

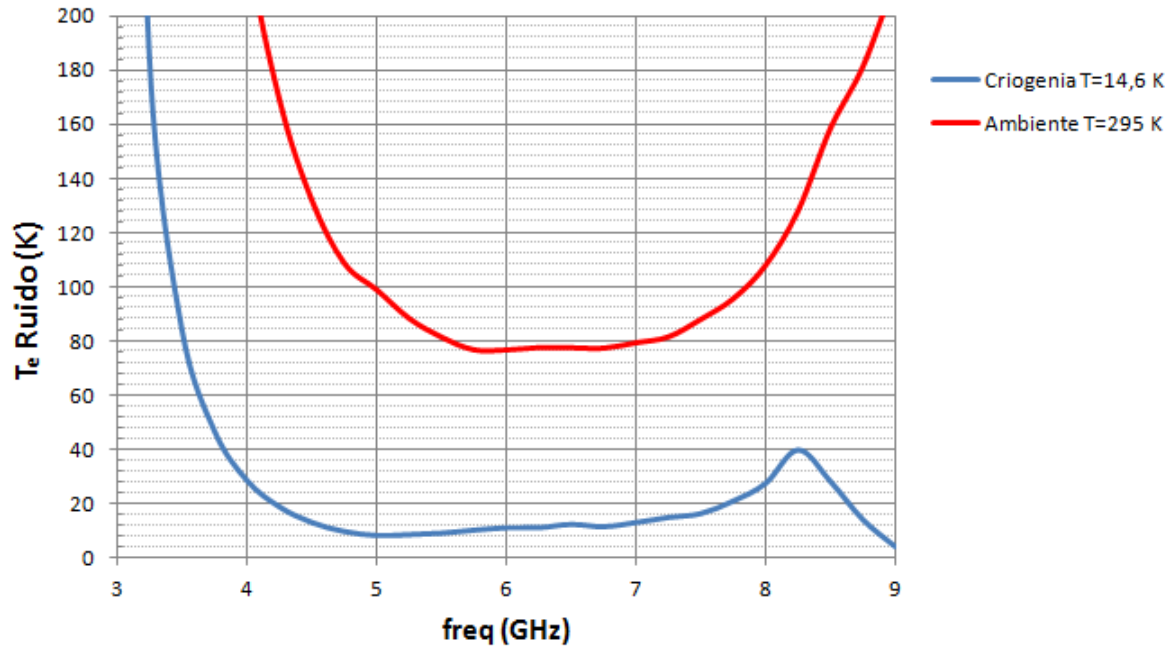


Figura 6-11. Comparación de las T_e a temperatura ambiente y criogenia

En cuanto a la ganancia, obtenemos valores en torno a 30 dB en la parte baja de la banda para ir perdiendo ganancia a lo largo de esta. Los valores son muy parecidos a los de temperatura ambiente mejorándolos ligeramente, como se puede apreciar en la **Figura 6-12**.

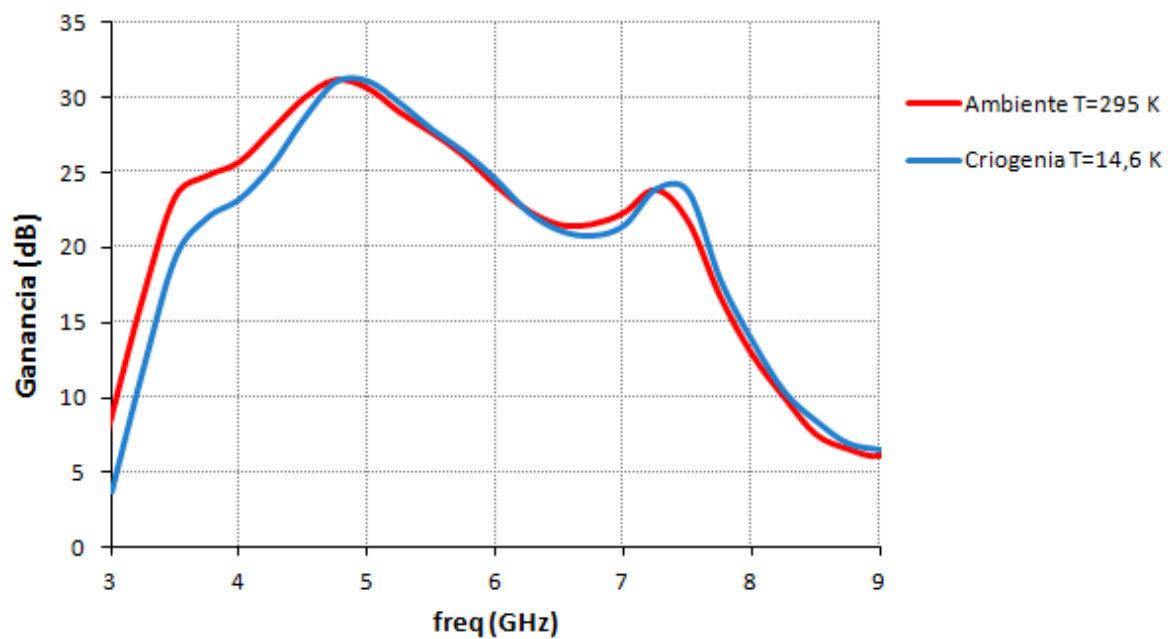


Figura 6-12. Comparación de las ganancias a temperatura ambiente y criogenia

Capítulo 7

Conclusiones y líneas futuras

7.1 Conclusiones y líneas de futuro

En este trabajo se ha presentado el diseño completo y su posterior construcción física de un amplificador de bajo ruido (LNA) de 4 a 8 GHz compuesto por 3 etapas en modo de fuente común. Se ha utilizado una tecnología híbrida con transistores pHEMT de InGaAs. Los resultados medidos en el laboratorio indican una figura de ruido en torno a 1 dB ($T_e \approx 76$ K) a temperatura ambiente y una $T_e \approx 8$ K en criogenia, lo que supone aproximadamente la reducción a una décima parte en frío. Esto es una proporción satisfactoria en este tipo de diseños.

En cuanto a la ganancia obtenemos un promedio de 25 dB y unas adaptaciones de entrada y salida con valores inferiores a los -10 dB. Asimismo, se ha verificado la estabilidad del diseño en toda la banda de frecuencias y fuera de ella. Finalmente, hemos hecho una comparación en cuanto a ruido y ganancia a temperatura ambiente y en criogenia.

A lo largo del presente proyecto, se han tomado todas las medidas posibles para garantizar la mínima desviación del funcionamiento real con respecto a las simulaciones. Con el objetivo de buscar una mayor coincidencia, se han utilizado los parámetros de Scattering del transistor medidos en el laboratorio en detrimento de los proporcionados por el fabricante. En el caso de elementos pasivos también se han utilizado los correspondientes modelos equivalentes.

Este proyecto muestra las buenas expectativas en cuanto al rendimiento de los transistores metamórficos sobre sustrato de InGaAs para aplicaciones en frecuencias centimétricas. Proponemos como línea de futuro, teniendo en cuenta su bajo consumo y su buen comportamiento en términos de ruido, la inclusión del presente diseño para

trabajar como amplificador criogénico en el módulo FEM o a temperatura ambiente en el módulo BEM de un instrumento de medida para radioastronomía.

Por último y como valoración personal, puedo afirmar que este PFC me ha ayudado a profundizar en conocimientos sobre diseño de amplificadores en bajo ruido y por extensión en todo lo relativo al campo de las microondas. Me ha permitido igualmente descubrir en primera persona los pasos necesarios para llevar a cabo el diseño y la implementación física de un dispositivo, empezando por los cálculos teóricos iniciales, hasta su medida final en el laboratorio. De igual manera, he podido comprobar las dificultades típicas de todo proceso de diseño y de esta forma, adquirir una muy valiosa experiencia para el futuro.

Referencias

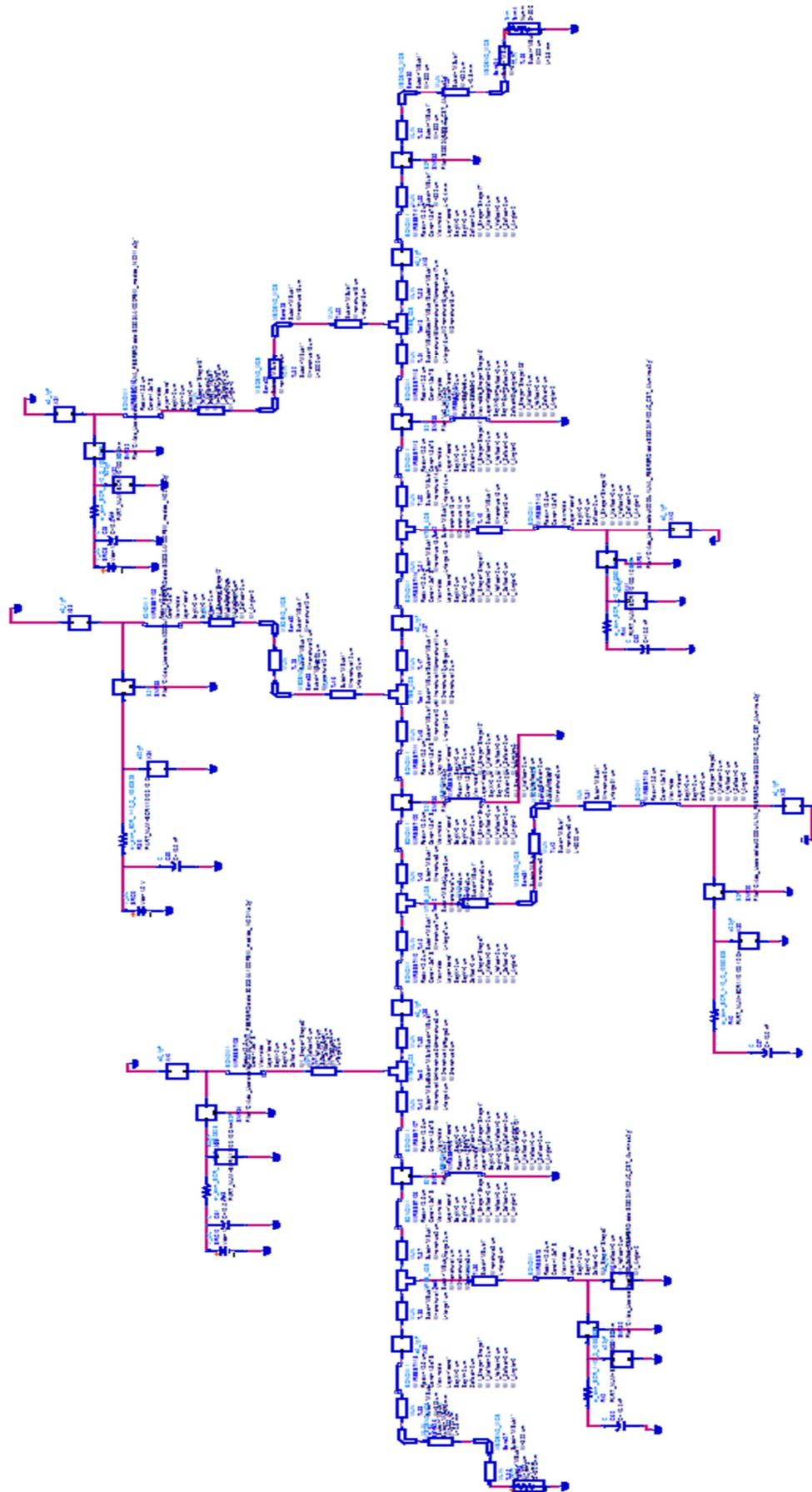
- [1] <http://www.sea-astronomia.es/drupal/node/1094>
- [2] Y. Fujii, M. Kroug, K. Kaneko, A. Gonzalez, Y. Uzawa, T. Kojima, K. Kuroiwa, A. Miyachi, K. Makise, Z. Wang and W. Shan, "Performance of the ALMA Band 10 SIS Receiver Prototype Model", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, VOL. 21, NO. 3, June 2011.
- [3] Chiara Ramella, "Design of cryogenic IF LNAs", December 2011.
- [4] N. Wadefalk, A. Mellberg, I. Angelov, M.E. Barsky, S. Buy, E. Choumas, R.W. Grundbacher, E.L. Kollberg, R. Lai, N. Rorsman, P. Starski, J. Stenarson, D.C. Streit and H. Zirath, "Cryogenic Wide-Band Ultra-Low-Noise IF Amplifiers Operating at Ultra-Low DC Power", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, VOL. 51, pp. 1705-1711, June 2003.
- [5] Daniel Guitián Mier, "Diseño de un amplificador de bajo ruido monolítico en banda C con el proceso MP-15 de WIN", Octubre 2008.
- [6] http://www.fomento.es/MFOM/LANG_CASTELLANO/DIRECCIONES_GENERALES/INSTITUTO_GEOGRAFICO/Astronomia/Investigacion/Tecnologia/ALMA.htm
- [7] Albert Paul Malvino, "Principios de electrónica". McGraw Hill, Sexta edición 1999, pp. 465-517.

- [8] Gustavo A. Ruiz Robredo, "Electronica básica para ingenieros". Dpto. Electrónica y Computadores, Universidad de Cantabria, Primera edición, Junio 2001 pp. 13-14.
- [9] Ana Jiménez Martín, TESIS DOCTORAL "Crecimiento y fabricación de transistors HEMT por epitaxia de haces moleculares", Junio 2003.
- [10] C. S. Whelan, P. F. Marsh, S. M. Lardizabal, W. E. Hoke, R. A. McTaggart and T. E. Kazior, "Low Noise and Power Metamorphic HEMT Devices and Circuits with X=30% to 60% In_xGaAs Channels on GaAs Substrates", Gallium Arsenide Applications Symp, 2-6 October 2000.
- [11] Juan Mari Collantes, Roger D. Pollard, Mohamed Sayed, "Effects of DUT Mismatch on the Noise Figure Characterization: A Comparative Analysis of Two Y-Factor Techniques", *IEEE Trans. on instrumentation and measurement*, VOL. 51, NO. 6, DECEMBER 2002.
- [12] Guillermo González, Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design. Prentice-Hall, First edition 1984.
- [13] J.M. Rollet, "Stability and Power Gain Invariants of linear two ports", *IRE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-9, pp. 29-32, Mar. 1962.
- [14] www.datasheetcatalog.com
- [15] L. Boglione, R.D. Pollard and V. Postoyalko, "Optimum Noise Source Reflection Coefficient Design with Feedback Amplifiers", *IEEE Trans. Microwave TheoryTech.*, VOL. 45, No. 3, pp. 402-407, March 1997.
- [16] Arlon CLTE-XT Datasheet, <http://www.arlon-med.com>
- [17] J. Cagigas, "Fuente de polarización para transistores de cuatro etapas", Design Report, Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Feb. 2011.
- [18] <http://www.resistor.com/> ; <http://www.atceramics.com/> ; <http://www.kemet.com/>
- [19] http://www.fomento.es/MFOM/LANG_CASTELLANO/DIRECCIONES_GENERALES/INSTITUTO_GEOGRAFICO/Astronomia/instalaciones/cay/
- [20] Noise Figure Measurement Accuracy The Y-Factor Method, Agilent Application Note 57-2, May 2010.

- [21] J. L. Cano de Diego, Cryogenic Technology in the Microwave Engineering: Application to MIC and MMIC Very Low Noise Amplifier Design, Ph.D Thesis, Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, May 2010.
- [22] J. L. Cano, N. Wadefalk and J.D. Gallego, "Ultra-Wideband Chip Attenuator for Precise Noise Measurements at Cryogenic Temperatures", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, VOL. 58, NO. 9, Sept. 2010.

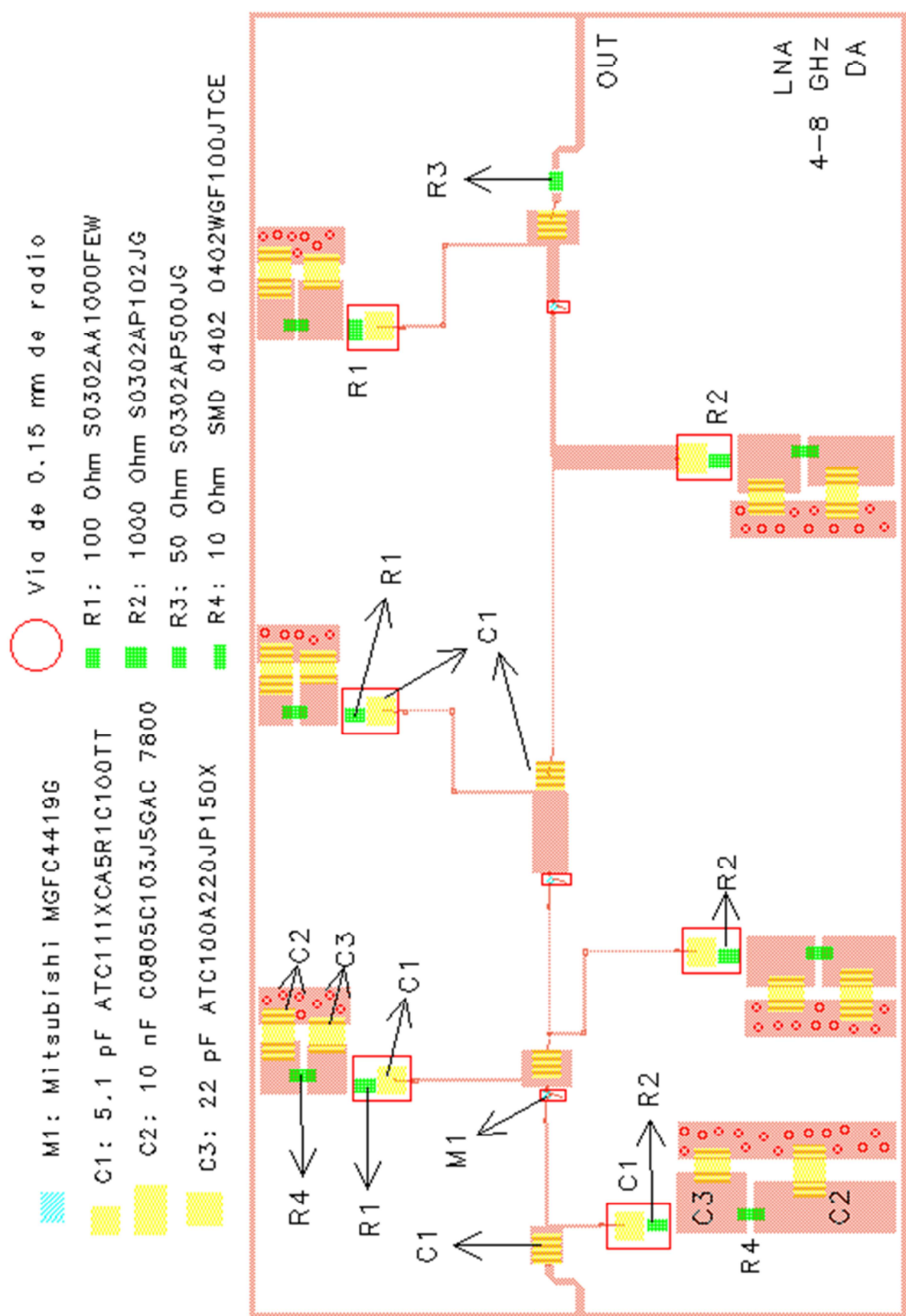
Anexo I

Esquema eléctrico del diseño final



Anexo II

Esquema del layout final



Anexo III

Planos del mecanizado de la caja

