

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR MMIC DE
BAJO RUIDO EN BANDA W BASADO EN
TECNOLOGÍA MHEMT**

**(Low noise amplifier MMIC design at W-band
based on MHEMT technology)**

Para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Enrique Sierra Peña
Julio - 2013



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

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Enrique Sierra Peña

Director/es del PFC: Juan Pablo Pascual Gutiérrez

María Luisa De la Fuente Rodríguez

Título: “Diseño de un amplificador MMIC de bajo ruido en banda W basado en tecnología MHEMT ”

Title: “Low noise amplifier MMIC design at W-band based on MHEMT technology“

Presentado a examen el día: 30 de julio de 2013

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Aja Abelán, Beatriz

Secretario (Apellidos, Nombre): De la Fuente Rodríguez, Luisa

Vocal (Apellidos, Nombre): Fernández Ibáñez, Tomás

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 empezar mencionando a mis directores de proyecto fin de carrera, Juan Pablo Pascual y Luisa de La Fuente, por la supervisión del mismo agradeciendo: su absoluta disponibilidad para la solución dudas, su paciencia al explicarme los conocimientos necesarios y sus innumerables aportaciones durante todo el proceso de realización del proyecto fin de carrera.

Gracias a toda mi familia, por su confianza y apoyo incondicional a lo largo de todos estos años. A mi madre, por su dedicación hacia mí y por ser un ejemplo. A mi padre, por enseñarme a luchar en lo que creo y a no rendirme en esta vida. Y por último a mi hermana, que gracias a su tenacidad, perseverancia y trabajo siempre es y será un espejo en el cual reflejarme.

Agradecer también a todos mis compañeros de promoción y de una manera especial a: David Vegas, Juan Ramón Santana, Manuel Arias y Ramón Sarrallé. A todos ellos por los buenos momentos vividos, por aguantarme y por pasar a formar parte principal de todo mi periplo universitario y, por extensión, de mi vida.

Por último, a todos aquellos compañeros que durante todo este periodo he coincidido proyectando en el departamento DICOM con especial mención a Javier Lozano, por su desinteresada ayuda y plena disponibilidad. Así mismo, por su paciencia ayudándome con sus conocimientos en los momentos más difíciles del proceso de este proyecto fin de carrera.

Índice

Índice	i
Índice de figuras y tablas.....	iii
Glosario de términos.....	vii
Capítulo I: Introducción	1
1.1 Marco actual y aplicaciones	2
1.2 Motivación.....	6
1.3 Objetivos y líneas de trabajo	6
Capítulo II: Tecnologías	9
2.1 Introducción a las tecnologías de integración en banda W.....	10
2.2 Circuitos integrados MIC y MMIC	10
2.3 Las fundiciones y sus procesos	11
2.3.1 Proceso D007IH	12
2.3.2 Definición del sustrato dentro del simulador electromagnético	14
Capítulo III: Estado del arte	16
3.1 Introducción al capítulo	17
3.2 Artículos de revista y conferencias	17
3.3 Productos comerciales.....	19
Capítulo IV: Conceptos previos al diseño	21
4.1 Introducción al capítulo	22
4.2 Parámetros de Scattering	23
4.3 Ganancia.....	25
4.4 Parámetros de ruido.....	27
4.5 Estabilidad.....	28
4.6 Configuración de las etapas amplificadoras	30
Capítulo V: Diseño eléctrico del LNA	32
5.1 Introducción al capítulo	33
5.2 Elección de la configuración y punto de polarización del transistor	33
5.2.1 Valoración de resultados y cambio de criterio en la polarización del transistor.....	36

5.3 Realimentación en serie o de fuente.....	39
5.4 Redes de polarización de puerta y drenador.....	42
5.5 Primera etapa del amplificador LNA	47
5.5.1 Red de entrada.....	47
5.6 Segunda etapa del amplificador LNA.....	51
5.6.1 Red de interetapa entre primer y segundo transistor.....	51
5.7 Tercera etapa del amplificador LNA	53
5.7.1 Red de interetapa entre segundo y tercer transistor	54
5.8 Cuarta etapa del amplificador LNA.....	55
5.8.1 Red de interetapa entre tercer y cuarto transistor	56
5.8.2 Red de salida.....	57
5.9 Redes de estabilización	58
5.10 Resultados finales del LNA en simulación eléctrica	60
Capítulo VI: Diseño electromagnético del LNA	62
6.1 Introducción a la simulación electromagnética	63
6.2 Consideraciones previas a la simulación electromagnética	63
6.3 Red de entrada.....	67
6.3.1 Red de entrada con condensador y stub	68
6.3.2 Red de entrada con líneas acopladas.....	69
6.3.3 Presentación de resultados de la red simulada.....	71
6.4 Red de salida.....	73
6.5 Redes interetapa	75
6.5.1 Red interetapa entre primer y segundo transistor.....	77
6.5.2 Red interetapa entre segundo y tercer transistor.....	78
6.5.3 Red interetapa entre tercer y cuatro transistor.....	80
Capítulo VII: Diseño definitivo del LNA.....	83
7.1 Introducción al capítulo	84
7.2 Diseño físico o layout.....	84
7.2.1 Ajuste del diseño.....	84
7.3 Resultados del diseño físico.....	88
7.4 Polarización con el modelo gran señal del transistor	92
7.4.1 Estabilidad.....	92
7.4.2 Consumo de potencia del LNA	94
7.4.3 Linealidad	95
7.5 Análisis de “yield”	97
7.5.1 Análisis de “yield” en régimen de gran señal	99
7.5.2 Valoración de los resultados del análisis.....	100
7.6 Resultados finales del LNA y características.....	101
Capítulo VIII: Conclusiones y líneas futuras	105
8.1 Conclusiones.....	106
8.2 Líneas futuras.....	107
Capítulo IX: Referencias.....	109

Índice de figuras y tablas

Capítulo I: *Introducción*

- Fig. 1-1.** Esquema del espectro electromagnético con frecuencias, longitudes de ondas y energía.....3
- Fig. 1-2.** Sistema de detección heterodino para aplicaciones de ondas submilimétricas... 4
- Fig. 1-3.** Configuración de un sistema radar con ondas milimétricas..... 6

Capítulo II: *Tecnologías*

- Tabla 2-1.** Diferencias entre circuitos integrados (MIC vs MMIC)..... 11
- Fig. 2-1.** Perfil de capas de un elemento activo del proceso D007IH..... 13
- Fig. 2-2.** Perfil de las capas de los elementos del proceso D007IH..... 13
- Fig. 2-3.** Capas del dibujo para la simulación electromagnética.....15

Capítulo III: *Estado del arte*

- Fig. 3-1.** Diagrama del esquemático de una etapa cascodo..... 18
- Tabla 3-1.** Comparación de algunos LNAs en banda W.....19
- Tabla 3-2.** Comparación de algunos LNAs comercializados en banda W.....20

Capítulo IV: *Conceptos previos al diseño*

- Fig. 4-1.** Utilización del LNA en un sistema de recepción.....22
- Fig. 4-2.** Definición de parámetros S en una red de dos puertos.....24
- Fig. 4-3.** Circuito amplificador general del transistor..... 25
- Fig. 4-4.** Red de dos puertos.....28
- Fig. 4-5.** Configuración en fuente común..... 30
- Fig. 4-6.** Configuración cascodo..... 31

Capítulo V: *Diseño eléctrico del LNA*

- Fig. 5-1.** Esquema de circuito para el estudio del tamaño óptimo del transistor.....34

Fig. 5-2.	Resultados de figura de ruido, ganancia y estabilidad del estudio del tamaño del transistor.....	35
Fig. 5-3.	Resultados de figura de ruido, ganancia y estabilidad del estudio de polarización del transistor.....	35
Tabla 5-1.	Resumen de valores escogidos para tamaño y polarización del transistor.....	36
Fig. 5-4	Sistema de medida del transistor de fundición OMMIC.....	37
Fig. 5-5	Comparación entre el modelo de OMMIC y modelo basado en medidas de laboratorio.....	38
Tabla 5-2.	Resumen valores escogidos para tamaño y polarización del transistor.....	39
Fig. 5-6.	Sopt (rojo) y S_{11}^* (azul) del transistor en carta de Smith, antes (izquierda) y después (derecha) de incluir la realimentación serie.....	40
Fig. 5-7.	Gráfica polar de S_{12} (izquierda) y tablas de límite inferior (medio) y superior (derecha) de la relación G_T/G_{TU}	41
Fig. 5-8.	En la gráfica se representa máxima ganancia (izquierda) y figura de ruido mínima (derecha) sin realimentación serie (azul) y con realimentación serie (rojo).....	42
Tabla 5-3.	Resumen de las diferentes estructuras de polarización.....	43
Fig. 5-9.	Diseño y resultado del cortocircuito en la banda de trabajo con stub radial.....	44
Fig. 5-10.	Características del sustrato y captura del cálculo de la constante dieléctrica del medio y lambda cuartos mediante "LineCalc".....	45
Fig. 5-11.	Diseño y resultado del circuito abierto con stub radial y línea lambda cuartos...	45
Fig. 5-12.	Red de estabilización en baja frecuencia.....	46
Fig. 5-13.	Esquemático de la red de entrada con condensador.....	48
Fig. 5-14.	Resultados de figura de ruido, ganancia, adaptación de entrada y estabilidad de la red de entrada con condensador de desacoplo.....	49
Fig. 5-15.	Esquemático de la red de entrada con líneas acopladas.....	50
Fig. 5-16.	Figura de ruido, ganancia, adaptación de entrada y estabilidad con líneas acopladas.....	50
Fig. 5-17.	Esquemático de la red interetapa entre el primer y segundo transistor.....	52
Fig. 5-18.	Resultados de figura de ruido, ganancia, adaptación de entrada y estabilidad de la red interetapa.....	53
Fig. 5-19.	Esquemático de la red interetapa entre el segundo y el tercer transistor.....	54
Fig. 5-20.	Resultados de figura de ruido, ganancia, adaptación de entrada y estabilidad de la red interetapa.....	55
Fig. 5-21.	Esquemático de la red interetapa entre el tercer y el cuarto transistor.....	56
Fig. 5-22.	Esquemático de la red de salida del LNA.....	57
Fig. 5-23.	Red de estabilización estándar.....	59
Fig. 5-24.	Resultado de estabilidad sin (azul) y con (rojo) red de estabilización.....	59
Fig. 5-25.	Resultados de figura de ruido, ganancia, adaptación de entrada y estabilidad de la simulación eléctrica.....	60

Fig. 5-26.	Visión general del esquemático del LNA.....	61
-------------------	---	----

Capítulo VI: *Diseño electromagnético del LNA*

Fig. 6-1.	Parche de capa CG añadido sobre la entrada en capa CO de los condensadores..	65
Fig. 6-2.	Autoforma de capa TIN para el stub radial e inserción en componente.....	65
Fig. 6-3.	Coeficiente de reflexión en el puerto 1, simulado eléctrica (rojo) y electromagnéticamente (azul).....	66
Fig. 6-4.	Coeficiente de reflexión en el puerto 1, simulado eléctricamente para la cross (azul) y simulado electromagnéticamente para la tee (rojo).....	66
Fig. 6-5.	“Layout” de un paso a masa de la librería D007IH.....	67
Fig. 6-6.	Esquemático (derecha) y dibujo físico (derecha) de la red de entrada con condensador y stub.....	68
Fig. 6-7.	Coeficientes de reflexión en los tres puertos de la red de entrada del LNA y pérdidas de la red. En color azul el esquemático y en rojo simulación electromagnética.....	69
Fig. 6-8.	Esquemático (izquierda) y dibujo físico (derecha) de la red de entrada con líneas acopladas.....	70
Fig. 6-9.	Coeficientes de reflexión en los tres puertos de la red de entrada del LNA y pérdidas de la red. En color azul el esquemático y en rojo simulación electromagnética.....	70
Fig. 6-10.	Bloque de Scattering de la red de entrada del LNA integrado en el diseño.....	71
Fig. 6-11.	Resultados de la figura de ruido, ganancia y adaptaciones de entrada y salida....	72
Fig. 6-12.	Resultados de figura de ruido, ganancia y adaptaciones de entrada y salida. En rojo la red optimizada y en azul son optimizar.....	73
Fig. 6-13.	Esquemático (derecha) y dibujo físico (derecha) de la red de salida.....	74
Fig. 6-14.	Coeficientes de reflexión en los tres puertos de la red de salida del LNA y pérdidas de la red. En color azul el esquemático y en rojo simulación electromagnética.....	74
Fig. 6-15.	Resultados de figura de ruido, ganancia y adaptación de entrada y salida. En rojo la red optimizada y en azul sin optimizar.....	75
Fig. 6-16.	Estructura estándar en esquemático de una red interetapa perteneciente a este diseño.....	76
Fig. 6-17.	“Layout” de una red interetapa estándar perteneciente a este diseño.....	76
Fig. 6-18.	Coeficientes de reflexión en los cuatro puertos de la red de salida del LNA y pérdidas de la red. En color azul el esquemático y en rojo simulación electromagnética.....	77
Fig. 6-19.	Resultados de figura de ruido, ganancia y adaptación de entrada y salida. En rojo la red optimizada y en rojo simulación electromagnética.....	78
Fig. 6-20.	Coeficientes de reflexión en los cuatro puertos de la red de salida del LNA y pérdidas de la red. En color azul el esquemático y en rojo simulación electromagnética.....	79

Fig. 6-21.	Resultados de figura de ruido, ganancia y adaptación de entrada y salida. En rojo la red optimizada y en azul sin optimizar.....	79
Fig. 6-22.	Coeficientes de reflexión en los cuatro puertos de la red de salida del LNA y pérdidas de la red. En color azul el esquemático y en rojo simulación electro magnética.....	80
Fig. 6-23.	Resultados de figura de ruido, ganancia y adaptación de entrada y salida sin optimizar.....	81
Fig. 6-24.	Resultados de figura de ruido, ganancia y adaptación de entrada y salida optimizada.....	82

Capítulo VII: *Diseño definitivo del LNA*

Fig. 7-1.	Dimensiones del LNA diseñado.....	85
Fig. 7-2.	Esquemático e impedancia de entrada y salida del pad.....	86
Fig. 7-3.	Diseño LNA ajustado en el “dice” de 3x2 mm.....	87
Fig. 7-4.	Parámetros de estabilidad μ para todo el rango de frecuencias (izquierda) y para la banda de trabajo (derecha).....	88
Fig. 7-5.	Figura de ruido del LNA (rojo) y figura de ruido mínima de un solo transistor (azul).....	89
Fig. 7-6.	Adaptaciones de entrada (rojo) y salida (azul) en todo el rango de frecuencias (izquierda) y en la banda de trabajo (derecha).....	90
Fig. 7-7.	Ganancia, S_{21} , del LNA (rojo) y máxima ganancia disponible (azul) en la banda de trabajo (izquierda) y en todo el rango de frecuencias (derecha).....	90
Fig. 7-8.	Camino de continua para la polarización del transistor en gran señal.....	93
Fig. 7-9.	Factor de estabilidad en gran señal (rojo) y en pequeña señal (azul).....	94
Fig. 7-10.	Curvas de DC del transistor.....	94
Tabla 7-1.	Consumo de potencia del LNA.....	95
Fig. 7-11.	Curva de ganancia de potencia: caso ideal y caso real.....	96
Fig. 7-12.	Punto de compresión 1 dB con respecto a la potencia de salida (izquierda) y de entrada (derecha).....	97
Tabla 7-2.	Media y desviación estándar de los parámetros en régimen de gran señal.....	100
Fig. 7-13.	Histograma de parámetros para el análisis de “yield” con el modelo en gran señal con mil iteraciones.....	100
Fig. 7-14.	Resultados finales del LNA: figura de ruido, ganancia, adaptación de entrada y salida y factor de estabilidad dentro y fuera de la banda. En azul simulación eléctrica y en rojo simulación electromagnética.....	102
Tabla 7-3.	Características del LNA diseñado.....	102
Fig. 7-15.	Esquemático del amplificador bajo ruido cuatro etapas.....	103
Fig. 7-16.	“Layout” o dibujo físico del amplificador bajo ruido de cuatro etapas.....	104

Glosario de términos

ACRÓNIMOS

A.C:	Alternating Current.
A.D.S:	Advanced Design System.
A.L.M.A:	Atacama Large Millimeter/submillimeter Array.
C.A:	Circuito Abierto.
C.A.D:	Computer-Aided Design.
C.C:	Cortocircuito.
C.S.T:	Computing Simulation Technology.
D.C:	Direct Current.
D.I.COM:	Departamento de Ingeniería de Comunicaciones.
H.E.M.T:	High Electron Mobility Transistor.
H.F.S.S:	High Frequency Structure Simulator.
ME.S.F.E.T:	Metal Semiconductor Field Effect Transistor.
m.H.E.M.T:	Metamorphic High Electron Mobility Transistor.
M.I.C:	Microwave Integrated Circuit.
M.I.M:	Metal Insulator Metal.
M.M.I.C:	Monolithic Microwave Integrated Circuits.
L.N.A:	Low-Noise Amplifier.
P.C.M:	Process Control Monitor.
R.F:	Radio Frecuencia.
S.A.R:	Synthetic Aperture Radar.
S.N.R:	Signal-to-Noise Ratio.
U.W.B:	Ultra-Wide Band.
U.M.S:	United Monolithic Semiconductors.
V.H:	Via-Hole.
W.P.A.N:	Wireless Personal Area Networks.

TÉRMINOS ESPECÍFICOS

Banda V:	Parte de la región de microondas del espectro electromagnético, en concreto su rango de frecuencias está comprendido entre 40 y 75 GHz.
Banda W:	Parte de la región de microondas del espectro electromagnético, en concreto su rango de frecuencias está comprendido entre 75 y 111 GHz.
BE, capa:	Capa metálica formada por TiPtAu usada para formar el electrodo inferior de los condensadores MIM. También se usa en los diodos.
BEIN, tipo:	Hace referencia a condensadores MIM con capacidades bajas, los cuáles no presentan ninguna capa entre las capas conductoras BE e IN.
CG, máscara:	Máscara formada por una capa negativa nitruro de silicio y sirve como interconexión entre metales.
CO, máscara:	Máscara formada por una capa negativa de óxido de silicio que facilita las interconexiones entre las capas metálicas OH, BE y TE.
Coplanar:	Tipo de línea de transmisión eléctrica que se utiliza para transmitir señales de microondas.
Cross, conexión:	Conexión distribuida en forma de cruz.
D007IH:	Proceso de la fundición OMMIC.
Decibelio (dB):	Es una unidad relativa empleada en acústica, electricidad, telecomunicaciones y otras especialidades para expresar la relación entre dos magnitudes.
Dice:	Marco que delimita las dimensiones del chip.
E_{ii}:	Magnitud de la onda incidente.
E_{ri}:	Magnitud de la onda reflejada.
F:	Figura de ruido del transistor.
f_{max}:	Frecuencia máxima.
F_{min}:	Figura de ruido mínima del transistor.
Free Space:	Parte superior del mapa de capas del proceso D007IH.
f_t:	Frecuencia de transición del transistor.
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_o:	Ganancia del transistor.

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.
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. Estas redes pueden estar compuestas por condensadores y bobinas, stubs, líneas lambda cuartos multisección o líneas tipo "taper".
IN, capa:	Es la segunda capa metálica de interconexión de TiPtAu con espesor, en este proyecto, de 1.25.
InP:	Semiconductor compuesto por fosfato de indio.
Layout:	Diseño gráfico.
LineCalc:	Programa de análisis y síntesis de cálculo eléctrico y físico de líneas de transmisión simples y acopladas integrada en Agilent A.D.S.
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.
Momentum:	Simulador electromagnético planar 3-D.
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.
N_d:	Número de dedos de la puerta del transistor.
Nanómetro (nm):	Unidad de longitud equivalente a una mil millonésima parte de un metro.
OH, capa:	Capa metálica del proceso D007IH.
OMMIC:	Proveedor de circuitos MMIC, servicio de fundición y obleas epitaxiales basadas en materiales III-V (GaAs, GaN y InP).

Pad:	Zonas de unión hechas desde una capa OH para asegurar una perfecta adherencia al sustrato.
Parameter Sweep:	Herramienta de análisis de barrido integrado en Agilent A.D.S.
P_{avs}:	Potencia disponible a la entrada.
P_L:	Potencia entregada a la carga.
R-C, red:	Red que está compuesta por resistencias y condensadores.
R_n:	Resistencia de ruido del dispositivo.
Rollet, factores (K y Δ):	Permite valorar numéricamente si un transistor es incondicionalmente o condicionalmente estable.
S₁₁:	Parámetro de Scattering que representa el coeficiente de reflexión de entrada.
S₁₁*:	Coficiente de reflexión de entrada conjugado.
S₁₂:	Parámetro de Scattering que representa la ganancia inversa de la red.
S₂₁:	Parámetro de Scattering que representa la ganancia de la red.
S₂₂:	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.
Semiconductor III-V:	Semiconductores que contienen elementos de los grupos III y V.
Si₃N₄:	Nitruro de silicio, es un material de corte que se puede encontrar en condensadores distribuidos tipo M.I.M.
Sin_O, capa:	Capa compuesta por nitruro de silicio.
S_{opt} o Γ_L:	Coficiente óptimo de reflexión para conseguir la figura mínima de ruido.
TE, capa:	Es una capa conductora del proceso D007IH.
Tee, conexión:	Conexión distribuida en forma de T.
Terahercios (THz):	Es un múltiplo de la unidad de frecuencia hercio (Hz) y equivale a 10 ⁹ Hz
TiAl:	Aluminuro de titanio, compuesto que se encuentra en las puertas de los transistores m.H.E.M.T.
TiPtAu:	Compuesto de oro, titanio y platino.
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.
Via-hole:	Es una 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.
W_u:	Anchura de dedo unidad.
Y, matriz:	Matriz de admitancia de una red de dos puertos.
Yield, análisis:	Análisis que mide la robustez del diseño.
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 I: Introducción

1.1 Marco actual y aplicaciones

Los recientes avances en las tecnologías de la información y comunicación han hecho surgir una oportunidad única para abordar el estudio de las necesidades de monitorización, vigilancia y teledetección a gran escala que surgen en áreas tan fundamentales para la mejora de la calidad de vida como son la salud, las comunicaciones, la seguridad medioambiental, el control de calidad en alimentos y la gestión de recursos energéticos.

La información obtenida por sensores electromagnéticos, tanto activos como pasivos, que abarquen desde los megahercios hasta las frecuencias ópticas puede proporcionar parámetros de monitorización, tanto a gran escala como a mediana escala, incluso en ámbitos locales y corporales para diferentes escenarios como pueden ser: datos geofísicos para aplicaciones climatológicas o medioambientales, mapas de transporte urbano de muy alta resolución, ayudas a la navegación en tiempo real, obtención de imágenes biológicas para aplicaciones médicas, control de calidad, sistema de seguridad personal o la gestión de recursos energéticos y energías renovables.

Esto se podría conseguir mediante la comunicación de diferentes clases de sensores, tanto para el cuerpo humano como a escalas terrestre o espacial. Así, mientras que las regiones de las bandas de frecuencia de microondas y ópticas se han desarrollado casi con plenitud, surge la necesidad y el interés por el resto del espectro electromagnético, regiones menos exploradas debido a las limitaciones tecnológicas, llamadas bandas milimétricas, submilimétricas y de terahercios.

Estas bandas están recibiendo últimamente gran atención por sus capacidades específicas para interactuar con la materia y extraer información. Aquí se abre un nuevo abanico de oportunidades para la investigación, tanto de los aspectos fundamentales de estas tecnologías como de sus posibles campos de aplicación.

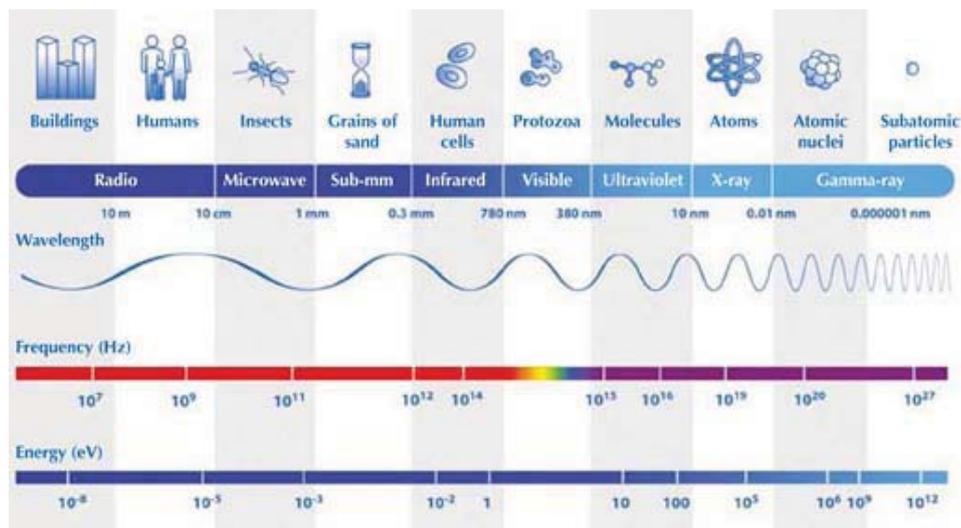


Fig. 1-1. Esquema del espectro electromagnético con frecuencias, longitudes de onda y energía.

La banda de las frecuencias milimétricas está definida dentro del conjunto de frecuencias que va desde 30 GHz hasta 300 GHz y la submilimétrica de 300 GHz a 3 THz. Representan el margen espectral entre las frecuencias altas de microondas y el infrarrojo cercano. El uso de estas bandas de frecuencias ofrece ventajas específicas, tanto en términos de resolución como de penetración y clasificación. El interés en estas ventajas ha impulsado el desarrollo de tecnologías monolíticas que permitan implementar las funciones de procesado requeridas, como amplificación de bajo ruido, amplificación de potencia, mezcla y detección [1].

Los amplificadores bajo ruido son componentes clave en aplicaciones para banda W (75 – 110 GHz) como los radares de apertura sintética (SAR), sensores para vehículos, sistemas de comunicaciones inalámbricos, detección remota mediante espectroscopia y más recientemente la detección de amenazas ocultas mediante captura de imágenes realizada con sistemas de imagen a frecuencias milimétricas.

Aunque desde hace tiempo se utilizan diversas técnicas para detectar amenazas, como armas o explosivos ocultos, principalmente imágenes de rayos-X, detectores de metal o registros personales con trazadores químicos, estas técnicas presentan varias deficiencias: no se puede llevar a cabo la detección a distancia, la inspección debe realizarse en escenarios fijos y controlados y tienen una habilidad muy limitada para detectar armas con bajo contenido metálico, especialmente cuando las armas están escondidas bajo la ropa del sujeto [2].

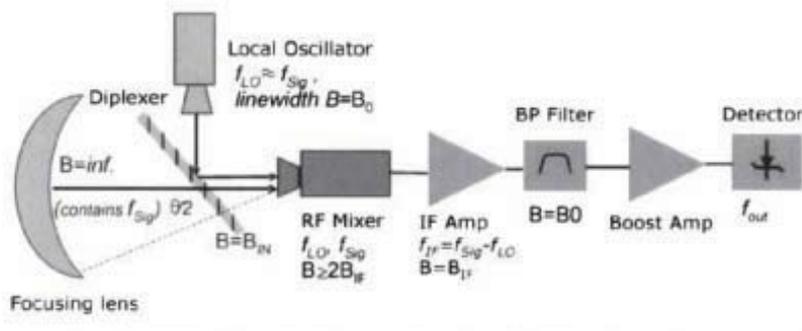


Fig.1-2. Sistema de detección heterodino para aplicaciones de ondas submilimétricas.

Actualmente se están empezando a desarrollar y, en algunos casos, a comercializar, sistemas de imagen a frecuencias submilimétricas y de terahercios. El potencial de estos sistemas de imagen diseñados para operar entre 100 GHz y 3 THz es muy grande, por un lado al trabajar en ese rango de frecuencias se consigue mayor resolución espacial y más capacidad de trabajar a distancia del objetivo y, por otro, tienen la capacidad de penetrar en materiales no conductivos como ropa, papel, cartón y plásticos con atenuación baja. Además, una característica importante de este tipo de ondas es que pueden detectar las firmas espectrales de materiales químicos como explosivos o drogas, siendo capaces de distinguir a cierta distancia qué clase de componente químico se encuentra oculto, usando espectroscopia en el dominio del tiempo a frecuencias de terahercios. Además no representa ningún peligro ya que no se trata de una radiación ionizante. Todas las características son únicas en este rango de frecuencias y no reproducibles en otras bandas del espectro electromagnético, por ello los sistemas de imagen a frecuencias submilimétricas y de terahercios tienen un campo de aplicación enorme en áreas como:

- Detección remota y escaneo de amenazas ocultas.
- Detección de minas, bombas y explosivos ocultos.
- Detección de contrabando y drogas.
- Control de fronteras, detección de personas ocultas.
- Control del correo postal.

Asimismo también se están desarrollando tecnologías en el ámbito militar, que como bien se sabe, es la antesala en muchas ocasiones de los avances más sorprendentes en la vida cotidiana, aunque en otras desgraciadamente tengan un objetivo puramente armamentístico como es el caso que se expone a continuación. Se trata de un arma no muy letal, que utiliza ondas milimétricas para calentar una capa fina de la piel humana hasta una temperatura

intolerable con el fin de alejar a la persona apuntada. Este tipo de sistemas activos son utilizados en la actualidad por las fuerzas armadas y el cuerpo de los Marines de los Estados Unidos [3].

Otro campo de gran interés para los científicos es la radioastronomía (observación de planetas y pequeños cuerpos espaciales por medio de ondas comprendidas en el espectro electromagnético). La espectroscopia a frecuencias milimétricas se encarga del estudio de la interacción entre la radiación electromagnética y la materia, con absorción o emisión de energía radiante [4]. Ésta proporciona información sobre la formación y evolución del sistema solar, así como la detección de las condiciones atmosféricas (temperatura, presión y composición) y la posibilidad de encontrar agua y, por extensión, vida fuera de la Tierra.

Sin ir más lejos, desde que en 1948 fue predicha la radiación de fondo de microondas (CMB, Cosmic Microwave Background) y, posteriormente medida en 1965, sumado al desarrollo de la espectroscopia se consideran estos dos hechos como la prueba fundamental que sustenta la teoría del Big-Bang, suscitando gran interés dentro de la comunidad científica. Como ejemplos recientes podemos citar el lanzamiento del satélite Herschel-Planck en el año 2009 que permitió medir la radiación de fondo de microondas con mayor resolución y más recientemente la creación del mayor proyecto astronómico, ALMA, que permite vislumbrar la formación de estrellas en los albores del universo y obtener imágenes extremadamente detalladas de estrellas y planetas en proceso de nacimiento, inaugurado el pasado 15 de marzo de 2013 [5].

Una de las aplicaciones comerciales de las frecuencias milimétricas en las que se viene investigando en los últimos años es el desarrollo de radares y sensores para incorporar a los vehículos. El objetivo es proporcionar asistencia a los conductores a través de, por ejemplo, control de cruce adaptativo, radar o detección de colisiones. Los radares que operan a frecuencias milimétricas (75-110 GHz) ofrecen muchas ventajas ya que las ondas que se propagan en esta banda, a diferencia de sistemas basados en cámara de vídeo o las emisiones infrarrojas, no se ven afectadas por las condiciones de clima adverso proporcionando gran ayuda en situaciones con niebla, polvo o lluvia intensa lo que hace que estos radares se posicionen como elementos clave en los futuros sistemas de vehículos inteligentes [6].

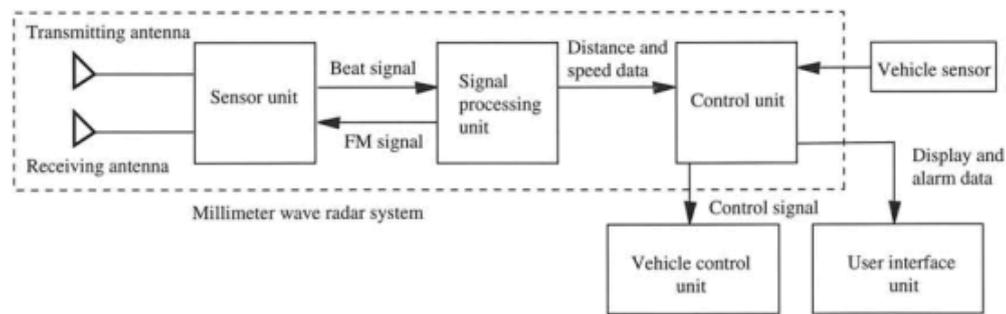


Fig.1-3. Configuración de un sistema radar con ondas milimétricas.

1.2 Motivación

Se han expuesto diversas aplicaciones muy interesantes en las que el desarrollo de amplificadores que operen en la banda de 30 GHz hasta 300 GHz juega un papel muy importante para el desarrollo de este tipo de proyectos innovadores.

No obstante, las dificultades técnicas para diseñar y operar con instrumentos y sensores capaces de obtener información en esta banda constituyen un serio reto. Consecuentemente la concepción de instrumentos y sensores dotados de una finalidad práctica está, en este momento, limitada por la dificultad y la poca experiencia con la tecnológica en el diseño, fabricación y prueba de los circuitos apropiados [7].

El hecho de tratarse de un campo por el momento poco explotado y casi desconocido y a la vez con muchas posibilidades de desarrollo en sus diferentes aplicaciones hace que surja la inquietud por el estudio e investigación con el objetivo de llegar a conclusiones precisas que puedan aportar un granito de arena a este terreno. Esta es la principal motivación del proyecto de fin de carrera que se presenta en estas líneas.

1.3 Objetivos y líneas de trabajo

El proyecto fin de carrera que se presenta a continuación detalla el proceso de diseño de un amplificador monolítico de bajo ruido (LNA) de 4 etapas monolítico en configuración fuente común en la banda W (75-110 GHz), concebido para trabajar en el espectro más amplio posible

de dicha banda, en este caso de 80 a 110 GHz, empleando tecnología metamórfica basada en sustratos de Arseniuro de Galio (GaAs).

Para el diseño del circuito se ha elegido los procesos de la fundición OMMIC, en particular su proceso D0071H. En este proceso se utilizan estructuras metamórficas para conseguir una transición gradual entre el sustrato de GaAs y la capa activa, que contiene un porcentaje de Indio diferente según la aplicación a la que se oriente.

El amplificador de bajo ruido de este proyecto fin de carrera tiene como objetivo cumplir inicialmente con las siguientes características:

- Figura de ruido por debajo de 3.5 dB dentro de la banda de trabajo.
- Ganancia ecualizada y ganancia media en banda mayor que 15 dB.
- Adaptación de salida y entrada por debajo de -10 dB en la banda de trabajo.
- Estabilidad incondicional para todo rango de frecuencias.

Para alcanzar los objetivos marcados se ha seguido una línea de trabajo que coincide con la forma que ha sido estructurada esta memoria. Seguidamente se describirán brevemente en qué consiste cada uno de los capítulos que constituyen esta memoria y que detallan paso a paso todos los procesos que se han llevado a cabo para el diseño del amplificador de bajo ruido:

- **Capítulo II: Tecnologías:** se realiza una comparación entre los tipos de circuitos integrados y se presenta en profundidad el proceso tecnológico de OMMIC sobre el que se sustenta el diseño del amplificador de bajo ruido.
- **Capítulo III: Estado del arte en banda W:** se revisa el estado del arte en el diseño de LNAs en banda W tanto en artículos de revista como en productos comerciales, realizando comparaciones.
- **Capítulo IV: Conceptos previos al diseño:** se presentan los conceptos básicos que caracterizan el comportamiento del amplificador tales como parámetros de Scattering, parámetros de ruido y estabilidad.
- **Capítulo V: Diseño eléctrico del LNA:** se detalla el proceso de diseño del amplificador de bajo ruido y se muestran los resultados del simulador eléctrico.
- **Capítulo VI: Diseño electromagnético del LNA:** se presentan las peculiaridades del simulador electromagnético y las diferencias con respecto al eléctrico. Por último, se indican los resultados obtenidos con dicha simulación.

- **Capítulo VII: Diseño definitivo del LNA:** se modela el amplificador de acuerdo con las condiciones físicas necesarias para su posterior fabricación, se polariza con el modelo de gran señal de los transistores obteniendo información sobre el consumo de potencia, linealidad y estabilidad del amplificador y se lleva a cabo un análisis para medir la robustez del diseño.
- **Capítulo VIII: Conclusiones y líneas futuras:** se realiza un análisis de todo el trabajo realizado con el objetivo de dar forma a unas conclusiones que permitan, por un lado, evaluar la tarea llevada a cabo y, por otro, enfocar futuras líneas de trabajo.
- **Capítulo IX: Referencias:** se recoge las referencias bibliográficas utilizadas en la confección de la memoria del proyecto fin de carrera.

Capítulo II: Tecnologías

2.1 Introducción a las tecnologías de integración en banda W

Las tecnologías de integración que pueden operar a frecuencias milimétricas y alcanzar la parte baja del espectro de terahercios deben incluir dispositivos con valores de frecuencia de transición (f_t) de, al menos, 200 GHz. Ello requiere semiconductores de alta movilidad y dimensiones críticas en el rango de nanómetros. Si nos centramos en la amplificación de bajo ruido a estas frecuencias, estaríamos restringidos a tecnologías que contengan Indio en transistores de tipo HEMT (High Electron Mobility Transistor) con longitudes de puerta entre 60 y 120 nm. Dentro de estas tecnologías existen dos variantes en función del semiconductor básico empleado: Fosfuro de Indio (InP) o Arseniuro de Galio (AsGa).

2.2 Circuitos integrados MIC y MMIC

Para el diseño de un amplificador de bajo ruido se dispone de dos tipos de circuitos, MIC y MMIC. Los MIC (Microwave Integrated Circuits) 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 y la reducción del tiempo de diseño respecto a los circuitos monolíticos porque se evita el tiempo de construcción en factoría. Pero la principal ventaja de la tecnología híbrida sobre la tecnología monolítica es su excelente comportamiento en aplicaciones de muy bajo ruido debido, principalmente, a las bajas pérdidas dieléctricas del sustrato híbrido.

Sin embargo, el montaje de los circuitos MIC se hace muy complicado en frecuencias altas (por encima de 50 GHz, banda V y banda W). Por ello se usan circuitos monolíticos (MMIC, Monolithic Microwave Integrated Circuits) cuando la banda de frecuencia es lo suficientemente alta. Asimismo son más baratos para grandes cantidades de producción, más pequeños y reproducibles y pueden alcanzar anchos de bandas grandes debido a las bajas reactancias

parásitas. Otra de sus características principales es que la formación de elementos activos y pasivos se realiza a partir de un sustrato semiconductor.

Debido a lo desarrollado anteriormente, en este proyecto se decide emplear la tecnología monolítica, si bien, se puede apuntar un inconveniente que pasara a ser el principal caballo de batalla durante el proceso de diseño y con el que no se contaba a priori: nos enfrentamos a un proceso que está en desarrollo y no presenta las facilidades de otros procesos ya comerciales.

HIBRIDOS (MIC)	MONOLÍTICOS (MMIC)
Tiempo de rediseño breve (2 semanas).	Tiempo de rediseño largo (5 meses).
Posibilidad de retoques y sintonía sobre los circuitos.	No es posible retoques sobre el circuito (diseño crítico).
Baja inversión inicial.	Alta inversión inicial.
Ensamblaje automático.	Baratos en grandes cantidades.
Poco reproducibles (posiciones e hilos).	Buena reproductividad.
Gran tamaño frente los MMICs.	Pequeños y ligeros.
Disponibilidad de espacio.	Espacio restringido.
Montaje complicado a altas frecuencias.	Simplifican problemas de montaje a altas frecuencias.

Tabla 2-1. Diferencias entre circuitos integrados (MIC vs MMIC).

2.3 Las fundiciones y sus procesos

El número de fundiciones que ofrecen esta tecnología monolítica está muy limitado. Algunas de ellas tienen restringida su actividad a proyectos puramente de investigación sin ofertar productos comerciales, o bien plantean tal cúmulo de requisitos administrativos y unos costos que las hacen inviables. Existen varios procesos (TQP13-N de Triquint, ER07AD o ED02AH de Philips) pero debido a las frecuencias a las que se trabaja y para continuar con la línea de trabajo seguida en el departamento DICOM se ha elegido el proceso D007IH de la factoría OMMIC (Francia). En él, se utilizan estructuras metamórficas para conseguir una transición gradual entre el sustrato de AsGa y la capa activa, que contiene Indio [8].

Como breve reseña sobre la fundición OMMIC diremos que forma parte del grupo internacional Royal Philips Electronics y tiene su base cerca de París. Cuenta con más de 30 años

de experiencia en la creación de sistemas completos de circuitos monolíticos integrados de microondas, con técnicas de crecimiento epitaxial, procesamiento de obleas con semiconductores III-V y diseño de circuitos para aplicaciones comerciales y militares.

El entorno de trabajo se realizará mediante el uso de librerías de una aplicación CAD, que en este caso se trata de ADS (Advanced Design System) de Agilent Technologies. Por último, el proceso al que se tiene acceso es el anteriormente citado D007IH, basado en transistores mHEMT sobre sustrato de AsGa.

2.3.1 Proceso D007IH

El proceso D007IH de OMMIC es uno de los más nuevos y está basado en una capa epitaxial activa con alto contenido en Indio, cuyo crecimiento se efectúa sobre una capa metamórfica intermedia que crea una transición suave con el sustrato de AsGa. Este proceso proporciona una frecuencia de corte muy alta y un ruido extremadamente bajo. Sus siglas esconden algunas de sus principales características:

- D: Transistores de depleción.
- 007: Longitud de puerta del transistor es de 70 nanómetros.
- IH: Transistores HEMT con dopado InP en la capa activa.

Este proceso basado en AsGa recoge el bagaje de los procesos de dispositivos HEMTs pseudo mórficos (pHEMTs) y lo que se consigue con ese dopado variable en la capa activa es mayor movilidad sin tener que recurrir a los sustratos de InP, menos robustos y más caros. El resultado es el transistor metamórfico (mHEMT).

La tecnología mHEMT surge de la necesidad de conseguir un alto rendimiento como en el InP y que supusiera bajos costes de producción y una mayor robustez. Estos dispositivos emplean una estructura activa de InAlAs/InGas sobre sustrato de AsGa en obleas de hasta 6 pulgadas. La técnica para disponer los materiales en la heterounión en un mHEMT proporciona la ventaja de incorporar mayor concentración de aluminio e indio en la estructura del material, lo que conlleva un mayor voltaje de ruptura y potencia de salida, haciendo que su rendimiento supere en algunos casos a los HEMT sobre sustrato de InP (**Fig. 2-1**).

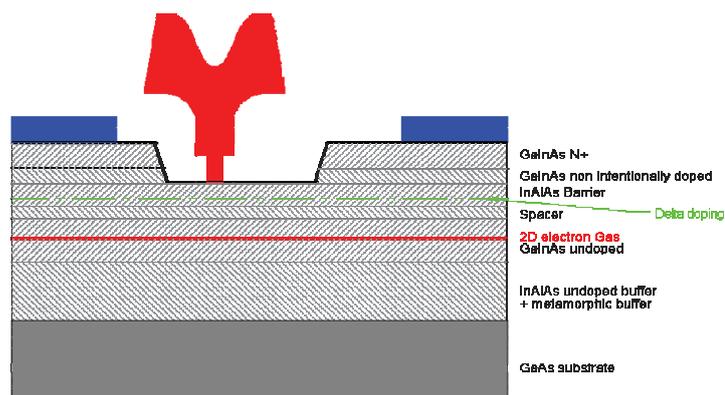


Fig. 2-1. Perfil de las capas de un elemento activo del proceso D007IH.

En concreto, un uso de dopado de InP con una concentración del 70% en la capa activa hace que esta tecnología sea muy útil para aplicaciones de muy bajo ruido y permita realizar circuitos a frecuencias altas desde 10 hasta 180 GHz. La f_t del proceso es 300 GHz y su frecuencia máxima, f_{max} , es de 350 GHz.

En la Fig. 2-2 se muestra un esquema de cómo se forman los distintos componentes del proceso en el que pueden distinguirse: transistores, resistencias, líneas de transmisión, diodos o condensadores.

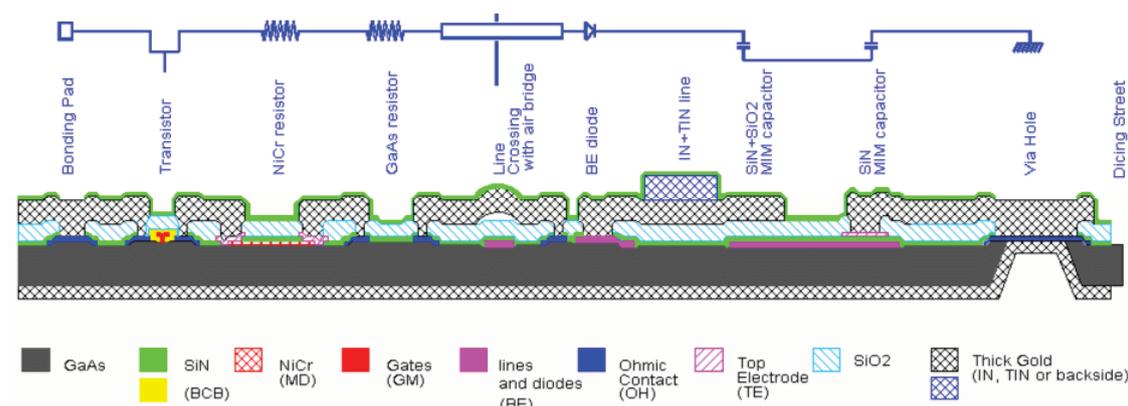


Fig. 2-2. Perfil de las capas de los elementos del proceso D007IH.

2.3.2 Definición del sustrato dentro del simulador electromagnético

El conocimiento del proceso tecnológico es fundamental desde el punto de vista de las simulaciones electromagnéticas. OMMIC provee al usuario de librerías de simulación donde se especifican las características de cada uno de los componentes electrónicos del proceso. Para que la simulación electromagnética siga el mismo comportamiento del diseño realizado es necesario que quede bien definida la estructura de capas del proceso.

Existen multitud de simuladores comerciales para el diseño de radiofrecuencia. En nuestro caso como ya se ha especificado con anterioridad, se ha optado por utilizar ADS (Advanced Design System) de la empresa norteamericana Agilent [9]. ADS es un simulador muy potente con plataforma de simulación tanto a nivel de circuito eléctrico como a nivel electromagnético. Centrándose en la parte electromagnética quasi-3D de ADS, también conocida como “Momentum”, existe una pestaña donde se puede definir las capas del sustrato.

En la **Fig. 2-3** viene definido el mapa de capas usado en el dibujo (layout) del LNA, desde la parte superior, llamada FreeSpace (espacio libre) hasta GND (tierra). En los siguientes puntos se detalla cada una de las capas utilizadas del proceso D007IH.

- Entre la primera capa de nitruro de silicio (Sin_0) y la capa de óxido de silicio van colocadas dos capas conductoras más externas IN y TIN. La capa IN es la segunda capa metálica de interconexión de TiPtAu con espesor $1.25 \mu\text{m}$. La capa TIN es una capa adicional a la capa IN del mismo material y con el mismo espesor que esta última.
- En la capa de óxido de silicio va colocado un vía (paso) para interconectar las capas IN, TIN con la siguiente capa conductora (TE). Este vía está definido como un hueco en la CO, formada por una deposición dieléctrica de óxido de silicio de $800 \mu\text{m}$.
- La siguiente capa es TE que conforma el electrodo superior de los electrodos de los condensadores MIM. También se usa como protección entre las puertas de TiAl y las líneas de oro (Au), de manera que se garantice una alta fiabilidad en la conexión. El espesor de la capa es 560 nm . El fabricante no da datos sobre el compuesto del que está formada.
- Por debajo de TE se encuentra la segunda capa de nitruro de silicio (Sin) que tiene implementado otro vía con la máscara CG y otra máscara CO. La primera de ellas está formada por una capa negativa de nitruro de silicio (Si_3N_4) y sirve como interconexión

entre metales. La máscara CO formada por otra capa negativa de óxido de silicio de 800 nm facilita las interconexiones entre las capas metálicas OH, BE y TE. El concepto de capa negativa se refiere a que en caso de ser dibujada indicaría que no hay dieléctrico en esa zona.

- La siguiente capa es BE. Formada por TiPtAu es una metalización usada para formar el electrodo inferior de los condensadores MIM. También se usa en los diodos de 3 μm de longitud de puerta para realizar varactores. Su espesor es de 650 nm.
- Y por último, una capa de layout de AsGa mapeada como vía para permitir la definición de pasos a la masa del plano inferior (“via-holes”) “VH”.

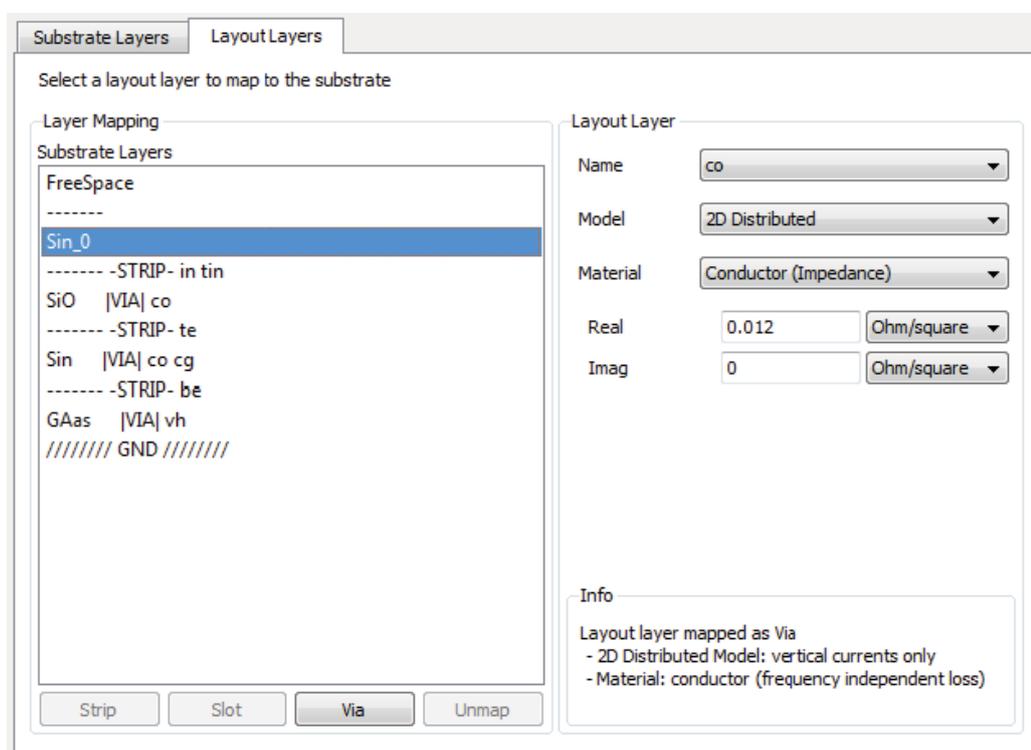


Fig. 2-3. Capas del dibujo para la simulación electromagnética.

Existen muchas capas definidas dentro del proceso de OMMIC pero no se han tenido en cuenta debido a que en las simulaciones electromagnéticas que se realizan posteriormente sobre el LNA no se incluyen los elementos activos. Este es el caso de las capas: LI, OH, GP o BCB para los transistores o la capa MD para resistencias de alta precisión níquel-cromo, por citar algunos ejemplos.

Capítulo III: Estado del arte

3.1 Introducción al capítulo

En este capítulo se recoge el estado del arte dentro de los LNA en banda W (75-110 GHz) en los cuales se sitúa este proyecto. Se divide esta recopilación del estado del arte en dos partes. En primer lugar se muestran artículos de revistas y conferencias donde se presentan diseños LNA en banda W. Luego se exponen los amplificadores comerciales que puedan funcionar en la banda 75 a 100 GHz (banda de trabajo requerida) y presenten un buen comportamiento.

3.2 Artículos de revista y conferencias

En el año 2000 se presenta un amplificador bajo ruido en configuración cascodo de 3 etapas basado en tecnología metamórfica pHEMT. Sus características son las siguientes: Dentro de la banda de 75 a 105 GHz, la ganancia media es de 19 dB y de la figura de ruido no tenemos información ya que a pesar de ser un LNA su principal objetivo era abarcar el mayor ancho de banda posible. Tiene una longitud de puerta de 150 nm y sus líneas de transmisión usan tecnología coplanar [10].

Presentado en una conferencia en Singapur en 2005, el Fraunhofer Institute of Applied Solid-State Physics de Friburgo presenta un diseño de un LNA cascodo de 2 etapas, pero esta vez ya con tecnología de indio en su capa activa, mHEMT, con lo que la longitud de puerta se ve reducida a 50 nm. Trabaja en una banda de 70 a 105 GHz y ofrece una ganancia media 21.5 dB con un rizado de ± 1.5 dB y su figura de ruido media es de 2.5 dB. Para sus líneas de transmisión utiliza tecnología coplanar [11].

En estos dos primeros ejemplos, se utiliza una configuración cascodo la cual consiste en: cada etapa contiene conexión en serie de un HEMT en fuente común y otro en puerta común, como se puede comprobar en la **Fig. 3-1**. Su principal ventaja es reducir el área del diseño del dispositivo, se detalla con mayor profundidad esta configuración en el siguiente capítulo.

REF	Capa activa	Estructura TL	L_{puerta} [nm]	f_{MIN} [GHz]	f_{MAX} [GHz]	$Ganancia_{media}$ [dB]	NF [dB]	Año
[10]	pHEMT	Coplanar	150	75	105	19	N/A	2000
[11]	mHEMT	Coplanar	50	70	105	21.5	2.5	2005
[12]	mHEMT	Microstrip	70	70	105	25	2.7(*)	2008
[13]	InP HEMT	Microstrip	35	75	110	26	0.6(**)	2012

(*) = simulado. (**) = medido criogénicamente

Tabla 3-1. Comparación de algunos LNAs en banda W.

Como se puede comprobar la tendencia en el diseño de amplificadores de bajo ruido es utilizar elementos activos del tipo mHEMT, como el de este proyecto, que como ya se sabe ofrecen la posibilidad de tamaños de puerta más pequeños y, además, ofrecen una robustez y un rendimiento semejante a los HEMT dopados con Fosforo de Indio, estos últimos de mayor coste. Por otra parte, las líneas de transmisión se inclinan hacia una tecnología microstrip.

3.3 Productos comerciales

El primero de los MMIC comerciales que se presentan es la referencia CGY2190UC/C2 de la propia factoría francesa OMMIC, construido bajo la tecnología de 70 nm mHEMT. Se trata de un LNA de 4 etapas que cubre la banda de 75 a 110 GHz con una figura de ruido a la frecuencia media de trabajo (90 GHz) de 2.8 dB y de hasta 3.3 dB en el resto, ganancia media de 23 dB y un ultra bajo consumo de 33 mA. Nótese que las adaptaciones tanto de entrada como de salida son pobres (valores inferiores a -10 dB).

El segundo de los MMIC comerciales es de la factoría UMS (United Monolithic Semiconductors), cuya referencia es CHA1008-99F. Se trata de un LNA balanceado de 4 etapas que trabaja en la banda de 80 a 105 GHz. Ofrece una figura de ruido de 5 dB entre 80 y 90 GHz y de hasta 7.5 dB en el resto. La ganancia media que alcanza en el rango de frecuencias estipulado por sus especificaciones es de 17 dB y su consumo de 115 mA. Bajo tecnología pHEMT de 100 nm de longitud de puerta.

De los laboratorios HRL de Malibú, Estados Unidos, se ofrecen dos dispositivos dentro de la banda W, los cuales se pasan a analizar en las siguientes líneas. El primero de ellos bajo

tecnología InP HEMT y referencia LN5-100 es un LNA de 5 etapas con una banda de trabajo de 70 a 100 GHz. Las adaptaciones tanto de entrada como de salida presentan un comportamiento un poco pobre (>-5 dB), no así su ganancia media de 29 dB ni su figura de ruido entorno a 3 dB [14]. El segundo, LN4-110, presenta también tecnología InP HEMT para sus transistores y en este caso se trata de un LNA de 4 etapas. El ancho de banda recorre las frecuencias de 75 a 110 y, dentro de esa banda, se obtienen los siguientes parámetros: ganancia media de 24 dB, figura de ruido media de 3 dB y adaptaciones de entrada y salida superiores a -5 dB [15].

El último de los LNAs que se va a exponer pertenece a la empresa Millitech y tiene por referencia LNA-10-02150, con una banda de 75 a 110 GHz. Basado en una tecnología pHEMT, presenta una figura de ruido media de 5dB y una ganancia media de 22 dB. Su consumo es de 50 mA. En la **Tabla 3-2** se reflejan las principales características de los amplificadores de bajo ruido analizados de las diferentes factorías.

Factoría	Capa activa	Etapas	f_{MIN} [GHz]	f_{MAX} [GHz]	$Ganancia_{media}$ [dB]	NF [dB]
MMIC	mHEMT	4	75	105	23	2.8
UMS	pHEMT	4	80	105	17	5
HRL	InP HEMT	5	70	100	29	3
HRL	InP HEMT	4	75	110	24	3
Millitech	pHEMT	N/A	75	105	22	5

Tabla 3-2. Comparación de algunos LNAs comercializados en banda W.

En comparación a la tabla anterior (**Tabla 3-1**) se pueden observar como el comportamiento de los dispositivos comercializados empeora sus características debido a problemas que pueden surgir propios del proceso de fabricación, como puede ser variaciones de los valores nominales de los componentes.

Cabe reseñar la complejidad por mantener unos niveles de ganancia, figura de ruido y adaptaciones de entrada y salida óptimos en toda la banda W, aunque en muchas ocasiones no se logre. Todo ello es debido a las altas frecuencias con las que se está tratando y que, a su vez, producen muchas más pérdidas y dispersión. No obstante, el amplificador de bajo ruido diseñado en este proyecto tiene el objetivo de atender el mayor espectro posible de la banda sin que esto suponga un empeoramiento del rendimiento del dispositivo.

*Capítulo IV: Conceptos previos
al diseño*

4.1 Introducción al capítulo

Un buen diseño de un amplificador de bajo ruido debe combinar baja figura de ruido, ganancia suficiente para minimizar la contribución de ruido de las etapas posteriores y estabilidad sin oscilaciones en el rango completo de frecuencias, más allá de lo que es estrictamente la banda de operación. En un sistema de RF, la señal más baja que puede ser captada por el receptor define su sensibilidad y la señal más alta establece el límite de potencia que puede ser soportado por el sistema preservando la eficiencia suficiente. El rango dinámico del receptor es la diferencia entre ambos extremos y define la calidad de cadena receptora.

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 (fórmula de Friis, **Ec. 4-12**). La señal RF captada por la antena suele ser muy débil y lo que menos interesa es tener ruido que enmascare más la señal, así que su función principal es amplificar la señal recibida antes de que las etapas sucesivas añadan más ruido, con la premisa de que el ruido añadido por el propio LNA será muy pequeño, garantizando la relación señal/ruido (SNR: Signal to Noise Ratio) del sistema a niveles muy bajos de potencia. Adicionalmente, para niveles más altos de señal, el LNA amplifica la señal recibida sin apenas añadir ruido en el caso de encontrarse dentro del rango dinámico, contribuyendo a minimizar las interferencias en el canal.

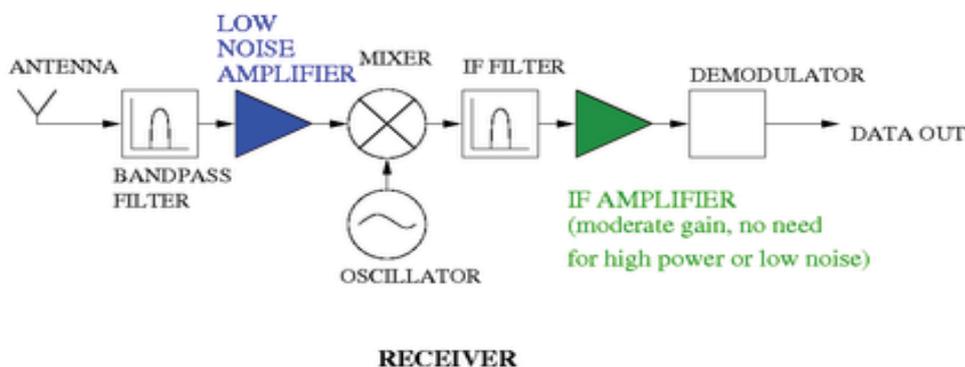


Fig. 4-1. Utilización del LNA en un sistema de recepción.

Aunque la ganancia, figura de ruido, estabilidad y adaptación a la entrada y a la salida son parámetros igualmente importantes, son interdependientes y no siempre actúan en beneficio unos de otros.

El diseño de un LNA, por tanto, presenta un desafío considerable por el requerimiento simultáneo de alta ganancia, baja figura de ruido, buena adaptación a la entrada y a la salida y estabilidad incondicional. Eventualmente se le puede pedir baja generación de distorsión. Estos parámetros, salvo la distorsión, pueden ser determinados mediante el análisis de parámetros Scattering. En este apartado se explicará brevemente los objetivos del diseño.

4.2 Parámetros de Scattering

Hay muchas formas de describir los parámetros que analizan el comportamiento de las redes de dos puertos, quizá la descripción más conocida es relacionar las cuatro variables de entrada-salida voltaje-corriente usando una matriz 2×2 . Dependiendo de cuáles 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 ciertas operaciones con cortocircuitos y circuitos abiertos. Sin embargo, puede que no sea posible realizar estos tests en alta frecuencia, donde las pruebas con circuitos abiertos y los cortocircuitos fallan debido a efectos de las líneas de transmisión y capacidades e inductancias parásitas.

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 es el uso de los parámetros de Scattering (o simplemente parámetros S), que definen las cuatro variables como ondas incidente-reflejada de entrada-salida.

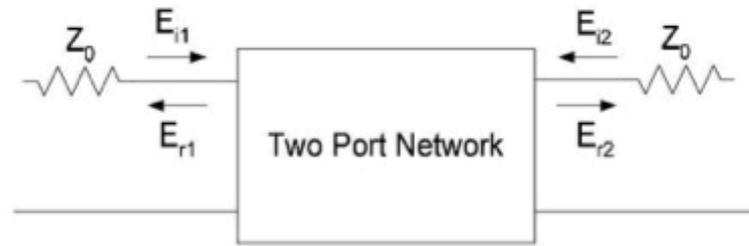


Fig. 4-2. Definición de parámetros S en una red de dos puertos.

La definición de los parámetros S hace uso de la propiedad 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 en la **Fig. 4-2** donde Z_0 es la impedancia de la fuente y de la carga y E_{ii} y E_{ri} son las magnitudes de las ondas de voltaje incidente y reflejada respectivamente. Los parámetros S pueden expresarse entonces como:

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad (\text{Ec. 4-1})$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \quad (\text{Ec. 4-2})$$

donde

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (\text{Ec. 4-3})$$

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

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

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{E_{r1}}{E_{i1}} \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{E_{r2}}{E_{i1}} \quad (\text{Ec. 4-5})$$

Donde S_{11} se denomina el coeficiente de reflexión a la entrada y es una medida práctica de la adaptación en el puerto de entrada del LNA y S_{21} representa la ganancia del amplificador.

Por otra parte, si el puerto 1 se termina en una carga Z_0 y se envía potencia desde el puerto 2:

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{E_{r1}}{E_{i2}} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{E_{r2}}{E_{i2}} \quad (\text{Ec. 4-6})$$

Donde S_{12} es la transmisión inversa de ganancia de la red y S_{22} se denomina 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 LNA son $S_{11} < -10$ dB, $S_{21} > 10$ dB y $S_{12} < -40$ dB, aunque estos valores pueden cambiar dependiendo de la aplicación y la frecuencia.

4.3 Ganancia

El LNA tiene que proporcionar una ganancia adecuada. 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 **Fig. 4-3**.

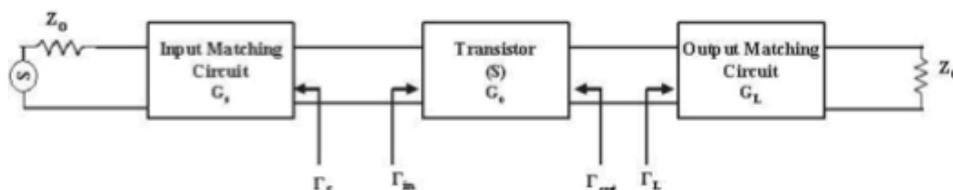


Fig. 4-3. Circuito amplificador general del transistor.

La definición de ganancia más utilizada en el diseño de amplificadores es la de ganancia de transferencia (**Ec. 4-7**) que relaciona la potencia entregada a la carga y la potencia disponible a la entrada.

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{IN}|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (\text{Ec. 4-7})$$

La cual se puede expresar según el esquema de la **Fig. 4-3** de la siguiente forma:

$$\left. \begin{aligned} G_s &= \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_s|^2} \\ G_0 &= |S_{21}|^2 \\ G_L &= \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow G_T = G_s G_0 G_L \quad (\text{Ec. 4-8})$$

Pueden aparecer casos especiales de ganancia de transferencia cuando ambas, la entrada y la salida están adaptadas a la carga, para que no se produzca reflexión. Entonces $\Gamma_L = \Gamma_s = 0$, y reduce la expresión a:

$$G_T = |S_{21}|^2 \quad \text{debido } Z_L = Z_s = 50 \Rightarrow \begin{cases} \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = 0 \\ \Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} = 0 \end{cases} \quad (\text{Ec. 4-9})$$

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

$$G_{TU} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11} \Gamma_s|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (\text{Ec. 4-10})$$

4.4 Parámetros de ruido

El comportamiento de la figura de ruido en un LNA o, de forma más general, en una red de dos puertos puede describirse por parámetros que pueden representarse de varias formas, por ejemplo usando impedancias, admitancias o coeficientes de reflexión. La fórmula de la figura de ruido se muestra en la **Ec. 4-11**:

$$F = F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_{opt} - \Gamma_s|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (\text{Ec. 4-11})$$

Con Z_0 la impedancia normalizada.

Es decir, que la figura de ruido de un circuito depende de la impedancia que vea hacia la entrada. De la ecuación se deduce fácilmente que $F = F_{\min}$ para $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$, que es el coeficiente óptimo de reflexión en la entrada para conseguir el mínimo ruido. La figura de ruido se puede representar como una función de cuatro parámetros:

- F_{\min} = La figura de ruido mínima del transistor.
- Γ_{opt} = El coeficiente óptimo de reflexión para conseguir la figura mínima de ruido. Este coeficiente es un número complejo, en general, y por tanto se trata de dos parámetros: módulo y fase o parte real e imaginaria.
- R_n = La resistencia de ruido del dispositivo.

Los parámetros que dependen de las características del dispositivo R_n y F_{\min} son constantes a la frecuencia seleccionada y no pueden cambiarse. Por consiguiente, la figura de ruido del transistor se verá afectada en función a los valores que tome la impedancia vista a la entrada del transistor, Γ_s . La condición que se ha de cumplir para obtener la figura de ruido mínima del transistor es que $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$. Según la fórmula de Friis (**Ec. 4-12**) se observa que el factor de ruido depende de la ganancia de cada una de las etapas amplificadoras en cascada del circuito de la forma:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \Rightarrow \quad \begin{array}{l} \text{Fórmula de} \\ \text{Friis} \end{array} \quad (\text{Ec. 4-12})$$

Por lo tanto, no es necesario que todas las etapas estén orientadas a conseguir la mínima figura de ruido. Son las primeras etapas las que se deben diseñar pensando prioritariamente en el ruido y una vez hayan alcanzado conjuntamente unos valores de ganancia suficientemente altos que hagan que la contribución a la figura de ruido del sistema del resto de etapas sea prácticamente despreciable, orientar exclusivamente éstas últimas a conseguir ganancia.

4.5 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. También depende del punto de polarización y del régimen de funcionamiento (gran señal o pequeña señal) de los dispositivos activos. Esto hace que los estudios de estabilidad sobre parámetros de Scattering linealizados como el que se hace a continuación tengan limitaciones de rango de validez.

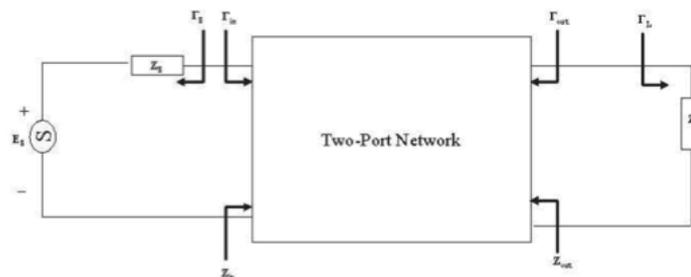


Fig. 4-4. Red de dos puertos.

En la red de la **Fig. 4-3**, se pueden producir oscilaciones propias de un amplificador inestable 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:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right| < 1 \quad |\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{22} \Gamma_S} \right| < 1 \quad (\text{Ec. 4-13})$$

La condición de estabilidad puede analizarse mediante los factores de Rollet K y Δ en términos de parámetros S se definen como [16][17]:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{21} \cdot S_{12}|} \quad \Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \quad (\text{Ec. 4-14})$$

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

- Incondicionalmente estable.
- Condicionalmente estable.

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 $\Delta < 1$, luego, 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.

La validez de esta deducción está supeditada a la condición previa ("Rollet's proviso") de que la red de dos puertos no oscile por sí sola, cuando está terminada en circuitos abiertos. Si así fuera, los resultados de K no serían significativos.

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

$$Mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \cdot \Delta| + |S_{12} S_{21}|} \quad (\text{Ec. 4.15})$$

El dispositivo será condicionalmente 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. La validez del parámetro Mu está sometida también a la condición de Rollet.

En el diseño del LNA 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 representados en gráficas para su correcta comprobación.

4.6 Configuración de las etapas amplificadoras

De entre todas las posibles configuraciones de las etapas amplificadoras básicas (fuente común, drenador común y puerta común) se ha tenido en cuenta la configuración en fuente común y una variante de ella, un poco más compleja, llamada cascode que resulta muy interesante para este tipo de aplicaciones. Es por ello que en este apartado se realiza un breve estudio sobre cual de las dos es más beneficiosa para el diseño del LNA.

La configuración fuente común (**Fig. 4-5**), consiste en tomar como referencia la fuente conectándola a una tierra para RF o continua y, a veces, a ambas. Desde ese punto de referencia se puede ver la entrada y la salida del camino de RF. Los transistores están fabricados originalmente con una orientación al uso de fuente común y, además, esta configuración ofrece buenos niveles de ganancia.

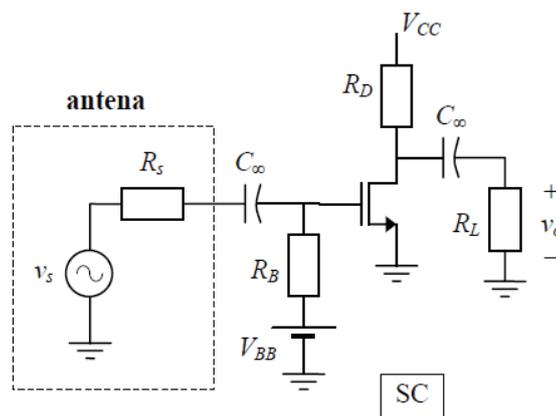


Fig. 4-5. Configuración fuente común.

La configuración de etapa cascode sitúa a dos transistores, uno en fuente común y el otro en puerta común (**Fig. 4-6**). Se trata de una configuración muy apropiada para conseguir mayor ganancia a estas frecuencias. Demuestra un rendimiento parecido al de un amplificador de dos

etapas pero reduciendo un 50% el tamaño del chip y el consumo de corriente. La corriente de polarización se utiliza a la vez para los dos transistores, aunque duplicando el voltaje, con lo cual el consumo total de potencia de DC es similar al que tendría dos etapas en fuente común.

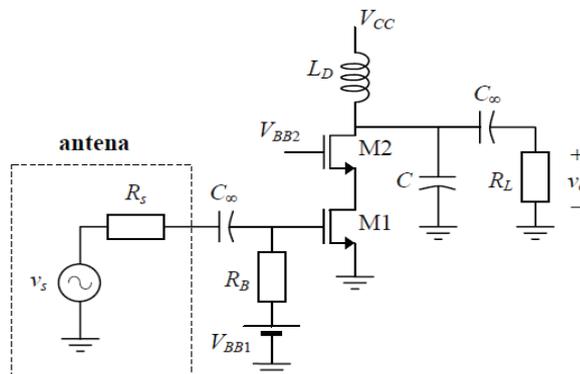


Fig. 4-6. Configuración cascode.

La principal desventaja de una configuración cascode es que el sistema es potencialmente más inestable dentro del rango de frecuencias de trabajo. Como ya se ha mencionado en la apartado teórico, una de las condiciones más importantes para que el diseño de un LNA sea fiable, es la estabilidad en todo el espectro de frecuencias. Por ese motivo, se ha optado por una configuración fuente común en lugar de la configuración cascode.

*Capítulo V: Diseño eléctrico
del LNA*

5.1 Introducción al capítulo

En un principio, para el diseño del LNA se utilizan modelos de pequeña señal. Estos modelos tienen en cuenta pequeñas variaciones en torno al punto de polarización por lo que el comportamiento del transistor es más sencillo de modelar. Cabe resaltar que estos modelos son suficientemente válidos para diseñar un LNA ya que los niveles de potencia esperados a la entrada son bajos y se suelen simular utilizando parámetros de Scattering.

Una vez que el diseño alcanza las especificaciones requeridas con el modelo en pequeña señal, se reemplazarán los transistores por su modelo en gran señal, el cual contempla grandes variaciones del punto de polarización. De esta manera, se comprueba la coherencia del diseño y que el amplificador de bajo ruido sigue siendo incondicionalmente estable en todas las frecuencias, sin que afecte en su comportamiento el modelo para el régimen de funcionamiento utilizado.

Una de las tareas más importantes y la primera que se ha de llevar a cabo a la hora de empezar el diseño de un LNA es seleccionar la geometría del transistor y el punto de polarización más adecuados.

5.2 Elección de la configuración y punto de polarización del transistor

Para realizar el diseño de amplificadores de bajo ruido, es necesario conocer bien el comportamiento en cuanto a ruido y ganancia disponible de cada transistor en función de su tamaño y de su punto de polarización.

En tecnología monolítica, un transistor de anchura de puerta (W) se puede construir eligiendo diferentes combinaciones de números de dedos (N_d) con sus correspondientes anchuras de dedo unidad (W_u), obteniendo para cada caso un comportamiento de ruido y ganancia diferente. En la librería de componentes D007IH, los transistores con los que se trabaja

son de tipo mHEMT (HEMT metamórficos) y pueden tomar valores de 2,4,6 y 8 en cuanto al número de dedos y, respecto a la anchura, tiene que estar comprendida entre 10 y 75 μm .

El estudio de DC se lleva a cabo haciendo uso de dos cajas de la herramienta de análisis de barrido “Parameter Sweep” encadenadas, como se muestra en la **Fig. 5-1**, a fin de observar en las gráficas de ganancia, ruido y estabilidad los resultados correlativos para diferentes valores de dedos y anchura de puerta. El estudio se realiza a la frecuencia de 97 GHz, punto intermedio en la banda 80-110 GHz y con una polarización estándar de $V_{gs}=-0.1\text{ V}$ y $V_{ds}=1.5\text{ V}$.

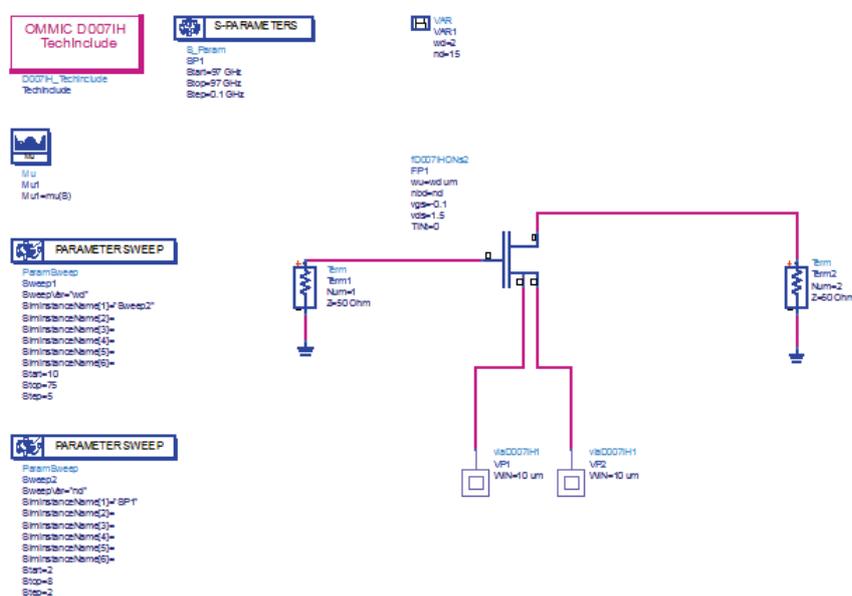


Fig. 5-1. Esquema de circuito para el estudio del tamaño óptimo del transistor.

Según los resultados obtenidos (**Fig. 5-2**) y atendiendo al compromiso de menor figura de ruido, mayor ganancia y mejor estabilidad se ha escogido para este proyecto transistores de $4 \times 15\ \mu\text{m}$ (4 dedos y 15 micras de anchura de puerta). El estudio ha sido realizado hasta 40 μm de anchura ya que los valores superiores ofrecían peor comportamiento y, de este modo, se puede visualizar los resultados de forma más clara.

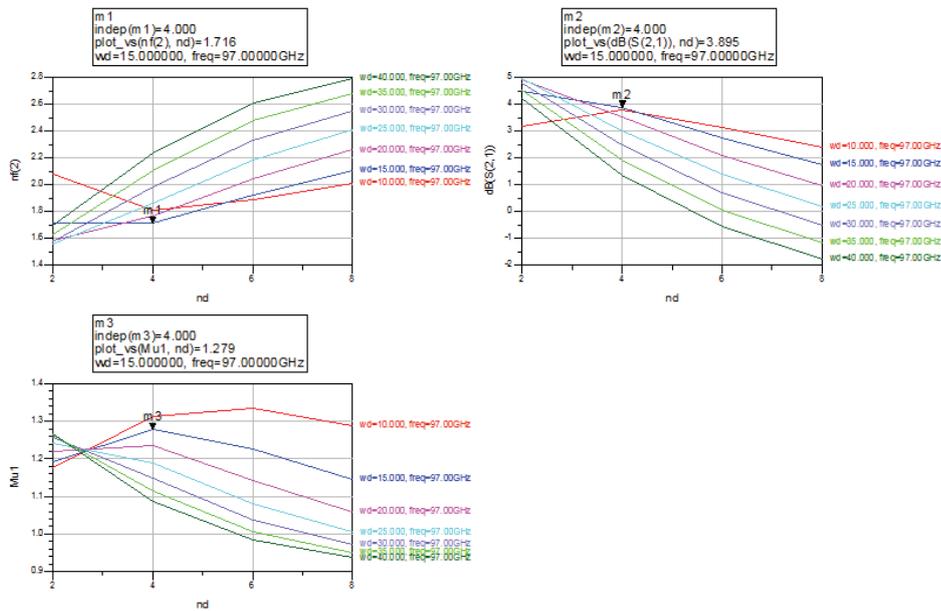


Fig. 5-2. Resultados de figura de ruido, ganancia y estabilidad del estudio del tamaño del transistor.

Una vez elegida la geometría del transistor se realiza un estudio parecido, con la salvedad que los parámetros barridos con sendas cajas de la herramienta “Sweep Parameters” son el voltaje entre la fuente y la puerta (V_{gs}) y el drenador y la fuente (V_{ds}). Debido a las características de esta tecnología no se puede polarizar el transistor más allá de ciertos valores de voltaje, por lo que el estudio queda limitado a la franja de valores disponibles.

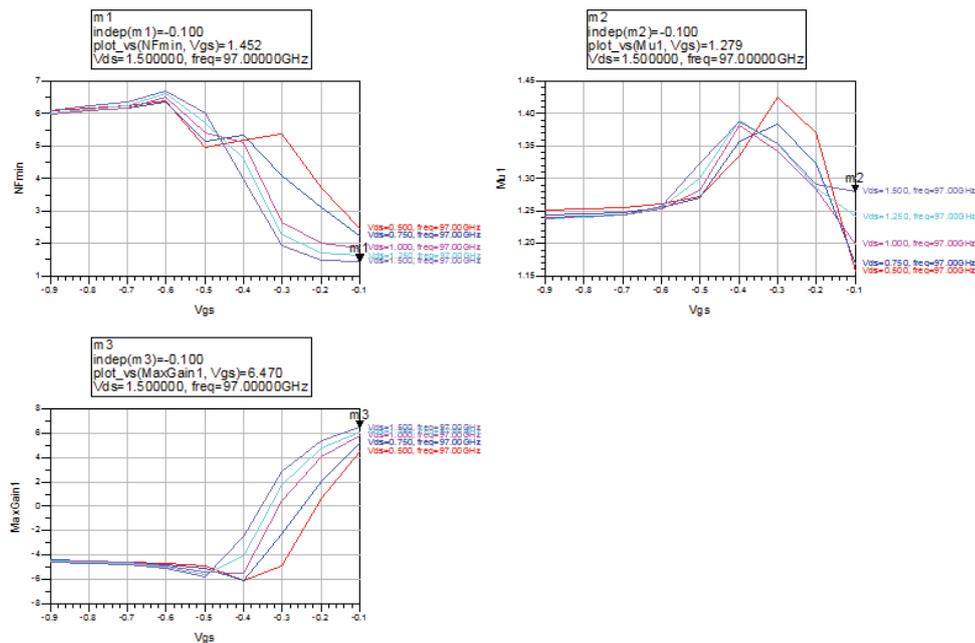


Fig. 5-3. Resultados de figura de ruido, ganancia y estabilidad del estudio de polarización del transistor.

Se debe elegir un punto en el que se obtenga la menor F_{\min} ya que según la fórmula de Friis la mayor aportación de ruido del amplificador viene de las primeras etapas, siempre que se obtenga de ellas una ganancia lo suficientemente alta como para minimizar la contribución de ruido por etapas posteriores. Por tanto, no todos los transistores tendrán el mismo punto de polarización a priori, ya que una vez conseguido el objetivo de ruido, las etapas siguientes se pueden orientar exclusivamente a la ganancia.

Los valores seleccionados en este caso son: $V_{gs}=-0.1$ V y $V_{ds}=1.5$ V. En este punto se obtiene la menor figura de ruido y la máxima ganancia, además de un valor de estabilidad marcado por un parámetro μ suficientemente alto, aunque la estabilidad del circuito no es un punto demasiado relevante a estas alturas ya que se estudiará de manera más detallada una vez más desarrollado el diseño. En resumen los valores escogidos para el punto de polarización y configuración de transistor, se muestran en la siguiente **tabla 5-1**.

N_d	W_d	V_{gs}	V_{ds}
4	15 μm	-0.1 V	1.5 V

Tabla 5-1. Resumen de valores escogidos para tamaño y polarización del transistor.

5.2.1 Valoración de resultados y cambio de criterio en la polarización del transistor.

Dentro de la tecnología de semiconductores metamórficos y, como se puede comprobar en el capítulo anterior: “**Capítulo IV: Estado del arte**”, se hace difícil encontrar transistores con un voltaje de drenador-fuente tan alto como el seleccionado en nuestro estudio. Esta configuración se ha escogido en base a los resultados proporcionados por el modelo de transistor de la librería D007IH donde el punto óptimo de ruido coincide con el punto de máxima ganancia para un valor de $V_{ds}=1.5$ V, situación que resulta ideal, pero previsiblemente poco realista en este tipo de dispositivos. Además la propia librería advierte que los valores de ruido a partir de una V_{ds} superior a 1 V están extrapolados.

Existen dos factores determinantes en cuanto a la influencia del punto de polarización en la figura de ruido de un transistor: V_{gs} y I_d . El primero de ellos actúa, en líneas generales, como un “grifo” dejando pasar más o menos corriente por el canal, mayor o menor tráfico de portadores y, consecuentemente, mayor o menor ruido. Con respecto al segundo, si nos basamos

en el modelo de ruido de Pospieszalski [18][19], que propone un modelo de ruido simple para dispositivos activos, tales como MESFETs o HEMTs, se puede comprobar como la I_d es directamente proporcional al ruido. La validez de este método ha sido garantizada experimentalmente por investigadores a lo largo de los años [20][21].

Debido a las razones expuestas, se decide no tomar por válidos los resultados obtenidos respecto al punto de polarización en la simulación eléctrica, convirtiéndose directamente en uno de los momentos más críticos del proyecto.

Con la finalidad de buscar un comportamiento de los transistores lo más real posible, se decide utilizar un modelo de pequeña señal del proceso D007IH y otro modelo de ruido basado en medidas de parámetros S y de ruido sobre 50 ohmios respectivamente, realizadas en el propio departamento DICOM de un transistor enviado por la fundición OMMIC (Fig. 5-4). Mientras que para la medición de los parámetros de Scattering el banco de medidas del que se dispone en el departamento si permite realizarlas para las frecuencias de interés (75-110 GHz) para los parámetros de ruido solo es posible llegar hasta 50 GHz, por lo que habrá que dejar que sea el propio ADS quien extrapole a las frecuencias de la banda de trabajo.

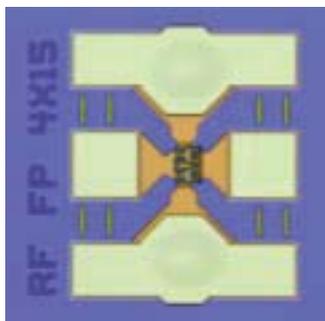


Fig. 5-4. Sistema de medida del transistor de fundición OMMIC.

Los datos recogidos en el laboratorio son los de un transistor de 4 dedos de $15 \mu\text{m}$ cada uno con una la polarización de $V_{ds}=1\text{V}$ y una $I=177 \text{ mA/mm}$. Lo que se quiere constatar en este apartado es lo siguiente: asegurarse que en un determinado punto de polarización (asumible para nuestro diseño) del modelo de transistor basado en las medidas y su equivalente en la librería de OMMIC empiezan a ofrecer un comportamiento similar y, de este modo, alejarnos de los resultados netamente optimistas obtenidos en el apartado anterior (en cuanto a la figura de ruido). Para ello en la figura siguiente (Fig. 5-5) se ofrece una comparativa de los resultados obtenidos para ambos modelos.

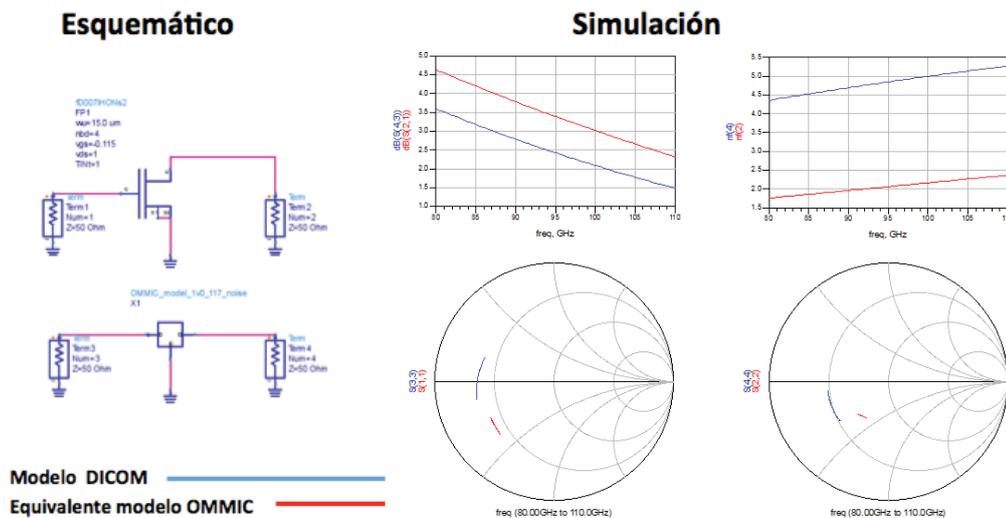


Fig. 5-5. Comparación entre modelo de OMMIC y modelo basado en medidas de laboratorio.

Como se puede observar surgen diferencias notables entre ambos modelos como muestran los resultados de las impedancias de entrada y salida, siempre más alejadas del centro de la carta de Smith las correspondientes al modelo del departamento lo que provoca desadaptaciones y genera un fuerte rizado en las medidas. Pero sin duda alguna lo que más preocupa de este análisis es la divergencia en los datos referentes a la figura de ruido y que no permiten sacar una conclusión determinante sobre el comportamiento real en este aspecto del transistor.

Esta divergencia se debe principalmente a dos motivos: el primero de ellos y anteriormente citado es que no se dispone de una instrumentación de medida que alcance las frecuencias de la banda de trabajo, por lo que se extrapolan los resultados y el segundo, se trata en el método con el que se ha medido el transistor de OMMIC. Se puede advertir como incluye vías, líneas acopladas y pads que no forman parte originalmente de un transistor y que cambiarán en alguna medida su comportamiento (**Fig. 5-4**). Todo ello se traduce en un aumento de la incertidumbre en la medida y errores en el modelo de ruido obtenido.

Se consideró la posibilidad de realizar un promedio de los valores de ambos transistores, pero la poca fiabilidad del método nos hizo descartar su aplicación. Finalmente, gracias a la experiencia adquirida, se decide escoger los transistores de la librería D007IH, pero esta vez continuando con la tendencia de puntos de polarización de transistores metamórficos para diseños de LNA: con una V_{ds} entorno a 1V y una V_{gs} de -0.1 V.

N_d	W_d	V_{gs}	V_{ds}
4	15 μm	-0.1 V	1.1 V

Tabla 5-2. Resumen valores escogidos para tamaño y polarización del transistor.

La peculiaridad del modelo de transistor que ofrece la fundición en el que coinciden el punto de máxima ganancia con el de menor figura de ruido, hace que la polarización de los transistores utilizados en las diferentes etapas del diseño sea siempre la misma.

Como ya se ha comentado, el proceso D007IH usado para el diseño de este amplificador de bajo ruido es reciente y está abierto a continuas actualizaciones, lo que da pie a la aparición de problemas típicos de cualquier proceso que es empleado al mismo tiempo que evoluciona.

5.3 Realimentación en serie o de fuente

En el diseño de amplificadores de bajo ruido con transistores es habitual que haya una fuerte desadaptación de entrada cuando se le presenta al transistor la impedancia óptima de ruido, **Fig. 5-6**. Este hecho es más grave para la primera etapa del LNA, ya que siempre se intentará conseguir con la red de adaptación presentar el coeficiente de reflexión óptimo de ruido al transistor, para acotar la mayor contribución a la figura de ruido del LNA (fórmula de Friis) a un valor cercano al mínimo. En etapas sucesivas si se podría buscar un compromiso entre la adaptación de entrada y la figura de ruido mínima.

Una de las técnicas más aceptadas entre los diseñadores para solucionar este problema es incluir una realimentación en la fuente del transistor. Jakob Engberg presentó en 1974 un método de optimización de amplificadores de bajo ruido. Se proponía la utilización de configuraciones serie-paralelo de manera que la admitancia conjugada de entrada sea igual a la admitancia óptima de ruido. Además con la utilización de redes sin pérdidas se consideraba que el mínimo ruido se mantenía constante porque no se añadía ruido a la realimentación [22]. Les Besser añadió un año más tarde la variación de la figura de ruido en función de la red realimentación serie-paralelo en fuente [23]. Ese mismo año, se presentan fórmulas exactas para la figura de ruido teniendo en cuenta la realimentación tanto paralela como serie [24]. Y en 1985 aparece la técnica de realimentación en fuente dentro de un amplificador monolítico en banda X (8-12GHz) [25].

Con el objetivo de aportar estabilidad en banda al transistor y aproximar el coeficiente de reflexión óptimo de ruido (Γ_{opt}) y el coeficiente de reflexión de entrada conjugado (S_{11}^*) para que estén lo más próximos posible dentro de la carta de Smith, se utiliza la técnica de realimentación en serie, en la cual los terminales de fuente del transistor se unen con líneas microstrip a masa para que se comporten como bobinas. De esta manera cuanto más cerca estén se asegura que si se adapta la entrada a su vez se aproxima al punto donde la figura de ruido es mínima.

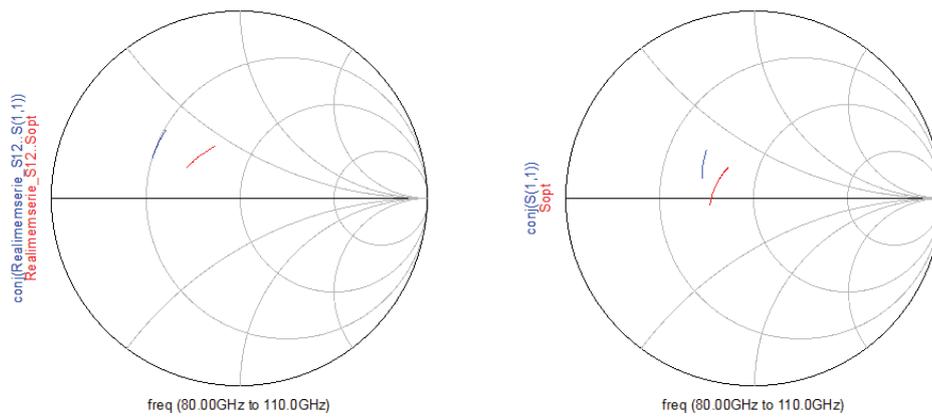


Fig. 5-6. S_{opt} (rojo) y S_{11}^* (azul) del transistor en carta de Smith, antes (izquierda) y después (derecha) de incluir la realimentación serie.

Existe una condición indispensable para poder utilizar la realimentación serie y consiste en que el transistor sea o se pueda aproximar por unilateral ($S_{12}=0$). El coeficiente de reflexión óptimo de un transistor (Γ_{opt}) nunca depende de lo que hay a la salida (Ec. 5-1) pero en cambio la impedancia de entrada del transistor sí, en este caso una carga de 50Ω , pero no se sabe cuál será la impedancia vista desde ese punto (Γ_L) cuando se añadan las etapas sucesivas.

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{opt}|^2 \Rightarrow \text{Ninguno depende de la salida} \quad (\text{Ec. 5-1})$$

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \Rightarrow \text{Si } S_{12}=0 \quad (\text{Ec. 5-2})$$

En ningún caso y menos aún en estas frecuencias tan altas, los transistores presentan una transmisión inversa de ganancia (S_{12}) que sea nula. Es necesario establecer un criterio para

dilucidar si el transistor en cuestión se le puede considerar unilateral ($S_{12}=0$). Para este propósito existe la relación entre ganancia de transferencia y ganancia de transferencia unilateral, la cual nos dirá qué error se comete al estimar unilateral al transistor (**Ec. 5-3**).

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} \quad (\text{Ec. 5-3})$$

Donde U está definida como figura unilateral de mérito.

$$U = \frac{|S_{12}||S_{21}||S_{11}||S_{22}|}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)} \quad (\text{Ec. 5-4})$$

En la **Fig. 5-7** se puede observar los resultados del transistor utilizado en este proyecto. Por una parte se puede comprobar en la gráfica polar que en magnitud y en el rango de frecuencias en las que trabajamos la transmisión de ganancia inversa (S_{12}) no supera en ningún caso 0.2, un valor a priori pequeño.

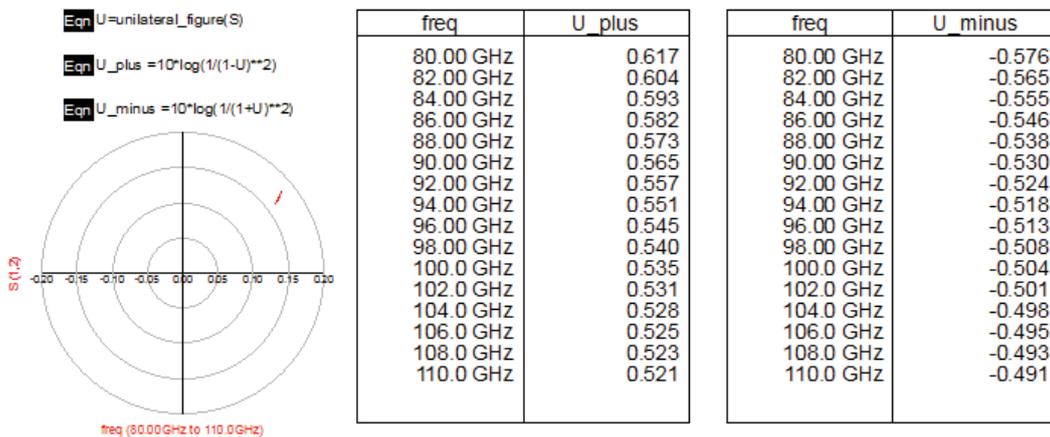


Fig. 5-7. Gráfica polar de S_{12} (izquierda) y tablas de límite inferior (medio) y superior (derecha) de la relación G_T/G_{TU} .

Pero para asegurarse de hacer una aproximación válida es necesario analizar los valores de las tablas. En el peor de los casos, en 80GHz, el transistor va a dar una ganancia de hasta 0.617 dB por encima o hasta 0.576 dB por debajo de la ganancia que se obtendría sin suponer la

unilateralidad del mismo. Los resultados reflejados hacen óptima esta suposición, ya que el rango en el que fluctúa es lo suficientemente bajo.

Gracias a la técnica de realimentación en serie se consigue, además, mejorar la figura de ruido mínima del transistor y aumentar el ancho de banda en ganancia de una forma más plana, pero tiene como contraprestación una reducción de la misma (**Fig. 5-8**).

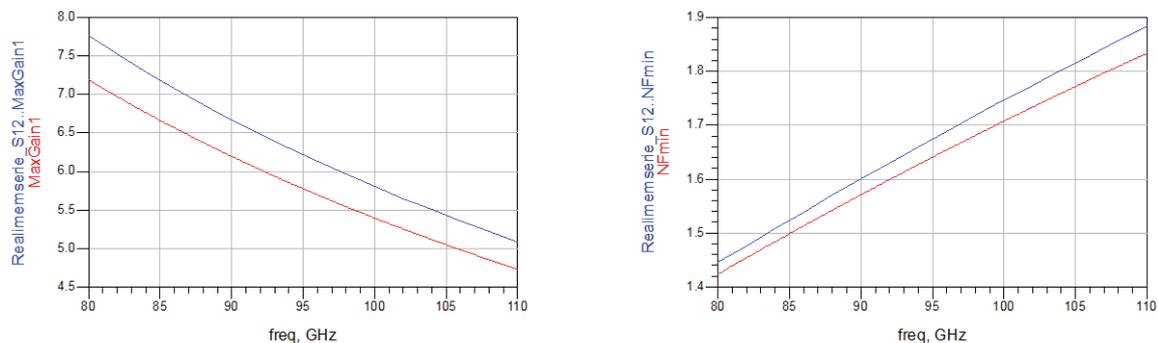


Fig. 5-8. En la gráfica se representa máxima ganancia (izquierda) y figura de ruido mínima (derecha) sin realimentación serie (azul) y con realimentación serie (rojo).

La realimentación serie será utilizada en todos los transistores de las cuatro etapas de este diseño.

5.4 Redes de polarización de puerta y drenador

Una de las partes más importantes del diseño son las redes de polarización de puerta y drenador del transistor ya que permiten polarizar el transistor en continua. Este hecho adquiere gran importancia debido a que los parámetros relevantes del transistor en RF están determinados por su polarización en continua. Además, otra característica de estas redes es que no deberían afectar al comportamiento de radiofrecuencia (RF) del amplificador, para evitar pérdidas y tampoco favorecer oscilaciones por realimentaciones espurias en otras frecuencias.

En la **Tabla 5-3** se puede encontrar algunas de las redes de polarización comúnmente utilizadas. Dependiendo de su estructura se obtiene mejores o peores prestaciones (ruido, ganancia, anchos de banda) por eso hay que tener muy en cuenta qué tipo de amplificador se va a diseñar (bajo ruido o potencia son algunos ejemplos) [26].

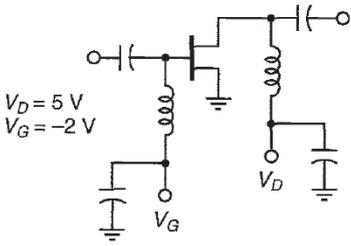
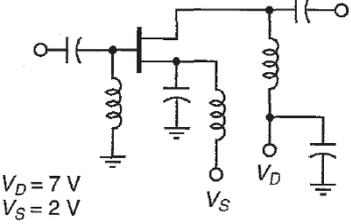
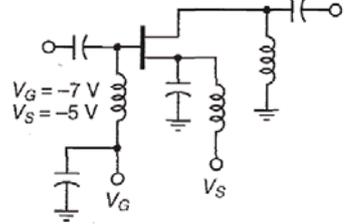
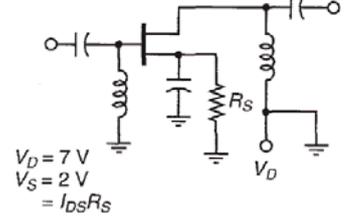
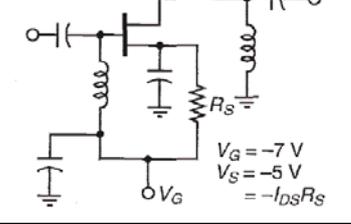
Estructura de polarización	Características del amplificador	Influencia en RF
a)  $V_D = 5\text{ V}$ $V_G = -2\text{ V}$	<ul style="list-style-type: none"> • Bajo ruido • Alta ganancia • Alta potencia • Alta eficiencia 	<p>La red es insensible a la influencia de la corriente de polarización.</p>
b)  $V_D = 7\text{ V}$ $V_S = 2\text{ V}$	<ul style="list-style-type: none"> • Bajo ruido • Alta ganancia • Alta potencia • Alta eficiencia 	<p>Alimentación solo positiva</p>
c)  $V_G = -7\text{ V}$ $V_S = -5\text{ V}$	<ul style="list-style-type: none"> • Bajo ruido • Alta ganancia • Alta potencia • Alta eficiencia 	<p>Alimentación solo negativa</p>
d)  $V_D = 7\text{ V}$ $V_S = 2\text{ V}$ $= I_{DS}R_S$	<ul style="list-style-type: none"> • Bajo ruido • Alta ganancia • Media potencia • Baja eficiencia 	<p>R_S sirve de autoprotección para pequeñas variaciones de corriente.</p>
e)  $V_G = -7\text{ V}$ $V_S = -5\text{ V}$ $= -I_{DS}R_S$	<ul style="list-style-type: none"> • Bajo ruido • Alta ganancia • Media potencia • Baja eficiencia 	<p>Banda ancha para las frecuencias bajas y sensible a variaciones de voltaje.</p>

Tabla 5-3. Resumen de las diferentes estructuras de polarización.

Para el diseño de este amplificador se ha considerado que la **estructura a)** con configuración en fuente común, como se había hablado con anterioridad, es la más adecuada para las cuatro etapas del LNA. El motivo de escoger esta opción es porque no tiene ningún elemento resistivo a la entrada que pudiese deteriorar la figura de ruido y sí los componen elementos inductivos y capacitivos, que apenas introducen ruido y sirven simultáneamente para crear nuestra red de adaptación.

En nuestro amplificador de bajo ruido hemos realizado el choque, en vez de con una bobina, con una línea de longitud $\lambda/4$ terminado en un cortocircuito de RF implementado con un stub radial. Para ello lo primero que se debe hacer es diseñar un stub radial para que se comporte como un cortocircuito a la frecuencia deseada, variando los parámetros de longitud y anchura a la entrada del mismo. En la **Fig. 5-9** se puede ver el esquema del circuito y el resultado de la simulación representado en la carta de Smith.

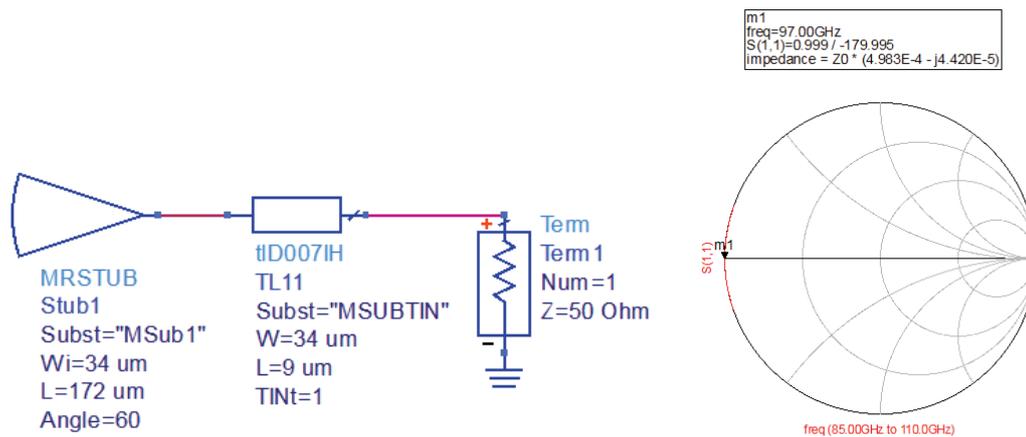


Fig. 5-9. Diseño y resultado del cortocircuito en la banda de trabajo con stub radial.

El siguiente paso es añadir una línea microstrip de longitud $\lambda/4$ para que actúe como circuito abierto para la señal de RF, de modo que los componentes que se añadan para completar la red polarización no influyan y no se derive nada de señal de RF por dicha red de polarización. Este valor $\lambda/4$ se ha calculado teniendo en cuenta la constante dieléctrica del medio que depende de las características del sustrato (**Ec. 5-5**).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} \Rightarrow \frac{\lambda_g}{4} = \frac{c}{4 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{Ec. 5-5})$$

Para calcular la constante dieléctrica del medio se necesitan los datos del sustrato. En este proyecto se ha utilizado una herramienta muy interesante que tiene ADS llamada "LineCalc" como se indica en la **Fig. 5-10**. Con esta herramienta se puede calcular las dimensiones físicas que debe tener una línea de impedancia y longitud eléctrica determinada. Finalmente se puede comprobar que el valor $\lambda/4$ fijado a una frecuencia central (97 GHz) es de aproximadamente 264 μm .

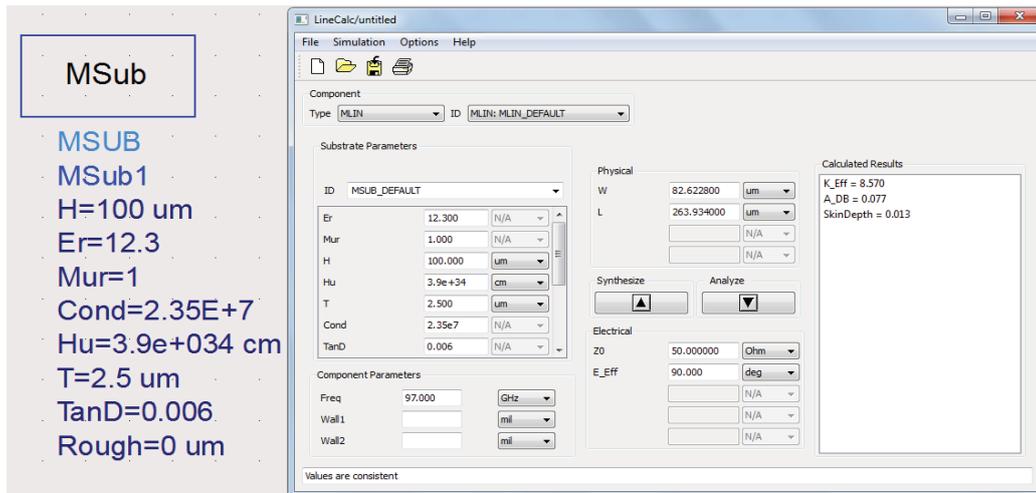


Fig. 5-10. Características del sustrato y captura del cálculo de la constante dieléctrica del medio y lambda cuartos mediante "LineCalc".

Solo queda actualizar los valores calculados en el paso anterior y comprobar que verdaderamente el conjunto de stub radial y línea $\lambda/4$ actúa como un circuito abierto (Fig. 5-11). El diseño de esta red va a ser una constante dentro del circuito y se usará dentro de todas las redes de polarización, y en principio no se modificarán, a excepción de las redes de polarización del drenador de la tercera y cuarta etapa que si lo harán con el objetivo de ecualizar la ganancia en la banda de interés

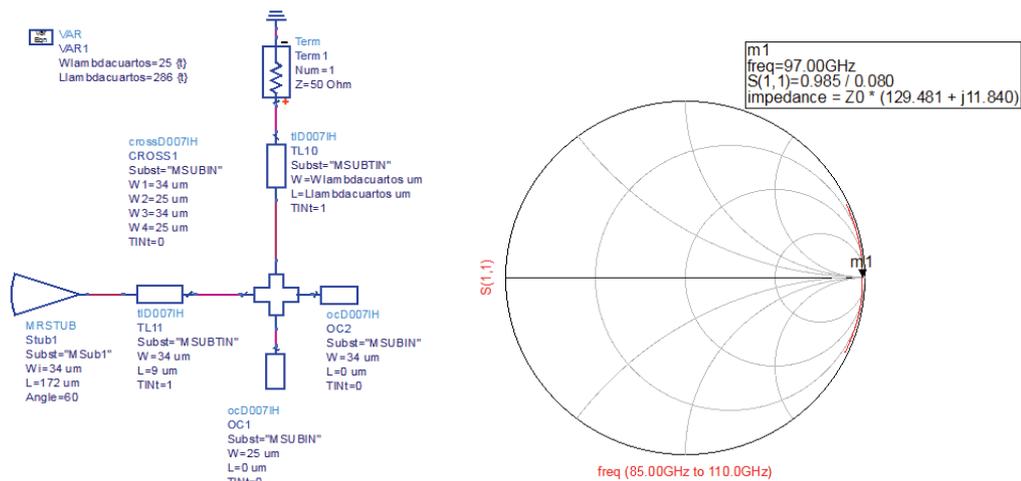


Fig. 5-11. Diseño y resultado del circuito abierto con stub radial y línea lambda cuartos.

Como se puede comprobar, la línea lambda cuartos no es igual al valor calculado teóricamente porque no se ha tenido en cuenta el efecto del elemento "CROSS1", ni el comportamiento no ideal de los otros componentes que conforman el diseño. Por otra parte, se observa la respuesta de la red de polarización en la carta de Smith a través del coeficiente de reflexión. La red presenta un circuito abierto con muy pocas pérdidas centrada en 95 GHz (frecuencia media de la banda 80-110 GHz).

Dentro de la red de polarización, se encuentran los componentes necesarios para proporcionar corriente continua al circuito y, también, las resistencias y condensadores que sirven para proporcionar estabilidad en frecuencias fuera de la banda de trabajo (**Fig. 5-12**), previniendo de posibles oscilaciones, particularmente en bajas frecuencias, donde los transistores tienen ganancias potencialmente muy altas y se pueden formar lazos de realimentación no deseados.

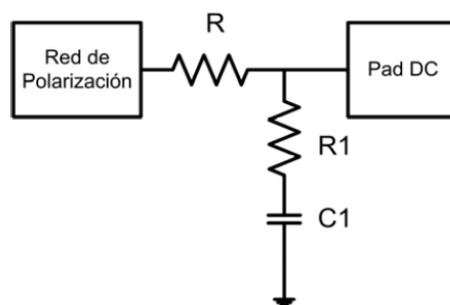


Fig. 5-12. Red de estabilización en baja frecuencia.

Sobre la red de estabilización se hablará de una forma más exhaustiva una vez ya se haya terminado por completo el diseño del LNA y se pueda cerciorar su buen comportamiento dentro de la banda. Es ahí cuando se estudiará la estabilidad del amplificador en todas las frecuencias y donde se buscará solucionar posibles inconvenientes, optimizando dicha red (**apartado 5.9, pag. 58**).

5.5 Primera etapa del amplificador LNA

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 al ser la primera, no se ve reducido por la ganancia de ninguna otra etapa (ecuación de Friis).

El ruido de esta etapa también viene determinado por la red de entrada que pongamos para adaptar. 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 el menor número de pérdidas y procurar que no contenga elementos resistivos, que favorecen el deterioro de la F_{\min} .

5.5.1 Red de entrada

Una vez que el transistor está polarizado, se ha elegido su tamaño, la realimentación serie y las redes de polarización, el siguiente paso es el diseño de la red de entrada. La red de entrada debe ser capaz de adaptar a la impedancia óptima de ruido sin olvidarnos de mantener una buena adaptación a la impedancia de entrada. Esta red debe ser lo más simple posible y con líneas lo más cortas posibles para que las pérdidas sean mínimas.

Otra característica de estas redes es que deben incluir un elemento que desacople la corriente de continua en el camino de RF. Normalmente esta función la desempeña un condensador, pero en este diseño se ha querido barajar la posibilidad de hacerlo con líneas acopladas [27] y, así, decidir cuál de los dos métodos es el más adecuado para este diseño.

En primer lugar, se puede ver el diseño de la red de entrada con el condensador haciendo la función de desacoplo. Como componentes más característicos se encuentran: el propio condensador de desacoplo, stub en paralelo terminado en circuito abierto para adaptar la entrada a la impedancia que nos conviene y la red de polarización de puerta (**Fig. 5-13**).

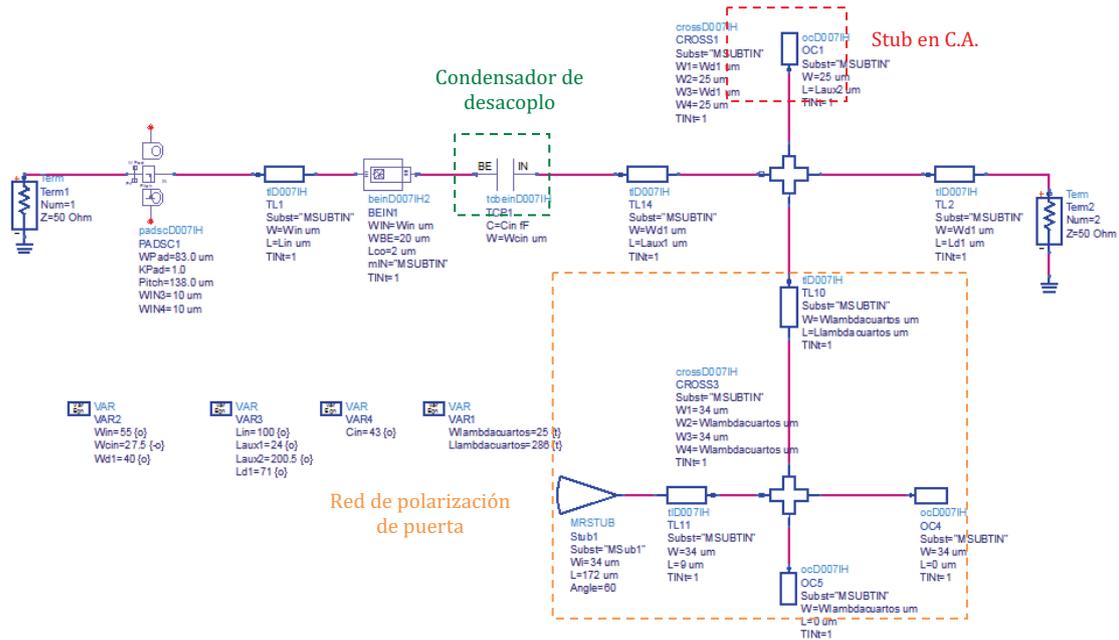


Fig. 5-13. Esquemático de la red entrada con condensador.

Para simplificar la tarea de adaptar se ha utilizado otra de las herramientas que ofrece ADS, llamada “Impedance Matching”. Solo hay que especificarle cuáles son las impedancias que ve en fuente y en la carga y directamente diseña la red que se necesita situar entre ambas. Proporciona la posibilidad de adaptar mediante condensadores y bobinas ideales, stubs, líneas multi-sección y líneas de anchura variable. El principal problema de los condensadores y bobinas es el hecho de ser ideales y, luego, al buscar su equivalente en la librería de D007IH muestran un comportamiento totalmente diferente a tan altas frecuencias. Es por eso que en todo el diseño de este amplificador LNA se adapta con stubs, repitiendo el mismo proceso.

A continuación se presentan los resultados correspondientes al análisis de parámetros S de la red de entrada optimizada, con el transistor de la primera etapa y su realimentación serie, que proporcionan una referencia sobre cómo se comporta el circuito hasta este punto (Fig. 5-14).

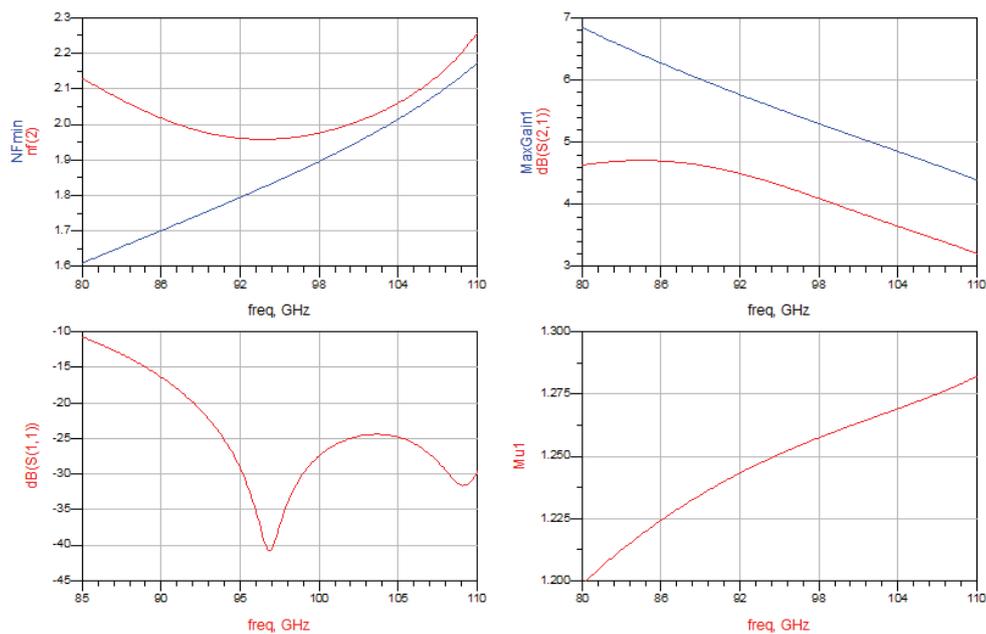


Fig. 5-14. Resultados de figura de ruido, ganancia, adaptación de entrada y estabilidad de la red de entrada con condensador de desacoplo.

En estas gráficas (**Fig. 5-14**) se puede observar como la figura de ruido conseguida con la red de adaptación de entrada está muy cercana a la figura de ruido mínima, sin embargo, si se puede percibir una diferencia considerable entre la máxima ganancia posible y la ganancia de la etapa. Como se ha comentado anteriormente, es normal ya que la red de entrada está orientada a conseguir la mínima figura de ruido; este hecho supondrá que la segunda etapa también tenga como objetivo obtener una muy buena figura de ruido. Por último, presenta una adaptación de entrada aceptable, siempre por debajo de los -10 dB, y es estable en el ancho de banda requerido.

Uno de los inconvenientes de trabajar con condensadores a las frecuencias con las que se trabaja es que tienen unos valores muy pequeños de capacidad nominal, del mismo orden que las capacidades parásitas, y son, por lo tanto, muy sensibles a las variaciones en el proceso de fabricación, lo que exige un modelado muy preciso para evitar que sean una fuente de incertidumbre del diseño.

Ahora hablaremos del diseño de la red de entrada con líneas acopladas (**Fig. 5-15**). De este modo no se necesitan las redes de adaptación convencionales que hacen uso de stubs en circuito abierto y de condensadores. La parte real de la impedancia de las redes de adaptación puede ser fácilmente controlada a partir de los parámetros de anchura y separación de las líneas acopladas; la parte imaginaria de la impedancia se consigue variando la longitud de los stubs en

abierto que se pueden añadir a los extremos de las mismas, consiguiendo más precisión. Además este tipo de líneas de transmisión hacen ya la función de desacoplo de DC.

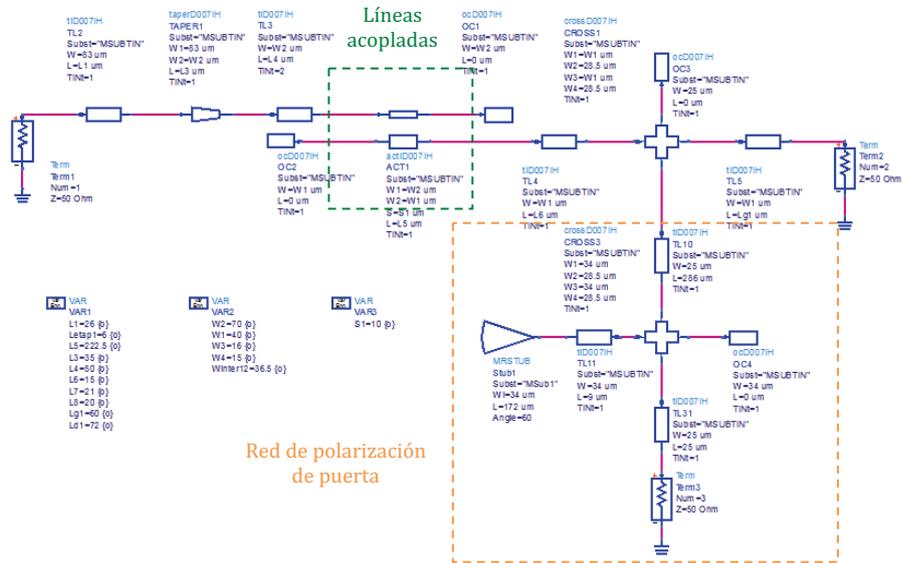


Fig. 5-15. Esquemático de la red entrada con líneas acopladas.

Se puede comprobar en la Fig. 5-16 que los resultados son muy parecidos a los que se obtuvieron con el diseño de la red de entrada con el condensador de desacoplo. Se consigue una muy buena figura de ruido, muy cercana a la mínima posible; en contra, la ganancia de la etapa no es muy alta. Tanto la adaptación de entrada como la estabilidad que presentan son óptimas.

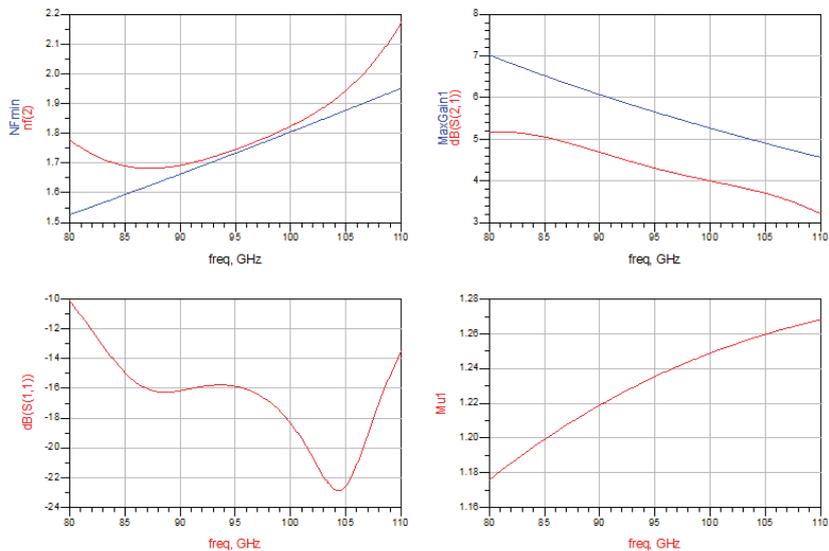


Fig. 5-16. Figura de ruido, ganancia, adaptación de entrada y estabilidad con líneas acopladas.

Una vez con los datos en la mano y con las razones expuestas a lo largo de este apartado, a priori, se puede concluir que el diseño con líneas acopladas es más conveniente, como así se pensó durante todo el proceso de simulación eléctrica. Una vez acabado y en la simulación electromagnética (**Capítulo VI: “Diseño electromagnético de LNA”, apartado 6.3.2, pag. 69**), se advierte que el diseño con líneas acopladas presenta un comportamiento muy diferente al visualizado en la simulación eléctrica. Es por esta razón que finalmente se decide diseñar la red de entrada con un condensador de desacoplo, líneas y stubs en abierto.

Todas las variables utilizadas hasta este punto del diseño son susceptibles a ser modificadas en la optimización con las etapas posteriores, exceptuando las variables que determinan el punto de polarización del transistor y la red de polarización de la puerta.

5.6 Segunda etapa del amplificador LNA

En los resultados de la primera etapa se refleja una muy buena figura de ruido pero en cambio la ganancia es bastante baja. Es por ello que en esta segunda etapa no se puede descuidar el objetivo de conseguir una figura de ruido mínima ya que el ruido que añade todavía va a ser muy significativo en el comportamiento de etapas posteriores del LNA.

Está constituida por una red que conecta el primer y el segundo transistor (red interetapa), la red de polarización del drenador del primer transistor y la de puerta del segundo. 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.

En esta segunda etapa es de esperar un aumento de la figura de ruido y una mayor ganancia con respecto a la primera, una adaptación de entrada siempre por debajo de los -10 dB y, por último, que muestre estabilidad incondicional dentro de la banda.

5.6.1 Red de interetapa entre primer y segundo transistor

El objetivo de esta red es adaptar la impedancia de salida de la primera etapa a la impedancia óptima de ruido del segundo transistor. La red del camino directo estará formada por líneas de transmisión y un stub (en concreto los componentes TL16 y OC11 de la **Fig. 5-17** son los importantes de esta red en cuanto a la adaptación en ruido el segundo transistor) y un

condensador (TCP2) que además de adaptar sirve de desacoplo de DC entre la primera y la segunda etapa, impidiendo que los puntos de polarización se mezclen entre sí.

A la red de camino directo se le unen las redes de polarización del drenador de la primera etapa y de puerta de la segunda. Estas redes, como se ha comentado previamente están compuestas, a su vez, de un stub radial y una línea $\lambda/4$ que presentan un circuito abierto en la banda de trabajo, para que cualquier variación del exterior no modifique el comportamiento en RF. El segundo transistor se encuentra realimentado en fuente. Todas las redes interetapa guardan una estructura de diseño muy similar entre ellas.

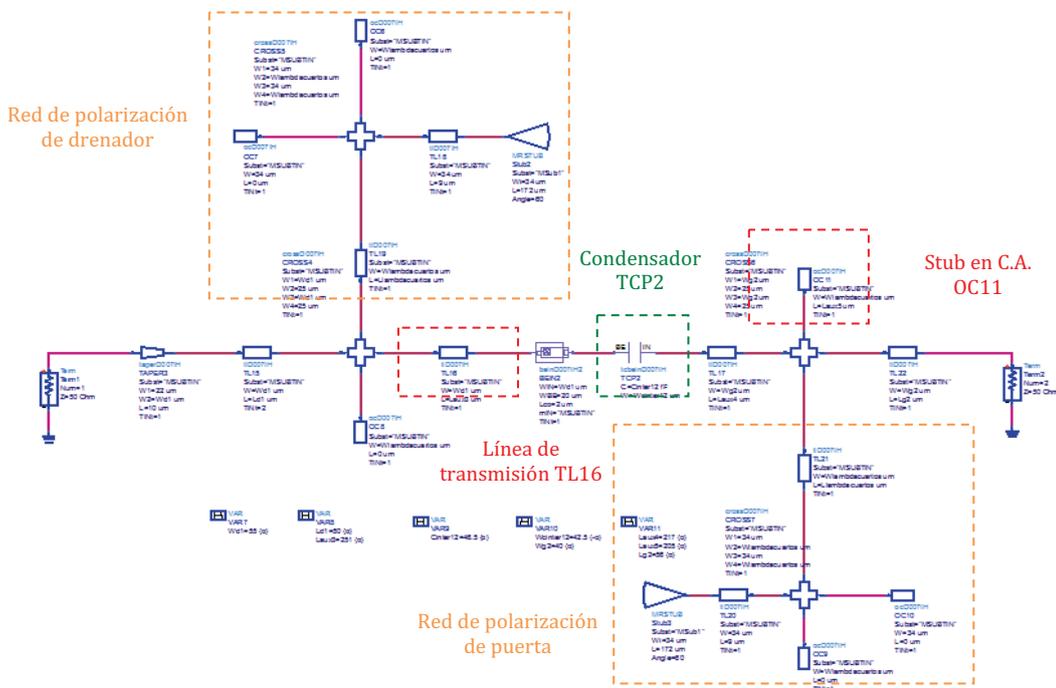


Fig. 5-17. Esquemático de la red interetapa entre el primer y segundo transistor.

En la Fig. 5-18 se muestran los resultados que ofrece nuestro diseño hasta la segunda etapa, ya una vez añadida la red interetapa. Como cabía esperar la figura de ruido ha aumentado respecto a la primera pero, aún así, no se aleja en exceso de la figura de ruido mínima. En cuanto a la ganancia, vemos que ha aumentado cerca de 4 dB en todo el rango de frecuencias y la adaptación de entrada sigue estando por debajo de los -10 dB. Presenta un factor Mu superior a 1 así que es estable dentro de la banda (a falta de un análisis en todo el rango de frecuencias).

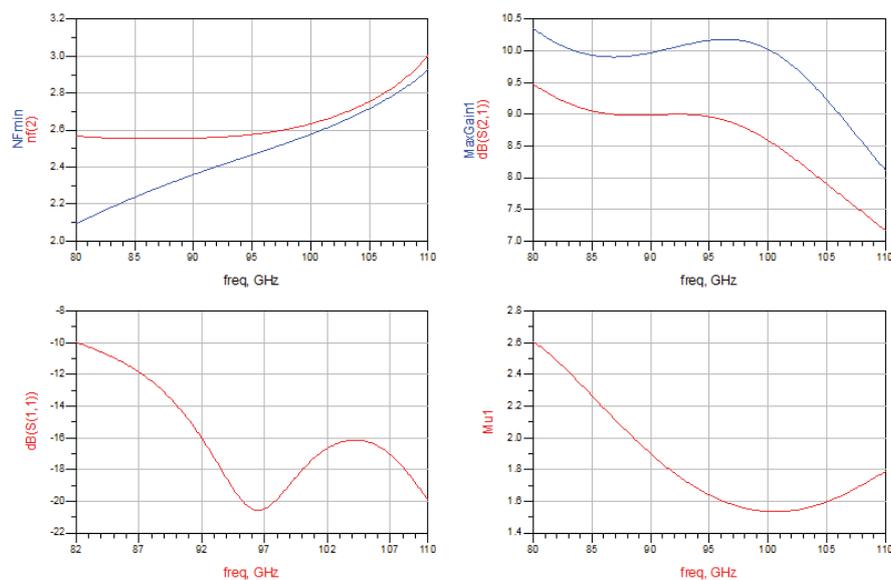


Fig. 5-18. Resultados de figura de ruido, ganancia, adaptación de entrada y estabilidad de la red de interetapa.

Una vez más cabe recordar que todas las variables utilizadas hasta este punto del diseño son susceptibles a ser modificadas en la optimización con etapas posteriores, a excepción de las variables que determinan el punto de polarización del transistor y de las de las redes de polarización de drenador y puerta, con el objetivo de mejorar el rendimiento global de nuestro LNA.

5.7 Tercera etapa del amplificador LNA

La tercera etapa del amplificador ya no va a tener como objetivo la figura de ruido mínima, ya que el ruido que aporte va a tener un papel menos importante para el LNA, si no, obtener la máxima ganancia posible.

Está constituida por una red que conecta el segundo y el tercer transistor (red interetapa), la red de polarización del drenador del segundo transistor y la de puerta del tercero.

En esta tercera etapa es de esperar un pequeño aumento de la figura de ruido y un aumento considerable de ganancia, principal objetivo de esta etapa, con respecto a la segunda, una adaptación de entrada siempre por debajo de los -10 dB y, por último, mostrar estabilidad incondicional dentro de la banda.

5.7.1 Red de interetapa entre segundo y tercer transistor

Como esta etapa está orientada a conseguir la máxima ganancia posible, esta vez se debe intentar adaptar la impedancia de salida de la segunda etapa al conjugado del coeficiente de reflexión de la entrada del tercer transistor (S_{11}^*), y de este modo conseguir máxima transferencia de potencia. La red del camino directo estará formada por líneas de transmisión y un stub (en concreto los componentes TL29 y OC13 de la **Fig. 5-19** son los que ejercen el papel principal en esta red en cuanto a la adaptación) y un condensador (TCP3) que además de adaptar sirve de desacoplo de DC entre la segunda y la tercera etapas.

Al camino de RF se unen las redes de polarización del drenador de la segunda etapa y de puerta de la tercera. Estas redes están compuestas a su vez de un stub radial y una línea $\lambda/4$ que presentan en simulación un circuito abierto. El tercer transistor también se encuentra realimentado en fuente.

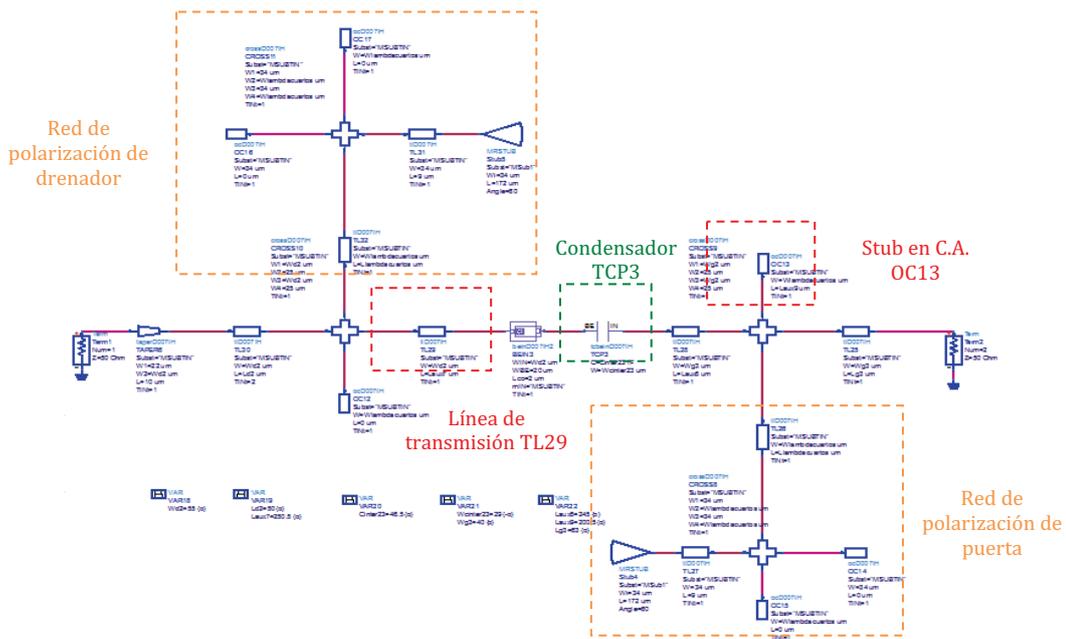


Fig. 5-19. Esquemático de la red interetapa entre el segundo y el tercer transistor.

En la **Fig. 5-20** se muestran los resultados que ofrece nuestro diseño hasta la tercera etapa, una vez añadida la red interetapa y el transistor. Como cabía esperar, la figura de ruido ha aumentado respecto a la segunda etapa, pero no de forma tan significativa como lo hizo de la primera a la segunda etapa. En cuanto a la ganancia, vemos que ha aumentado cerca de 5 dB en las frecuencias centrales de la banda, no tanto en las altas. La adaptación de entrada sigue estando por debajo de los -10 dB, pero no cubre la banda de 80 a 110 GHz por completo, hecho

que se intentará arreglar con la última etapa. Presenta un factor de estabilidad μ superior a 1 así que es incondicionalmente estable en esa banda.

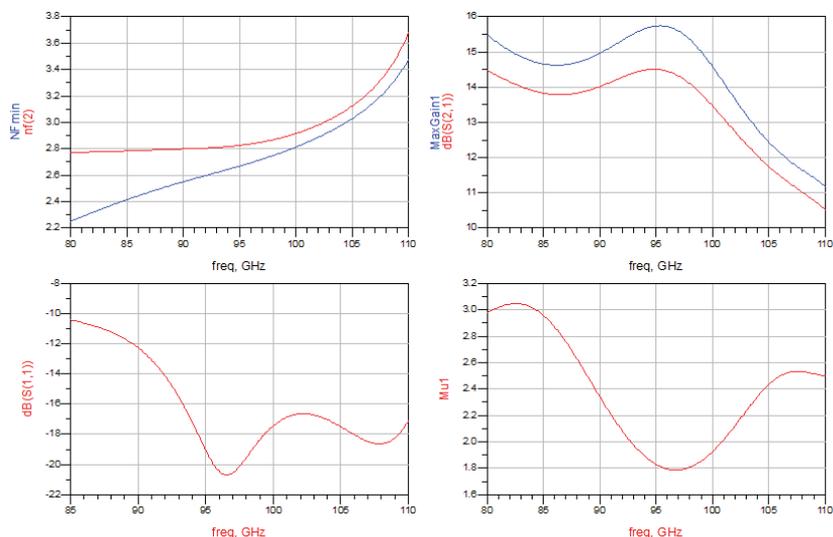


Fig. 5-20. Resultados de figura de ruido, ganancia, adaptación de entrada y estabilidad de la red interetapa.

Una vez más cabe recordar que todas las variables utilizadas hasta este punto del diseño son susceptibles a ser modificadas en la optimización con etapas posteriores, a excepción del punto de polarización del transistor y las redes de polarización del drenador y de la puerta, con el objetivo de mejorar el rendimiento global de nuestro LNA.

5.8 Cuarta etapa del amplificador LNA

En la cuarta etapa del amplificador se busca de nuevo conseguir la máxima ganancia posible del transistor y, además, se intentará equalizar la ganancia total del LNA para que el ruido no alcance valores muy altos.

Está constituida por una red que conecta el tercer y el cuarto transistor (red interetapa), la red de polarización del drenador del tercer transistor, así como la red de polarización de la puerta del cuarto y la red de salida.

En esta cuarta etapa es de esperar un insignificante aumento de la figura de ruido y un aumento considerable de ganancia, principal objetivo de esta etapa, con respecto a la tercera y

además conseguir que sea en conjunto lo más plana posible, una adaptación de entrada y salida siempre por debajo de los -10 dB y, por último, mostrar estabilidad incondicional dentro de la banda de trabajo.

5.8.1 Red de interetapa entre tercer y cuarto transistor

Como se ha dicho anteriormente el propósito es alcanzar el mejor rendimiento del transistor en cuanto la ganancia. Está constituida por líneas de transmisión y un stub (en la Fig. 5-21 TL40 y OC18 son los componentes más representativos en cuanto a la tarea de adaptar) y por un condensador (TCP4) de desacoplo cuyo principal objetivo es no permitir que la corriente de DC interfiera en el camino de RF del amplificador.

Además se añaden las redes de polarización de drenador del tercer transistor y de puerta del cuarto. Como ya se ha citado anteriormente estas redes están formadas por un stub radial y una línea lambda cuartos que presentan un circuito abierto para la señal de RF en una determinada frecuencia, pero, debido al propósito de equalizar la banda, en este caso, se modifica la línea lambda cuartos del drenador (TL42) del tercer transistor. La finalidad es optimizarla a un valor de longitud que provoque un circuito abierto en alterna en otra frecuencia dentro de la banda de trabajo donde la ganancia no se haya visto muy favorecida y de este modo compensarla, ya que no se verá afectada por las pérdidas de los otros componentes que conforman la red de polarización (redes de estabilización).

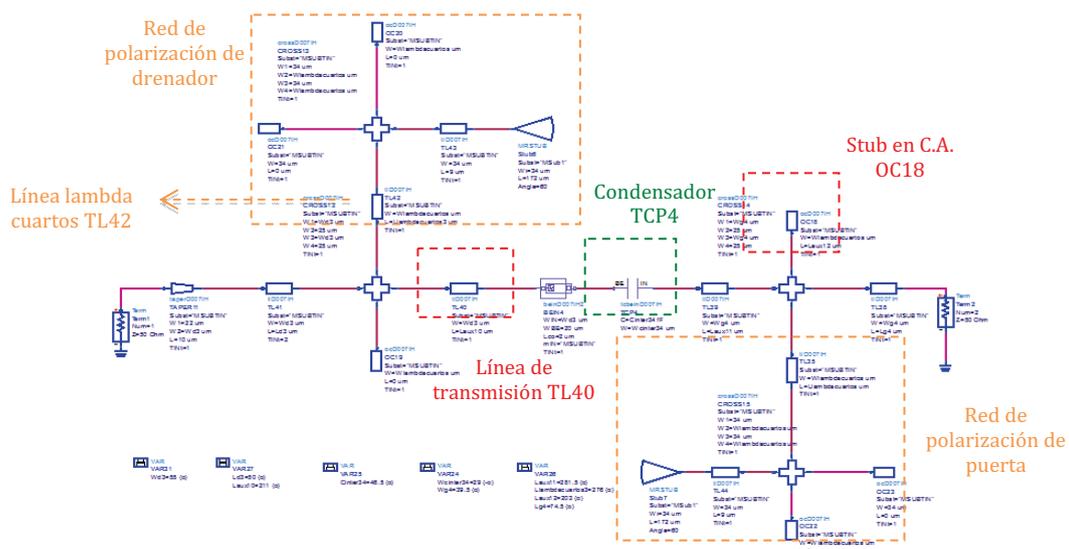


Fig. 5-21. Esquemático de la red interetapa entre el tercer y el cuarto transistor.

5.8.2 Red de salida

Se trata de una red sencilla, con pocas pérdidas y, principalmente, esta diseñada para obtener una buena adaptación de salida (S_{22}). Como en la red anterior también se aprovechará para intentar ecualizar la ganancia del amplificador.

Está formada por un camino directo que será la salida del amplificador, en el que se puede encontrar un condensador de desacoplo (**Fig. 5-22: TCP5**) que además mejora la adaptación de salida y unas líneas de transmisión (TL49 es la línea principal orientada a adaptar). La red de polarización del drenador de la cuarta etapa también forma parte de la red de salida y, al igual que en la red interetapa de tercer y cuarto transistor, se modifica la longitud de la línea lambda cuartos con la finalidad de conseguir que la ganancia del LNA sea plana.

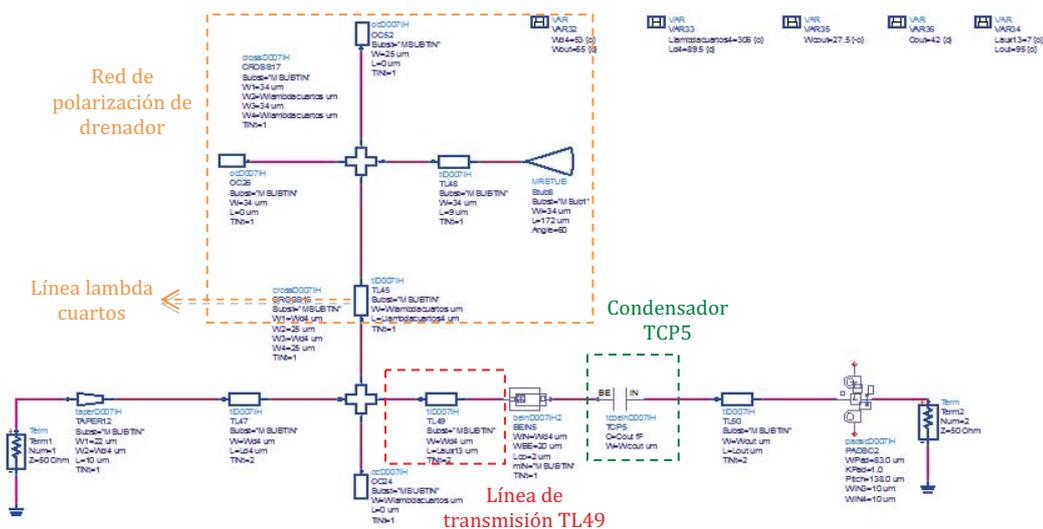


Fig. 5-22. Esquemático de la red salida del LNA.

Como se puede comprobar dentro de la red de adaptación se considera parte de ella al pad (PADSC2). Esto significa, que es un elemento más de adaptación como pueden ser las líneas de transmisión o el condensador. Este hecho se explicará con mayor detenimiento en el **Capítulo VII: "Diseño definitivo del LNA", apartado 7.2.1, pag. 84**, cuando se trate el aspecto del ajuste de diseño al "dice".

5.9 Redes de estabilización

Una vez acabado el diseño, el siguiente paso es comprobar que nuestro LNA sea incondicionalmente estable en todo el rango de frecuencias, ya que cualquier inestabilidad, aunque sucediera fuera de banda, provocaría que el diseño del amplificador no fuera válido. Para que esto no ocurra se han añadido unas redes de estabilización estándar.

Estas redes tienen como función mejorar la estabilización en bajas frecuencia, ya que a esas frecuencias se pueden producir lazos de realimentados del transistor o puntos de oscilación de los condensadores por resonancias. Como se ha comentado, es condición indispensable que el amplificador tenga un comportamiento incondicionalmente estable en todo el rango de frecuencias, lo que hace que estas redes sean de vital importancia.

Se sitúan en la red de polarización a continuación del corto virtual, lo que supone que si el stub radial más el tramo de línea lambda cuartos está bien diseñado (circuito abierto) no influirán en la banda de trabajo ni deteriorarán las prestaciones de nuestro LNA. Así es como debe de ser en la teoría, pero ese circuito abierto está diseñado para la frecuencia central de la banda (95 GHz), por lo que para bandas de trabajo anchas como la nuestra si hay que tener en cuenta este hecho.

Las redes de estabilización constan, de forma genérica, de una o varias resistencias en serie junto a redes R-C conectadas a masa (**Fig. 5-23**). Dependiendo de la red de polarización en la que se inserten, variará el valor de las resistencias en serie, ya que, si es el caso de polarización de puerta, pueden usarse resistencias de valor elevado, puesto que la corriente que circula es muy baja y, por lo tanto, el aumento de consumo de potencia no es significativo. Por el contrario, en la polarización de drenador de los transistores sí existe una caída de tensión a tener en cuenta si se aumentara el valor de la resistencia. En la red R-C, la resistencia puede tomar el valor más conveniente que permita la tecnología.

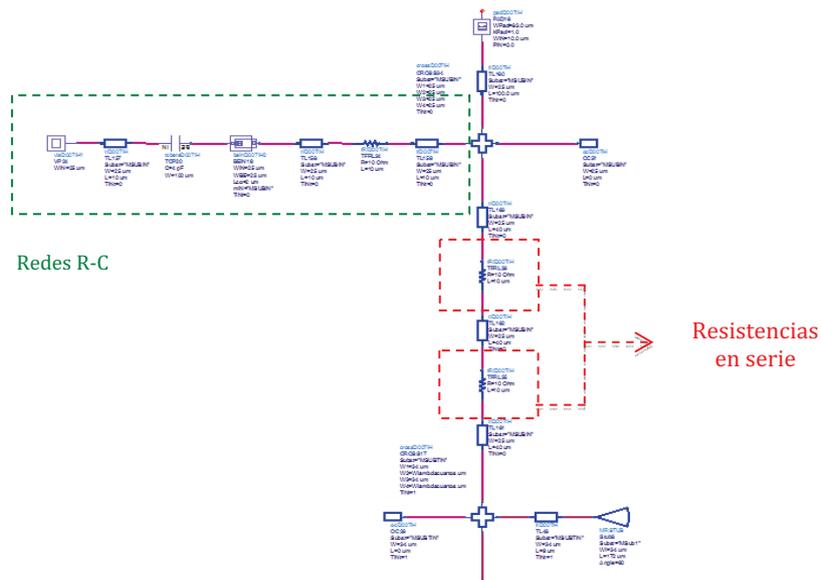


Fig. 5-23. Red de estabilización estándar.

En la Fig. 5-24 se ha realizado una comparación entre el diseño del amplificador sin red de estabilidad (trazo azul) y el amplificador con red de estabilidad (trazo rojo). Se puede observar que para el primero de ellos el factor μ (**Capítulo IV: “Conceptos previos al diseño”, apartado 4.5, pag. 28**), se encuentra entre 40 y 50 GHz muy próximo al valor 1. Una vez añadida la red de estabilidad vemos como ese valor aumenta, lo que asegura su condición de ser incondicionalmente estable.

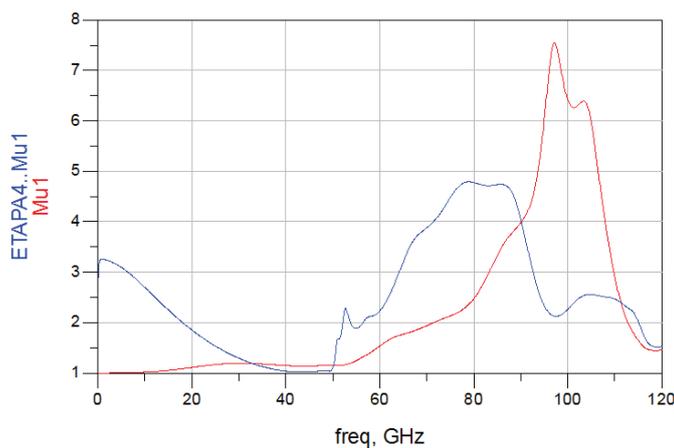


Fig. 5-24. Resultado de estabilidad sin (azul) y con (rojo) red de estabilización.

En la simulación del factor μ en ADS, no se asegura que los valores por debajo de 10 GHz sean totalmente fiables, ya que son fruto de una extrapolación.

Las redes de estabilización pueden ser más complejas con baterías de redes R-C y pueden ser optimizadas para mejorar ciertos aspectos del comportamiento del LNA como puede ser reducir ganancia no deseada a bajas frecuencias y de este modo aumentar la ganancia en la banda de trabajo y disminuir la figura de ruido en la banda de trabajo. Estas medidas se tomarán en capítulos posteriores, “**Capítulo VII: Diseño definitivo del LNA, apartado 7.2.1, pag. 84**”, donde el grado de confianza sobre las prestaciones simuladas del amplificador de bajo ruido de este diseño sea más alto al incluir simulaciones electromagnéticas.

5.10 Resultados finales del LNA en simulación eléctrica

Con la certeza de saber que nuestro diseño es estable, en la **Fig. 5-25** se presentan los restantes parámetros principales de nuestro LNA. Antes de nada, remarcar que la limitación que existe para conseguir más ganancia en frecuencias altas de la banda (100-110 GHz) hace imposible conseguir el objetivo de ecualizar la ganancia en todo el rango de frecuencias de trabajo. La única opción sería bajar la ganancia a niveles a los que sí se pudiera llegar también en las frecuencias más altas de la banda.

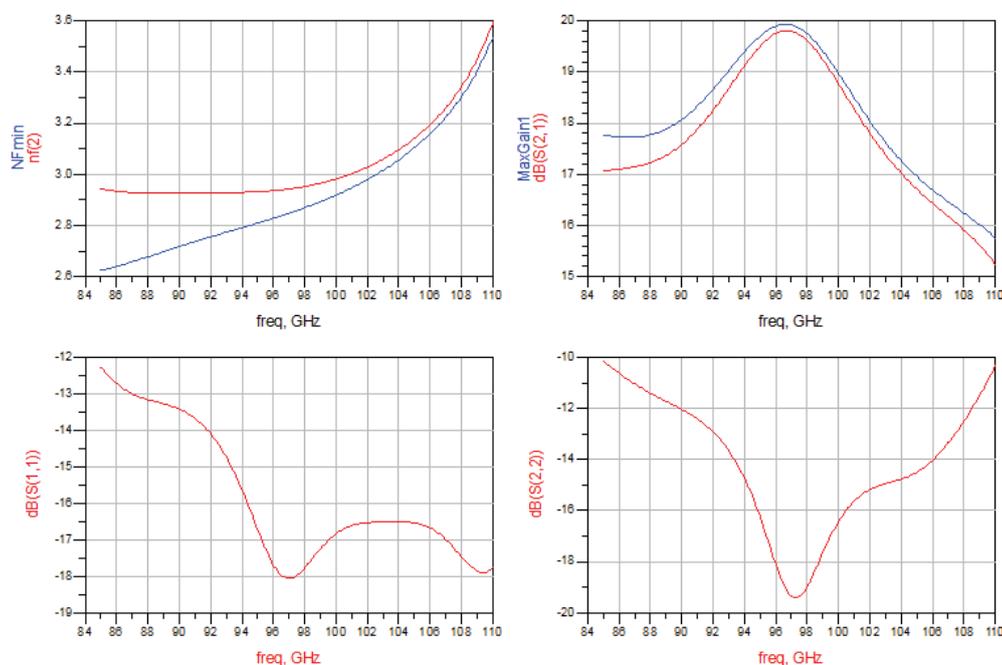


Fig. 5-25. Resultados de figura de ruido, ganancia, adaptación de entrada y estabilidad de la simulación eléctrica.

En concreto, se ha conseguido una figura de ruido muy cercana a la mínima, por debajo de los 3 dB hasta un poco más allá de los 100 GHz y a partir de ese punto no supera los 4 dB de ruido; así que en el aspecto del ruido este LNA cumple su función. En cuanto a la ganancia se puede decir que, con la estructura con la que se ha diseñado, es razonablemente buena, ya que se encuentra muy próxima a la máxima ganancia posible. Y sobre las adaptaciones de salida y de entrada se ha alcanzado el objetivo ya que se encuentran por debajo siempre de los -10 dB, valor considerado como suficiente.

Por otra parte, hay que ajustar al diseño al marco del chip o “dice”. Es decir, procurar distribuir el diseño del LNA en unas dimensiones estándar (3x2 mm) ya preestablecidas para poder ser entregadas a la factoría y ser construido.

Y por último, se ha de simular el LNA con los modelos de transistor de gran señal convenientemente polarizados y así comprobar eventuales inestabilidades que pueda surgir cuando se cambia el modelo.

Todos estos pasos todavía no van a ser realizados ya que aún falta la simulación electromagnética y pueden verse variados algunos aspectos del diseño y, por consiguiente, las características del amplificador. No se tratan de cambios muy drásticos, pero es preferible realizarlo una vez ya se tengan certezas adicionales del funcionamiento del diseño y evitar imprevistos.

Debido a las razones expuestas, el diseño de este capítulo se llamará **prototipo 1** y se convertirá en el punto de partida en el que se basará la simulación electromagnética.

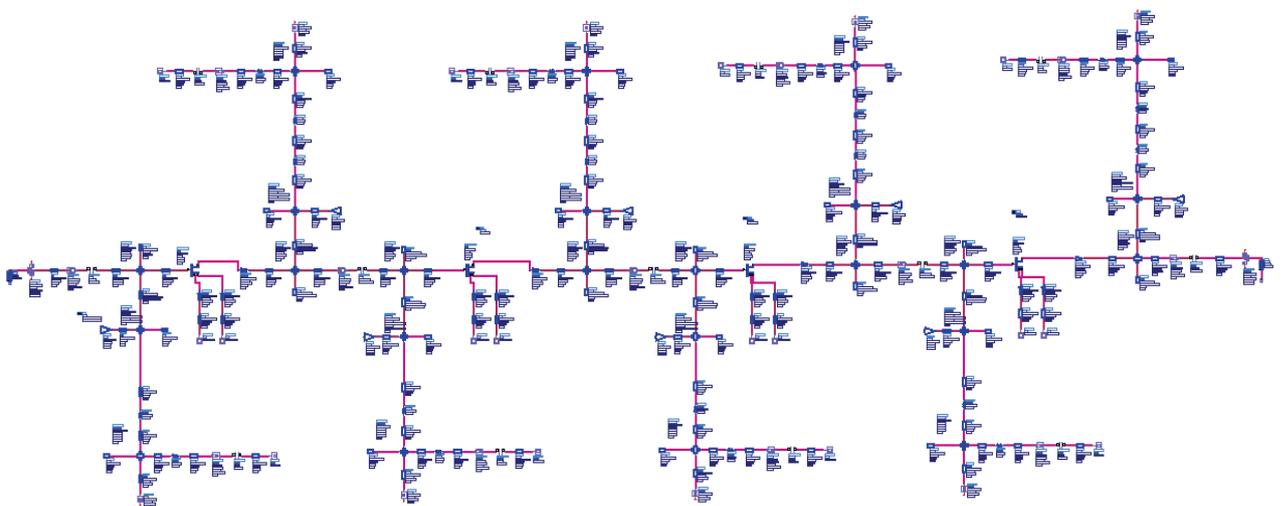


Fig. 5-26. Visión general del esquemático del LNA.

*Capítulo VI: Diseño electromagnético
del LNA*

6.1 Introducción a la simulación electromagnética

Una vez que se ha completado el diseño del amplificador de bajo ruido con los modelos eléctricos (**prototipo 1, Capítulo V: “Diseño eléctrico del LNA”, apartado 5.10, pag. 60**) y se cumplen las especificaciones marcadas en un principio es necesario realizar una simulación electromagnética con el objetivo de aumentar el nivel de confianza en el diseño.

La simulación electromagnética se realiza sobre todo para las estructuras pasivas que puedan resultar críticas en la banda de trabajo o bien para ponderar las posibles discrepancias con sus correspondientes modelos circuitales cuando se llevan a cabo las simulaciones en alta frecuencia. Además se supone más exacta ya que tiene en cuenta las perturbaciones introducidas por circunstancias propias del diseño físico, efectos parásitos de las líneas de transmisión y efectos capacitivos.

Para realizar este tipo de simulaciones vamos a utilizar la herramienta “Momentum” integrada en el software de diseño “ADS”. “Momentum” es un simulador electromagnético planar “cuasi-3-D” para el análisis de circuitos pasivos y que genera un fichero con los parámetros de Scattering que definen perfectamente la red en el rango de frecuencias simulado.

En este proyecto se divide el LNA en cinco redes: una de entrada, una de salida y tres que conectan los cuatro transistores. A continuación se detalla el proceso de optimización del LNA teniendo en cuenta las simulaciones electromagnéticas.

6.2 Consideraciones previas a la simulación electromagnética

Por motivos de simplicidad y comodidad el proceso de optimización se realiza a través de la simulación en esquemático. Se tomarán los resultados de cada simulación electromagnética como un fichero de parámetros de Scattering que sustituirá las redes pasivas. Después de cada simulación electromagnética se optimizará el resto del diseño en esquemático de forma que se

acabe por sustituir todos los elementos pasivos del LNA por su fichero de simulación electromagnética correspondiente.

En estas optimizaciones entran en juego todas las variables del diseño exceptuando las variables de la red simulada, las del punto de polarización del transistor y las de las líneas lambda cuartos de las redes de polarización de puerta así como las de las líneas lambda cuartos de la red de polarización del drenador de la primera y segunda etapa. Por otra parte, el rango de variación de las variables para la optimización está entre un 5% y 10% de su valor original, este hecho que se repetirá de manera análoga en los próximos apartados de simulación electromagnética tiene como objetivo que el nuevo diseño no difiera en gran medida del diseñado en el capítulo anterior (**prototipo 1**).

Antes de detallar las peculiaridades de la simulación electromagnética se nombran ciertos aspectos fundamentales para que la simulación sea lo más precisa posible. El primer punto es tener bien definido el sustrato ya que sobre él se basa la construcción del LNA. En el **Capítulo II: “Tecnologías”, apartado 2.3.2, pag. 14** de la presente memoria se ha especificado el sustrato utilizado en la simulación de “Momentum”.

Es imprescindible tener perfectamente definida la red y que el “layout” de la misma no viole ninguna norma de diseño físico. Para que esto ocurra, hay que tener en cuenta las peculiaridades que hemos mencionado con anterioridad, típicas de la librería que se utiliza, ya que sin ellas no se podría llevar a cabo la simulación. En las siguientes líneas se van a exponer y explicar.

Los primeros elementos de librería que se analizan son los condensadores: en este caso es necesario superponer en el dibujo un rectángulo con capa de inserción CG sobre el terminal que entra al condensador por la capa CO. La capa CG se añade para poder simular condensadores e interconexiones con el mismo sustrato y de este modo la capa CO haga de paso a masa entre las capas IN y TE y la capa CG entre las capas TE y BE.

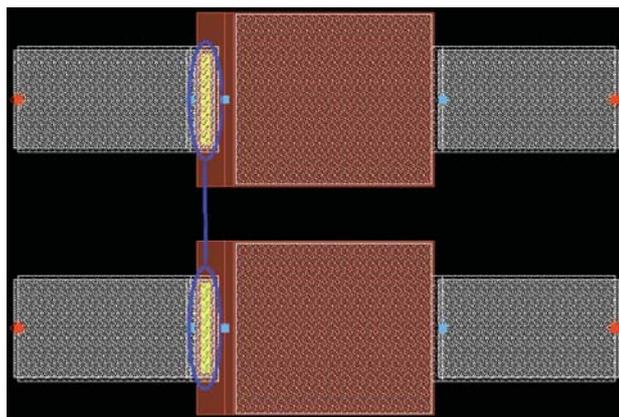


Fig. 6-1. Parche de capa CG añadido sobre la entrada en capa CO de los condensadores.

En la **Fig. 6-1** puede observarse dónde se añade el rectángulo de capa CG. En la parte superior de la figura se representa el dibujo (“layout”) de un condensador donde el trazo de color morado encierra la entrada del condensador por la capa CO. En la parte inferior, también encerrado, se remarca la zona donde se ha colocado el parche de capa CG que aparece superpuesto sobre la capa CO con un tono verde.

El segundo caso a estudiar son los stubs radiales. Dentro de la librería del proceso D007IH no se contemplan específicamente este tipo de componentes. A lo largo de este diseño se utilizan constantemente, ya que forman parte trascendental en las redes de polarización tanto de puerta como de drenador. Para poderlos simular y dibujar junto con los demás componentes que sí pertenecen a la librería debemos definir un sustrato en el esquemático con las mismas características al que se ha definido en el **Capítulo II: “Tecnologías”, apartado 2.3.2, pag. 14**. Una vez ya en el layout, se comprueba que al stub radial le falta la capa TIN de la doble metalización que caracteriza este proceso, por lo que tendremos que crear una autoforma con capa de inserción TIN y que se superponga, a la capa IN ya generada por defecto.

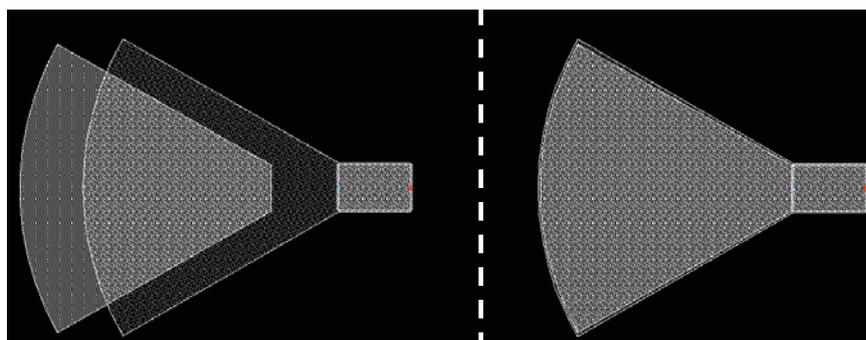


Fig. 6-2. Autoforma de capa TIN para el stub radial e inserción en componente.

En la **Fig. 6-2** se ilustra cómo ha sido el procedimiento. En la parte izquierda de la figura se aprecia la autoforma creada con capa TIN y en la parte derecha se muestra el stub radial con las dos capas de metalización perfectamente acopladas. Este procedimiento se debe realizar en todos los stubs radiales que se encuentran en el diseño.

Otro de los elementos analizados es la conexión distribuida “tee”. Debido a las irregularidades de su modelo los resultados de la simulación entre el esquemático y “Momentum” difieren en gran medida, se produce un importante desplazamiento en fase de las dos simulaciones (**Fig. 6-3**).

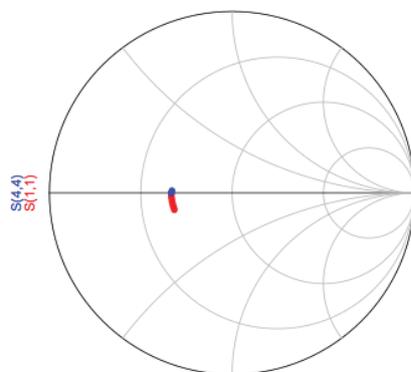


Fig. 6-3. Coeficiente de reflexión en el puerto 1 simulado eléctrica (rojo) y electromagnéticamente (azul).

Para solucionar este problema, surge la idea de colocar una conexión tipo cruz (“cross”) en el esquemático donde el puerto no usado se conecta a un terminal de línea en circuito abierto con una longitud simbólica de $0 \mu\text{m}$. Con esta configuración las dos simulaciones, esquemático y electromagnético son idénticas (**Fig. 6-4**).

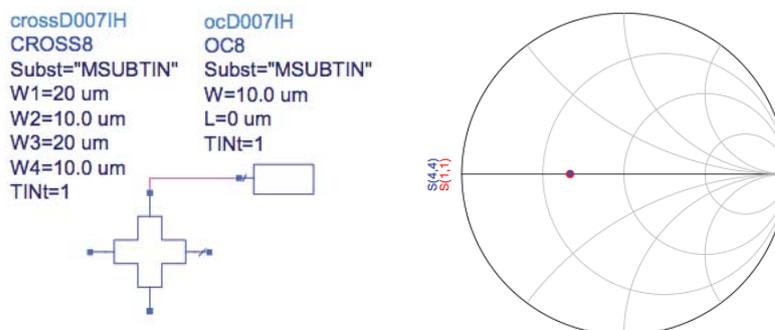


Fig. 6-4. Coeficiente de reflexión en el puerto 1, simulado eléctricamente para la cross (azul) y simulado electromagnéticamente para la tee (rojo).

El último de los elementos de la librería analizados es el paso a masa (o “via hole”). En este caso, se ha dado por válida la simulación eléctrica de este tipo de elementos de la librería; la razón es que originalmente el paso a masa tiene una forma cónica en el paso por las diferentes capas del sustrato, imposible de simular en una herramienta planar “cuasi-3D” como “Momentum” (se necesitarían software con simulación electromagnética 3-D tales como: “CST Design Environment” o “Ansoft HFSS”) que toma como solución una forma cilíndrica. La diferencia de geometría en el paso a masa a través del sustrato hacen que se produzcan efectos que conllevan resultados en simulación totalmente inconexos, más aún en la magnitud de frecuencias en las que se trabaja, por lo que se considera la simulación electromagnética como poco fiable.

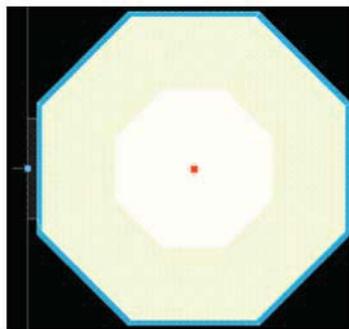


Fig. 6-5. “Layout” de un paso a masa de la librería D007IH.

Una vez evaluados los anteriores componentes se decide utilizar en el diseño eléctrico siempre conexiones tipo cruz y para el diseño electromagnético conexiones tipo “tee”. Además se excluye aquellas partes que vayan conectadas a un paso a masa puesto que su simulación electromagnética no es fiable, como son la realimentación en fuente de transistores y los elementos R-C en la red de estabilización. A continuación se detalla el proceso minucioso de simulación electromagnética teniendo en cuenta todas las consideraciones expuestas.

6.3 Red de entrada

La primera red que simularemos con “Momentum” será la red de entrada, siendo esta la más crítica del amplificador en cuanto a ruido. Se toma la red de entrada tal y como quedó optimizada en el **Capítulo V: “Diseño eléctrico del LNA”, apartado 5.5.1, pag. 47**. Después, se generará el layout de la red y se simulará electromagnéticamente.

En este apartado se va a simular las dos redes de entrada que se diseñaron eléctricamente y ver cuál es el comportamiento de cada una y el porqué de la elección de la red de entrada con “stub” y condensador.

6.3.1 Red de entrada con condensador y stub

Esta red está formada por el camino directo entre la entrada del LNA y la primera etapa, además de la red de polarización de puerta del primer transistor hasta el punto de tierra virtual (Fig. 6-6).

La red simulada consta de 3 puertos y ya ha sido añadida la capa CG en el terminal de entrada del condensador de desacoplo (tipo BEIN), así como la capa TIN correspondiente al “stub” radial. Todo lo descrito se puede apreciar en la Fig. 6-6.

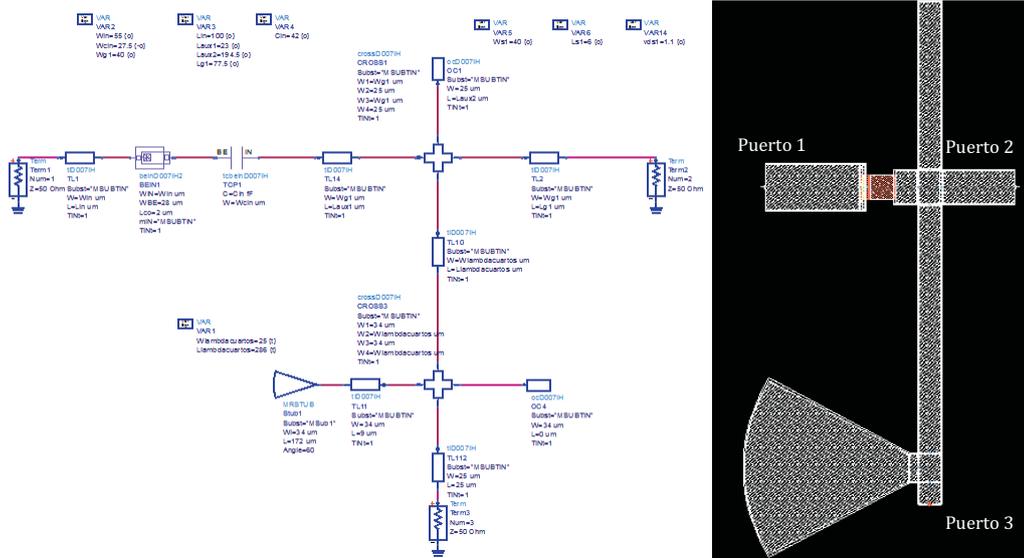


Fig. 6-6. Esquemático (izquierda) y dibujo físico (derecha) de la red de entrada con condensador y stub.

En la Fig. 6-7. se comparan los resultados de la simulación electromagnética (rojo) y la simulación en esquemático (azul). No debe extrañarnos que estos resultados no coincidan ya que las diferencias son debidas a la contribución de efectos parásitos en las líneas de transmisión que en frecuencias altas son bastante importantes. De todos modos las curvas descritas por las dos simulaciones tienen que estar próximas.

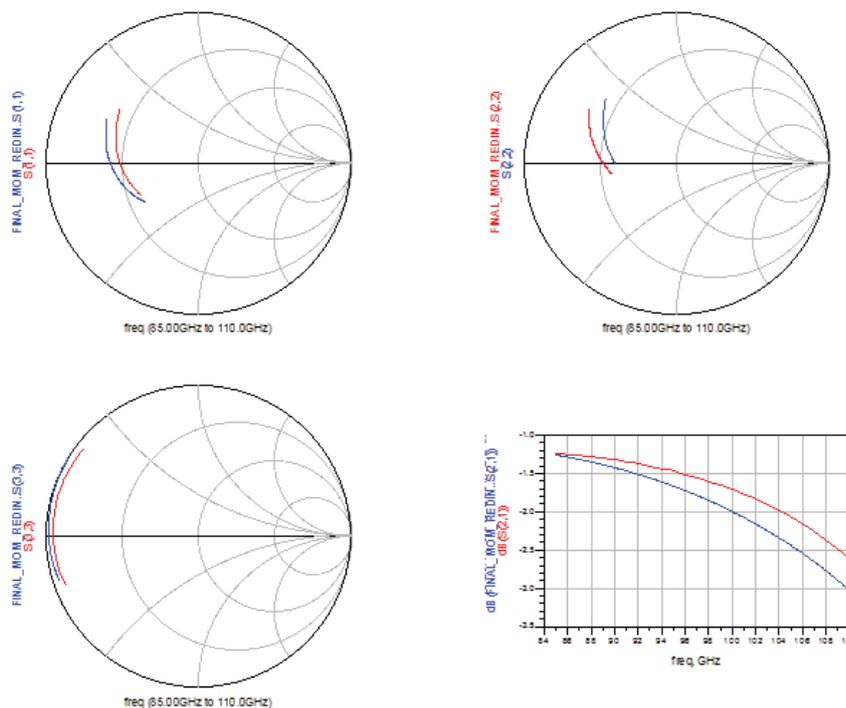


Fig. 6-7. Coeficientes de reflexión en los tres puertos de la red de entrada del LNA y pérdidas de la red. En color azul el esquemático y en rojo la simulación electromagnética.

6.3.2 Red de entrada con líneas acopladas

Al igual que la red anterior está compuesta por el camino principal entre la entrada del LNA y la primera etapa, además de la red de polarización de la puerta del primer transistor hasta el punto de tierra virtual. En este caso no se necesita condensador de desacoplo, porque esta función la desempeñan las líneas acopladas.

Esta red también consta de 3 puertos y se le ha añadido la capa TIN al stub radial que forma parte de la red de polarización, **Fig. 6-8.**

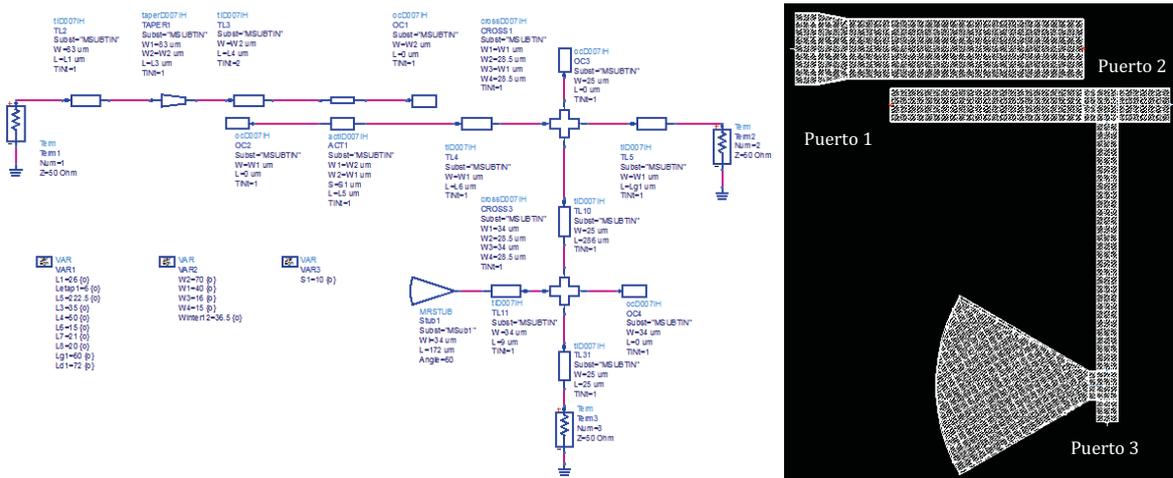


Fig. 6-8. Esquemático (izquierda) y dibujo físico (derecha) de la red de entrada con líneas acopladas.

En la Fig. 6-9 se comparan los resultados de la simulación electromagnética (rojo) y la simulación en esquemático (azul). En este caso, con líneas acopladas, se puede comprobar que los coeficientes de reflexión están desplazados en fase, lo que puede crear problemas de desadaptación cuando se sustituya en el LNA la red simulada. En cuanto al módulo se puede apreciar una diferencia muy similar a la red de entrada anterior y esta red en sí produce más pérdidas hasta los 102 GHz.

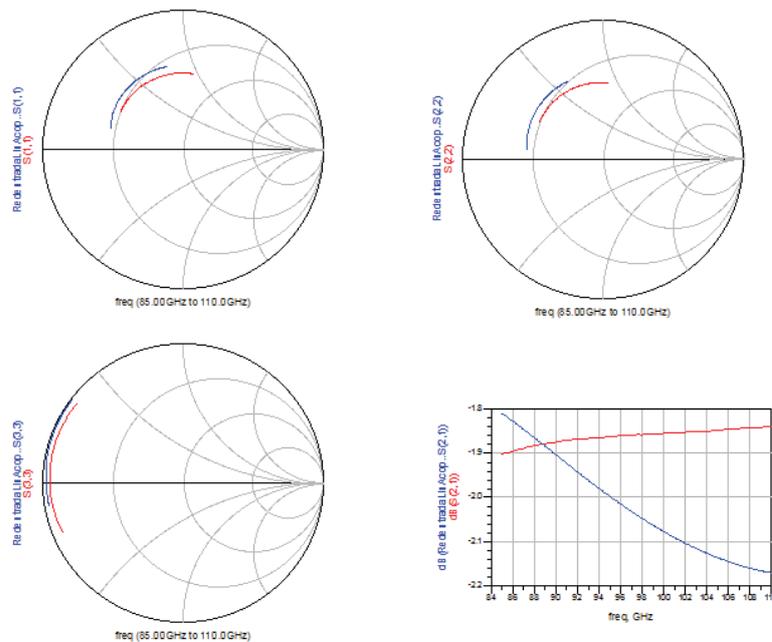


Fig. 6-9. Coeficientes de reflexión en los tres puertos de la red de entrada del LNA y pérdidas de la red. En color azul el esquemático y en rojo simulación electromagnética.

Aunque el aspecto de pérdidas en una red es importante, lo que más preocupa es la diferencia en fase de las curvas descritas por los coeficientes de reflexión. Como se ha comentado, esto puede causar desadaptaciones (empeoramiento de la ganancia del LNA, adaptación entrada-salida y figura de ruido) y, a pesar de que el circuito posteriormente se optimizará para conseguir el mejor comportamiento, nuestro margen de maniobra no es muy alto en cuanto a la optimización de variables, debido a que se estará restringido a valores que permitan ubicar nuestro diseño dentro de unas dimensiones preestablecidas.

Por las razones expuestas y basándose en que cuánto más parecido la optimización va a ser menos profunda, vamos a optar por la red de entrada diseñada con condensador y stub.

6.3.3 Presentación de resultados de la red simulada

Una vez validada la red de entrada se introduce el bloque de parámetros de Scattering resultado de la simulación electromagnética dentro del esquemático (**Fig. 6-10**).

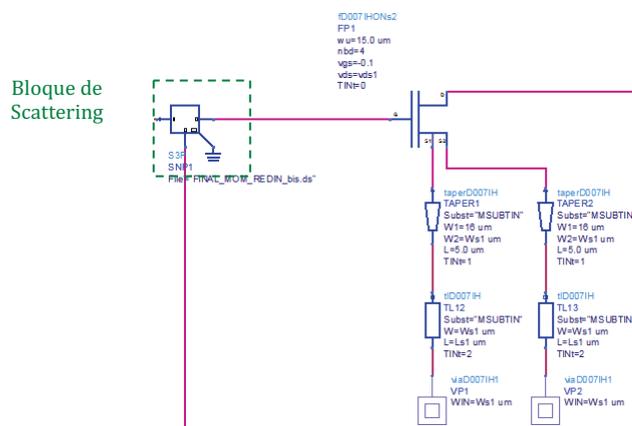


Fig. 6-10. Bloque de Scattering de la red de entrada del LNA integrado en el diseño.

A continuación, se muestra el comportamiento del LNA con el bloque de parámetros de Scattering de la red de entrada. Como se puede ver en la **Fig. 6-11** tanto la adaptación de salida y entrada son buenas, pero sus puntos de mejor adaptación se han visto desplazados a frecuencias altas de la banda y nos interesa llevarlos otra vez a frecuencias intermedias. Por otra parte, la figura de ruido es óptima e incluso en altas frecuencias de la banda, es inferior a la simulada eléctricamente (**prototipo 1**). En cuanto la ganancia, se ha visto reducida considerablemente.

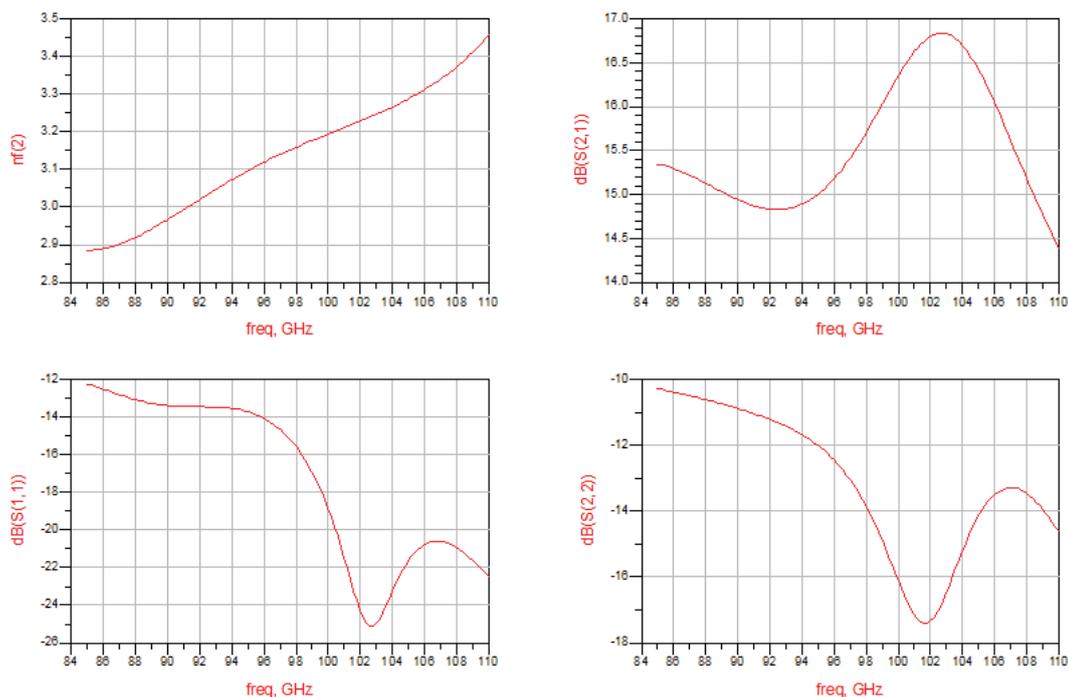


Fig. 6-11. Resultados de figura de ruido, ganancia y adaptaciones de entrada y salida.

Debido al decremento de la ganancia y a ese desplazamiento de las adaptaciones, es necesaria la optimización de variables para llegar a los resultados requeridos. En esta optimización entran en juego todas las variables del resto del diseño exceptuando las variables de la red previamente simulada electromagnéticamente, las del punto de polarización del transistor y las de las líneas lambda cuartos de las redes de polarización de puerta así como las de las líneas lambda cuartos de la red de polarización del drenador de la primera y segunda etapa. Como se ha comentado al inicio de este capítulo, este proceso de optimización se efectuará cada vez que se introduzcan progresivamente los resultados de la simulación electromagnética en el diseño. Asimismo, el rango de variación de las variables para la optimización está entre un 5% y 10% de su valor original (**prototipo 1**). En la **Fig. 6-12** se muestran los resultados fruto de esta optimización.

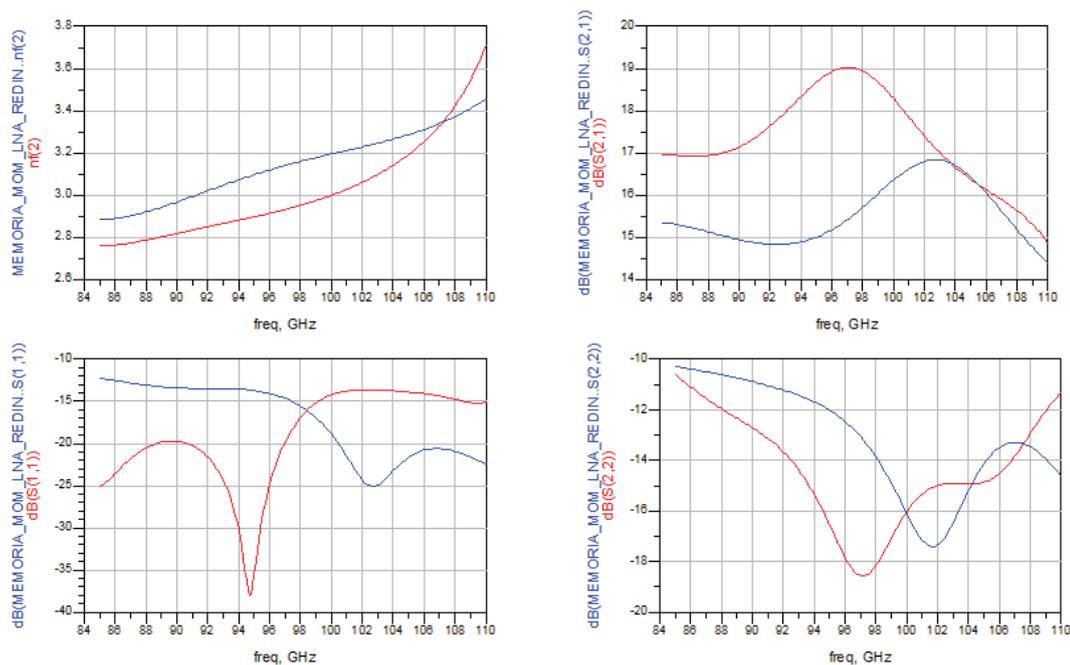


Fig. 6-12. Resultados de figura de ruido, ganancia y adaptaciones de entrada y salida. En rojo la red optimizada y en azul sin optimizar.

Una vez que hemos conseguido los objetivos se prosigue con la simulación electromagnética de redes pasivas del circuito.

6.4 Red de salida

La segunda red que se analiza es la red de salida. La razón por la que simulamos la red de salida antes de las redes intermedias del LNA, es debida a que se trata de una red crítica y tiene un impacto directo sobre la adaptación de salida y la ganancia. Una vez simulada esta red se optimizarán en el esquemático las variables de las redes interetapa para alcanzar los objetivos.

La red de salida consta de 3 puertos y está compuesta por una red de camino directo que va desde la salida del cuarto transistor hasta la salida del LNA. También se le añade parte de la red de polarización de drenador del cuarto transistor (**Fig. 6-14**).

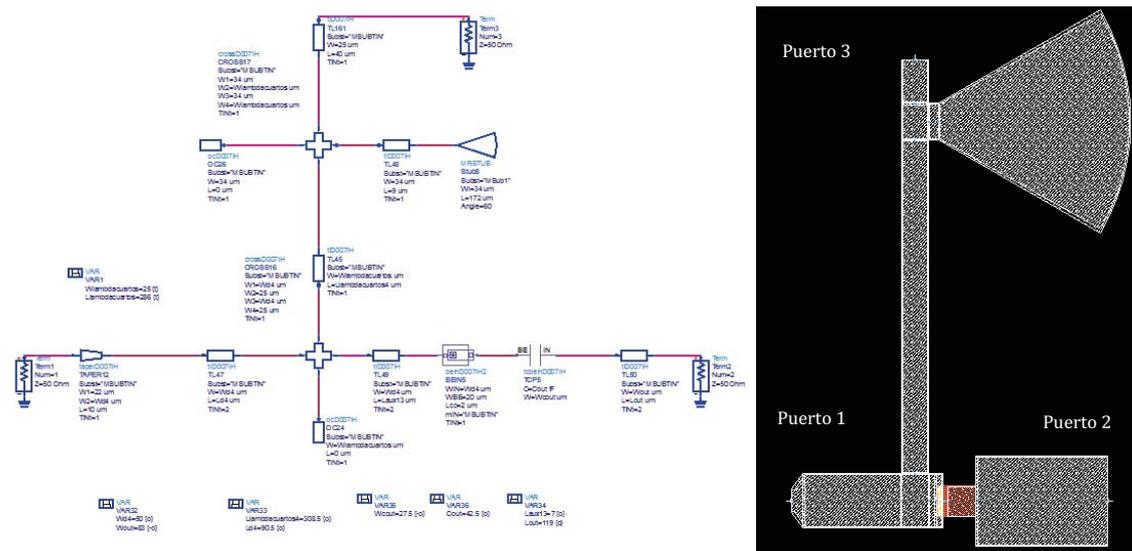


Fig. 6-13. Esquemático (izquierda) y dibujo físico (derecha) de la red de salida.

A continuación se muestran los resultados de la simulación de parámetros de S de esta red de salida (Fig. 6-14). Las curvas descritas por los coeficientes de reflexión y de ganancia en el rango de frecuencias de trabajo, tanto en la simulación eléctrica como electromagnética, siguen estando próximas. Por otra parte, se puede comprobar que la máxima de diseñar redes lo más simples posibles se cumple en esta red con valores de pérdidas muy bajos.

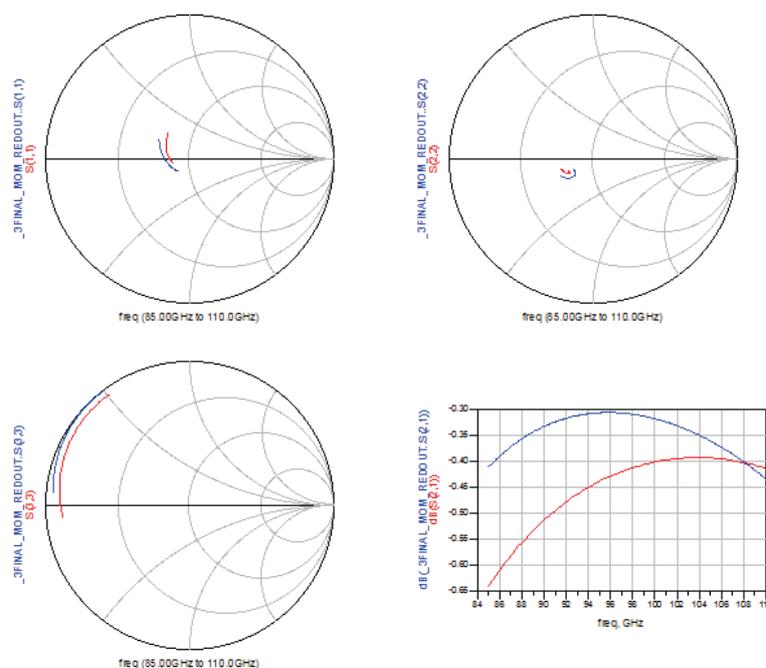


Fig. 6-14. Coeficientes de reflexión en los tres puertos de la red de salida del LNA y pérdidas de la red. En color azul el esquemático y en rojo simulación electromagnética.

Como se puede comprobar en los resultados ambas simulaciones guardan una tendencia similar pero se aprecian desigualdades entre las curvas descritas; es por ello que resulta necesario realizar una optimización para un comportamiento del LNA óptimo, al igual a la que se ha realizado para la red de entrada.

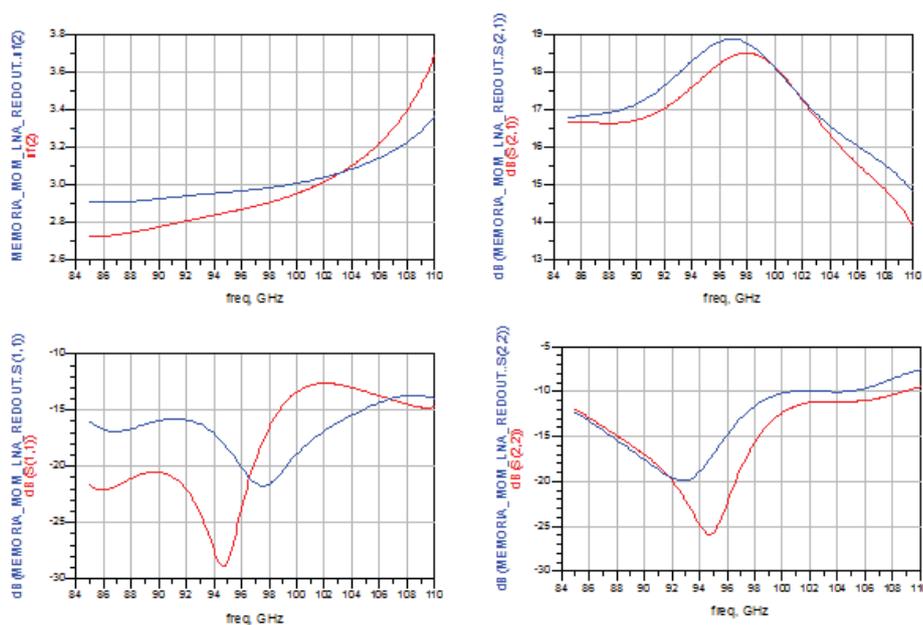


Fig. 6-15. Resultados de figura de ruido, ganancia y adaptación de entrada y salida. En rojo la red optimizada y en azul sin optimizar.

Como era de esperar la adaptación de salida es la que más perjudicada se ha visto con la sustitución del bloque de los parámetros de Scattering de la red salida en el diseño del amplificador, para poder llegar a unos valores de coeficiente de reflexión de salida óptimos se ha tenido que renunciar a más ganancia y ha empeorado el ruido en el proceso de optimización, en cambio se ha mejorado la adaptación de entrada.

6.5 Redes interetapa

En este apartado se analizan las redes interetapa. Todas estas redes del diseño guardan una configuración muy similar, la estructura es la misma pero cambian los valores de anchura, capacidad y longitud de los elementos que la componen. Se tratan de redes que van desde la salida del transistor de la etapa anterior hasta a la entrada del transistor de la etapa siguiente. En el camino de RF se encuentra el condensador de desacoplo de corriente continua (todos de

Debido a esta estructura común, se presentarán directamente en los apartados siguientes los resultados de cada red interetapa: de la simulación electromagnética, del comportamiento de la red simulada en el LNA y de la posterior optimización.

6.5.1 Red interetapa entre primer y segundo transistor

A continuación se muestran en la **Fig. 6-18** los resultados de los coeficientes de reflexión de los cuatro puertos que forman la red y sus pérdidas. En color azul está la curva que describe los resultados simulados eléctricamente y en rojo los simulados electromagnéticamente en el rango de frecuencias de trabajo.

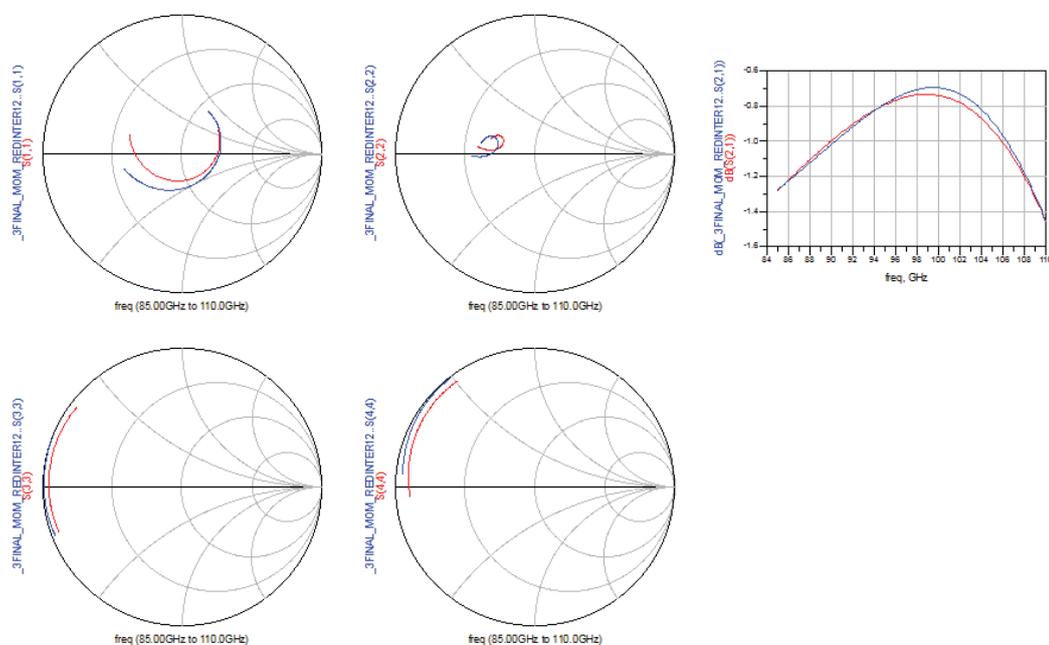


Fig. 6-18. Coeficientes de reflexión en los cuatro puertos de la red de salida del LNA y pérdidas de la red. En color azul el esquemático y en rojo simulación electromagnética.

Ambas simulaciones resultan muy parejas pero sigue habiendo diferencias debido a los efectos parásitos y capacitivos, que estropean el comportamiento del LNA, sobre todo la adaptación de entrada, una vez que se introduce el bloque con los parámetros de Scattering de la red simulada. Por lo que es necesario optimizar el resto de circuito que no ha sido simulado electromagnéticamente aún.

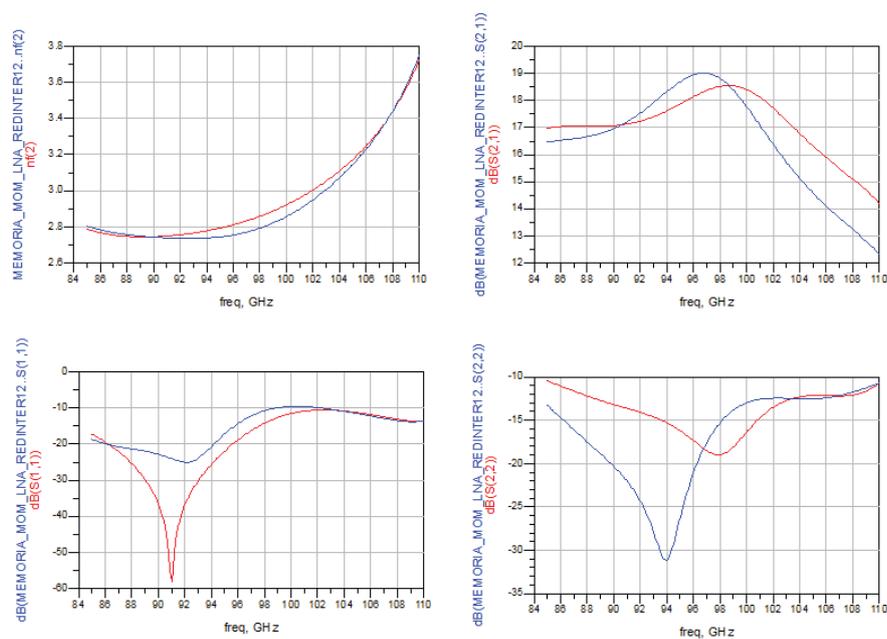


Fig. 6-19. Resultados de figura de ruido, ganancia y adaptación de entrada y salida. En rojo la red optimizada y en azul sin optimizar.

En esta ocasión, en la optimización se ha buscado el compromiso de mejorar y ecualizar la ganancia en toda la banda empeorando la adaptación de salida y la figura de ruido para frecuencias intermedias de la frecuencia de trabajo. La adaptación de entrada ha mejorado ostensiblemente.

6.5.2 Red interetapa entre segundo y tercer transistor

Se continúa el proceso de simulación electromagnética con la red de conexión de los transistores segundo y tercero. Una vez realizado el “auto-layout” sobre la red en esquemático y obtenido su dibujo físico, se realiza la simulación electromagnética. En la **Fig. 6-20** se muestran los parámetros de Scattering dentro en la carta de Smith y las pérdidas de la red.

De las todas las redes simuladas electromagnéticamente hasta el momento esta es la que presenta pérdidas más significativas y mayores diferencias respecto a la simulación eléctrica. Este hecho produce que cuando la red simulada pasa a formar parte del LNA haya una desadaptación que empeora en este caso el coeficiente de reflexión de salida y la ganancia del amplificador. Se vuelve a recurrir a la optimización eléctrica con las redes que todavía no han sido simuladas electromagnéticamente.

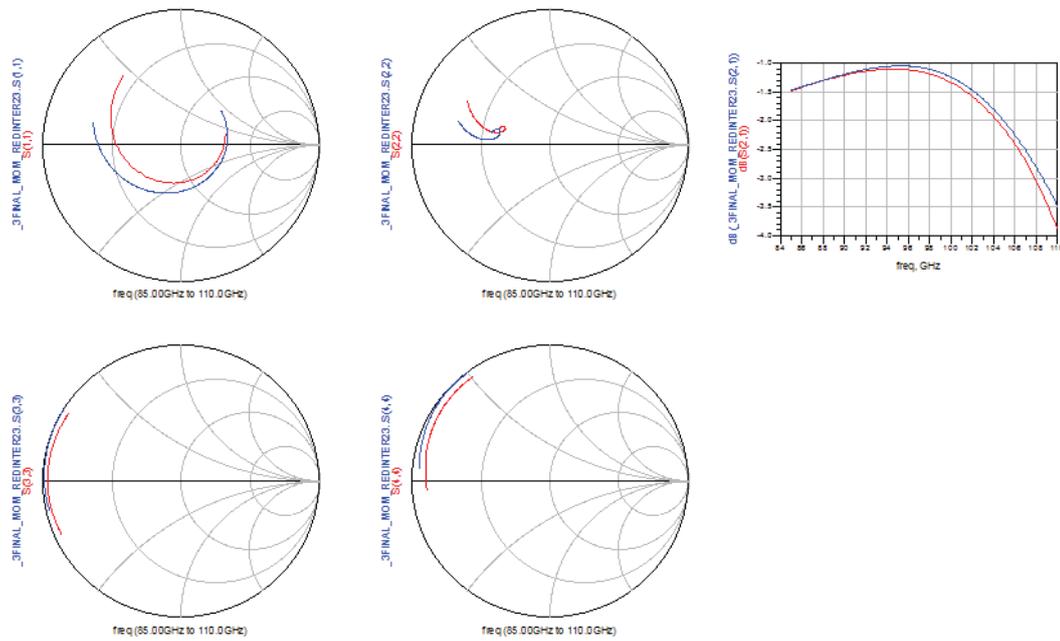


Fig. 6-20. Coeficientes de reflexión en los cuatro puertos de la red de salida del LNA y pérdidas de la red. En color azul el esquemático y en rojo simulación electromagnética.

Se vuelve a recurrir a la optimización eléctrica con las redes que todavía no han sido simuladas electromagnéticamente.

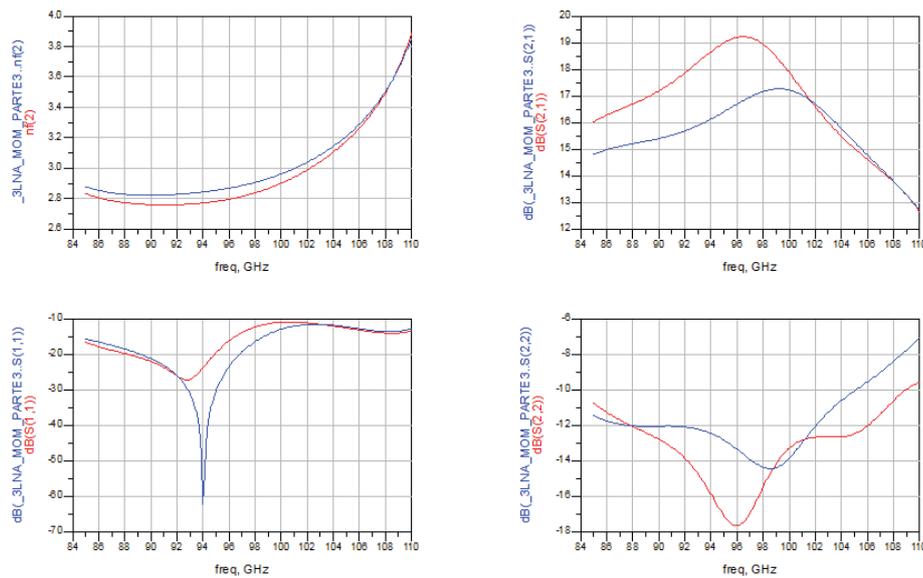


Fig. 6-21. Resultados de figura de ruido, ganancia y adaptación de entrada y salida. En rojo la red optimizada y en azul sin optimizar.

Como se observa en la **Fig. 6-21** antes de haber realizado la optimización, tanto el valor de la ganancia y la adaptación de salida habían dejado de ser válidos. Para solucionarlo se empeoró la adaptación de entrada, dentro de niveles válidos, y a cambio se obtuvieron unos términos de ganancia y adaptación muy buenos sobre todo en la parte central de la banda.

Es importante, en este punto de la optimización, que los resultados de los diferentes parámetros medidos se encuentren a una distancia prudencial de los valores mínimos óptimos para obtener los resultados requeridos del LNA, ya que la próxima simulación electromagnética será la última y, por lo tanto, las posibilidades de optimizar serán mínimas.

6.5.3 Red interetapa entre tercer y cuatro transistor

Conecta la salida del tercer transistor con la entrada del cuarto. Esta red de cuatro puertos va a ser la última red simulada electromagnéticamente. En la **Fig. 6-22** se muestran los resultados de los coeficientes de reflexión de sus puertos y las pérdidas que produce.

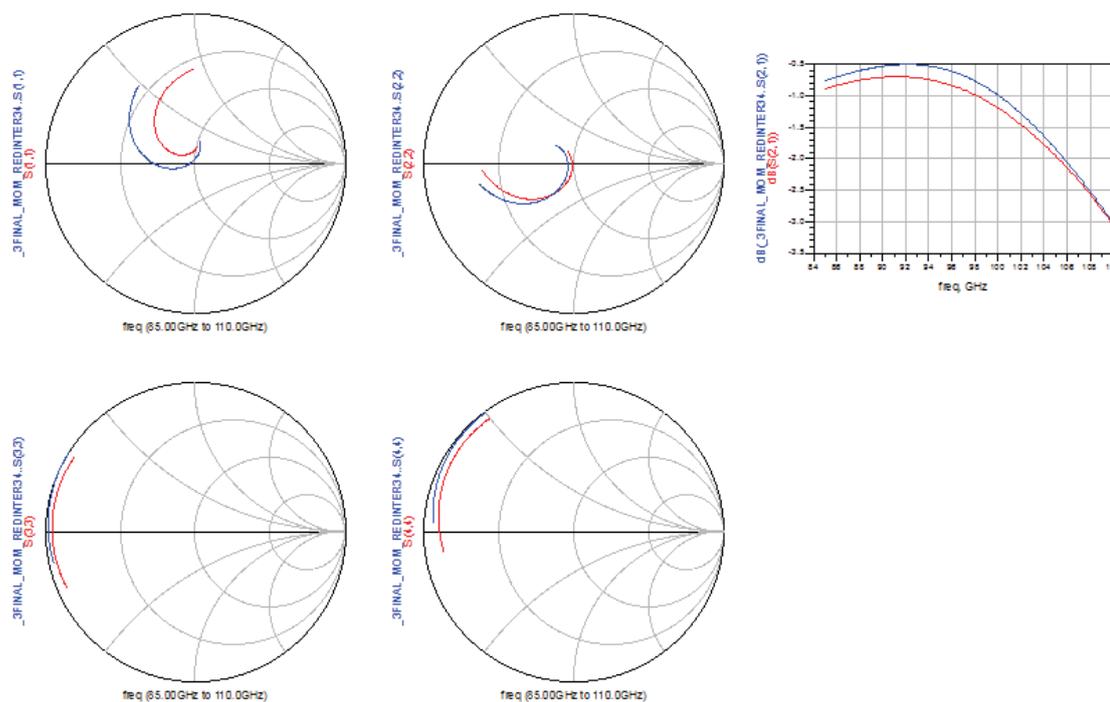


Fig. 6-22. Coeficientes de reflexión en los cuatro puertos de la red de salida del LNA y pérdidas de la red. En color azul el esquemático y en rojo simulación electromagnética.

Es de suponer que al pertenecer a una red de la cuarta etapa, al introducir el bloque de parámetros S en el circuito y realizar su simulación eléctrica, no tenga mucha incidencia ni en la adaptación de entrada ni en la figura de ruido. Además, debido a la similitud del coeficiente de reflexión del puerto 2 (punto de entrada del cuarto transistor) no tendría por qué verse alterada la adaptación de salida con respecto a la última simulación.

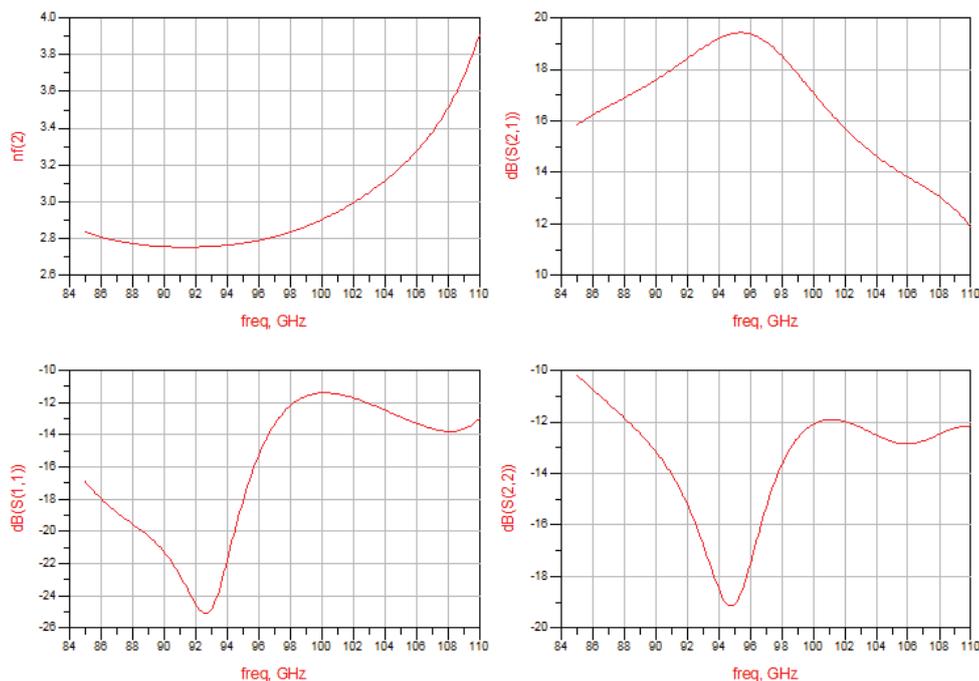


Fig. 6-23. Resultados de figura de ruido, ganancia y adaptación de entrada y salida sin optimizar.

Como se observa en **Fig. 6-23** los resultados obtenidos apenas han variado con respecto a la última simulación realizada e incluso la adaptación de salida en la parte alta de la banda de trabajo ha mejorado. A pesar de ello, el afán por conseguir un mejor rendimiento (menor figura de ruido, ecualizar la ganancia en toda la banda y centrar los picos de adaptación en la frecuencia media) de nuestro diseño obliga a una última optimización. Ésta se verá limitada a modificar las variables de las cuatro realimentaciones de los transistores.

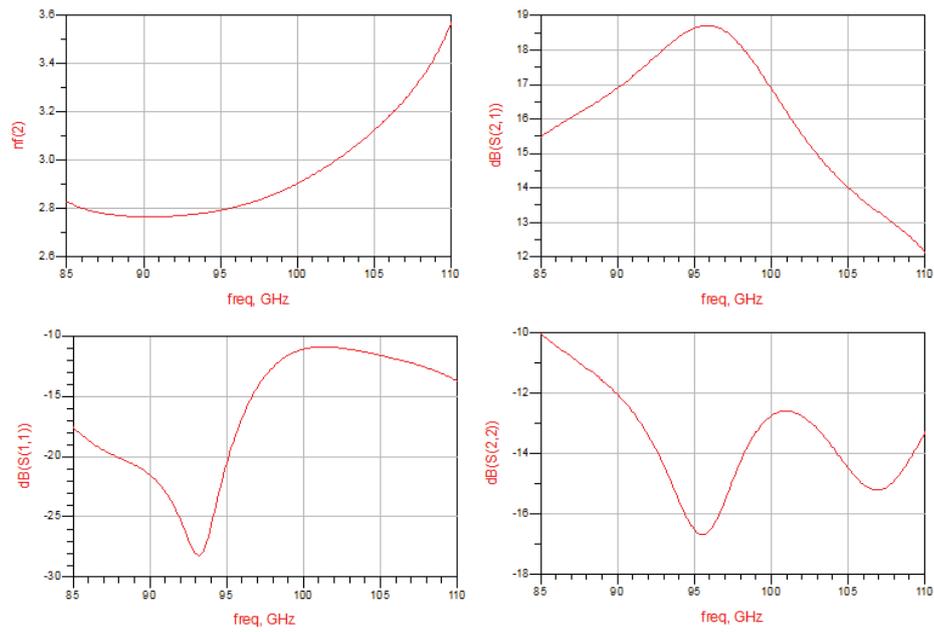


Fig. 6-24. Resultados de figura de ruido, ganancia y adaptación de entrada y salida optimizada.

Uno de los méritos más importantes de esta simulación ha sido poder bajar la figura de ruido. Los demás parámetros han permanecido cercanos a los mismos valores. Este es el comportamiento electromagnético que ofrece el amplificador de bajo ruido y por el que se va a apostar.

*Capítulo VII: Diseño definitivo
del LNA*

7.1 Introducción al capítulo

Una vez se conoce el comportamiento del LNA gracias a las simulaciones realizadas es necesario definir el aspecto físico del mismo y comprobar si cumple las especificaciones requeridas por la fundición para su posterior fabricación.

Asimismo, para estar completamente seguros de la estabilidad del amplificador se cambiará el modelo de transistor, usando uno para el régimen en gran señal y, por último, se realizará un estudio estadístico del LNA teniendo en cuenta variaciones respecto a los valores nominales de los componentes que conforman del diseño.

7.2 Diseño físico o layout

El objetivo es la creación de un diseño con las dimensiones reales de cada componente y que cumpla con las reglas básicas de diseño. Para este propósito ADS presenta una herramienta llamada "layout" ya utilizada que genera un dibujo en el que se puede observar cómo se reparten los diferentes componentes en el espacio y, en el caso que fuera necesario, poder ser modificado para asegurar la viabilidad del diseño.

Es necesario tener en cuenta este aspecto en todo el proceso de diseño del amplificador para prevenir posibles cambios posteriores que afecten drásticamente en el comportamiento del diseño. En este caso, desde el diseño eléctrico se ha cuidado que los diferentes componentes que conformaban las redes no interfirieran unos con otros y se han guardado distancias mínimas de $30 \mu\text{m}$ entre los mismos para evitar posibles efectos de acoplamiento, lo que ha facilitado en gran medida esta parte del proceso.

7.2.1 Ajuste del diseño

El principal problema es modelar el LNA dentro de las exigencias de las especificaciones de fabricación. El tamaño del chip donde se va a fabricar el amplificador de bajo ruido tiene unas

dimensiones de tres milímetros de longitud y dos milímetros de anchura, lo que significa que el circuito diseñado tiene que tener un tamaño inferior a las dimensiones del chip. Como se puede comprobar en la **Fig. 7-1**, nuestro diseño cumple esta premisa.

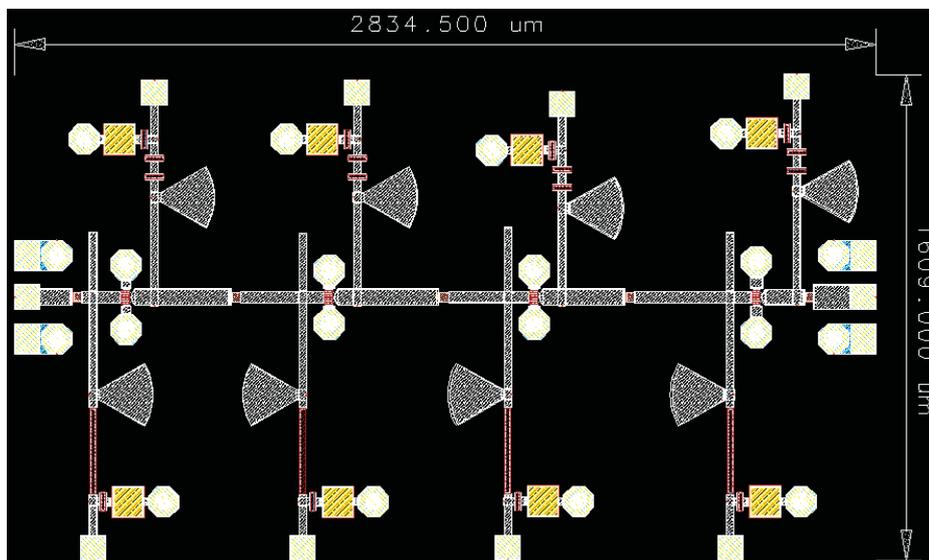


Fig. 7-1. Dimensiones del LNA diseñado.

Sabiendo que nuestro circuito entra en las dimensiones preestablecidas, se han de tener en cuenta otras consideraciones. Los “via holes” que forman parte del circuito tienen que situarse a $50 \mu\text{m}$ y los “pads” a $30 \mu\text{m}$ del marco (“dicing street”) que delimita el contorno del chip o “dice”. Este marco posee una anchura de $50 \mu\text{m}$ lo que disminuye el tamaño en el que se ha de ubicar el amplificador de bajo ruido.

En muchas ocasiones en los diseños de circuitos de microondas, como es nuestro caso, tras las continuas optimizaciones el conjunto de elementos no queda perfectamente ajustado al tamaño especificado, existen dos casos diferenciados: ajustar el diseño en longitud y ajustar en anchura. Mientras el ajuste en longitud modificando variables que forman parte del camino de RF se ha de ser extremadamente cuidadoso ya que afecta directamente al comportamiento del LNA dentro de la banda, el ajuste en anchura se produce en las redes de polarización donde las modificaciones que se hagan de las variables no deberían, a priori, modificar los parámetros del LNA dentro de la banda, tal y como ocurría con la red de estabilización.

Uno de los métodos utilizados para poder ajustar en longitud es poner a la entrada y a la salida del LNA líneas de transmisión con impedancia característica 50Ω . Debido a que se adapta

normalmente a $50\ \Omega$, añadiendo líneas con esa impedancia característica se podrá modificar su longitud sin que el comportamiento del dispositivo se vea alterado, se produce máxima adaptación en potencia y, por consiguiente, no habrá reflexión.

En este caso los “pads” que se encuentran en el camino de RF y que conectan nuestro diseño a los otros dispositivos que forman parte del receptor, no tienen impedancia característica $50\ \Omega$, ni de entrada ni de salida, por lo que no es obvio que se le puedan añadir las líneas de transmisión mencionadas para el ajuste el diseño (**Fig. 7-2**).

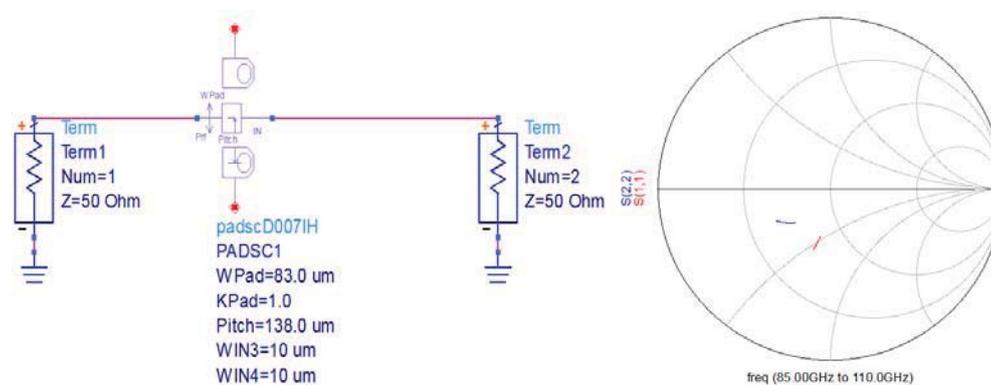


Fig. 7-2. Esquemático e impedancia de entrada y salida del pad.

Para poder adecuar las dimensiones del LNA a las especificaciones exigidas se ha llevado minuciosamente la cuenta de la longitud del circuito, durante todas las optimizaciones; acotando la longitud de los dispositivos que forman el camino de RF, sobre todo en la última de las optimizaciones, a valores con los que el diseño quedara ajustado. En concreto, las dimensiones de este LNA se quedaron a pocas micras de las requeridas, por lo que fueron añadidas a una de las líneas de transmisión del circuito. Este hecho no supuso ninguna alteración en el comportamiento del amplificador.

Las redes de estabilización han modificado las redes de polarización, influyendo en el ajuste en anchura. Como se ha comentado en el **Capítulo V: “Diseño eléctrico del LNA”, apartado 5.9, pag. 58** de la presente memoria, las redes de estabilización están formadas por una resistencia en serie y una rama en paralelo R-C.

En las redes de estabilización de la puerta se han utilizado resistencias en serie altas ($1000\ \Omega$) ya que la intensidad que circula es baja. De este modo estas resistencias actúan como una alta impedancia para la señal de alterna, por lo que todos los componentes que se añadan

después no afectarán a los parámetros del diseño, lo que facilita el ajuste al marco con las líneas de transmisión.

En las redes de estabilización del drenador no ocurre lo mismo, debido a que la intensidad I_d que polariza los transistores es significativa, las resistencias en serie no puede ser muy altas si se quiere que el amplificador no presente un consumo de potencia excesivo por disipación en dichas resistencias. Estos órdenes bajos de magnitud implican que la señal de alterna fuera de la banda de los choques eventualmente pudiera circular por toda la red de polarización de drenador de manera que lo que se añada después de estas resistencias afectará al LNA en esas frecuencias.

Se diseñan caminos para dar salida a tierra a la señal de RF a estas frecuencias con el propósito de eliminar ganancias espurias que puedan haber surgido y que puedan comprometer el comportamiento del amplificador. Este objetivo se logra con la optimización conjunta del condensador de la red R-C, líneas de transmisión y la línea de transmisión lambda cuartos cuyo valor permanece constante de las redes de polarización de drenador. En el caso de querer eliminar ganancias en anchos de banda muy grandes, la única forma posible sería situar baterías de redes de R-C que simularan filtros paso bajo disipativos a diferentes frecuencias.

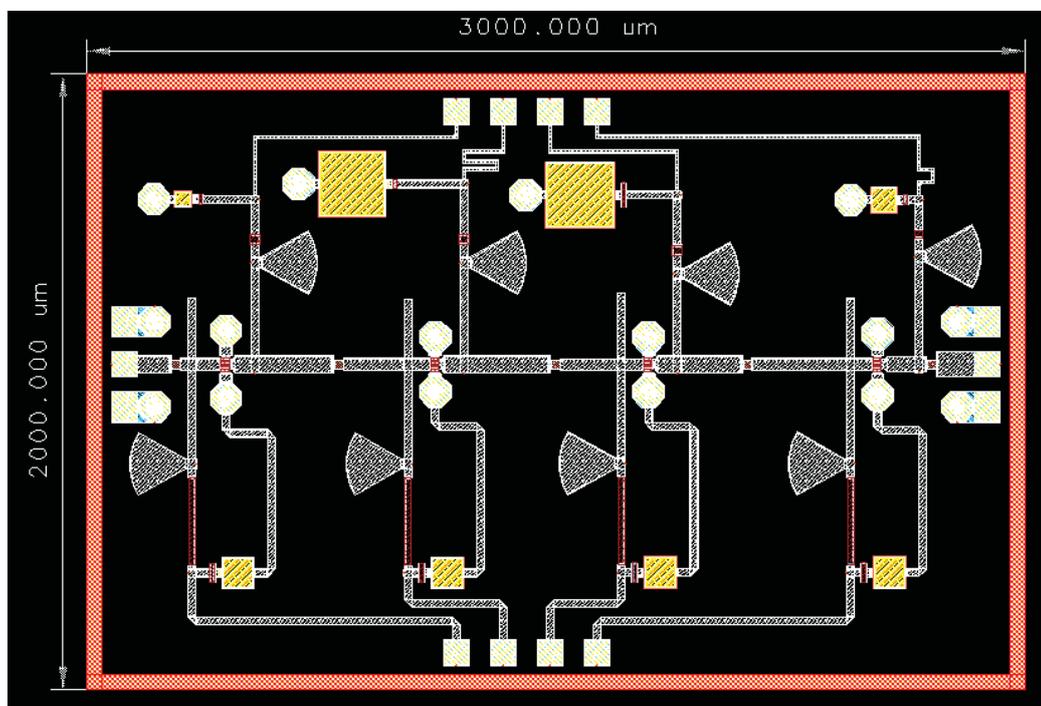


Fig. 7-3. Diseño LNA ajustado en el "dice" de 3x2 mm.

En la **Fig. 7-3** se puede visualizar el diseño ajustado al tamaño estándar del “dice” y comprobar como las redes de estabilización de la puerta presentan la misma estructura a diferencia de las redes de estabilización del drenador, que se han adaptado a cada caso.

7.3 Resultados del diseño físico

En este apartado resulta de especial interés lo referido al comportamiento fuera de la banda, ya que el hecho que no se haya modificado ningún elemento del camino directo de RF va a hacer que no se produzcan cambios significativos dentro de la banda. A continuación se analizan los parámetros S del amplificador para todas las frecuencias tomando como referencia los resultados de la simulación electromagnética, ya que se supone más fiable.

El primero de los parámetros y, el más importante, que se va a analizar es la estabilidad. Como se ha comentado ya en el **Capítulo IV: “Conceptos previos al diseño”, apartado 4.5, pag. 28**, el amplificador de bajo ruido tiene la obligatoriedad de ser estable en todo el rango de frecuencias, no solo en su banda especificada.

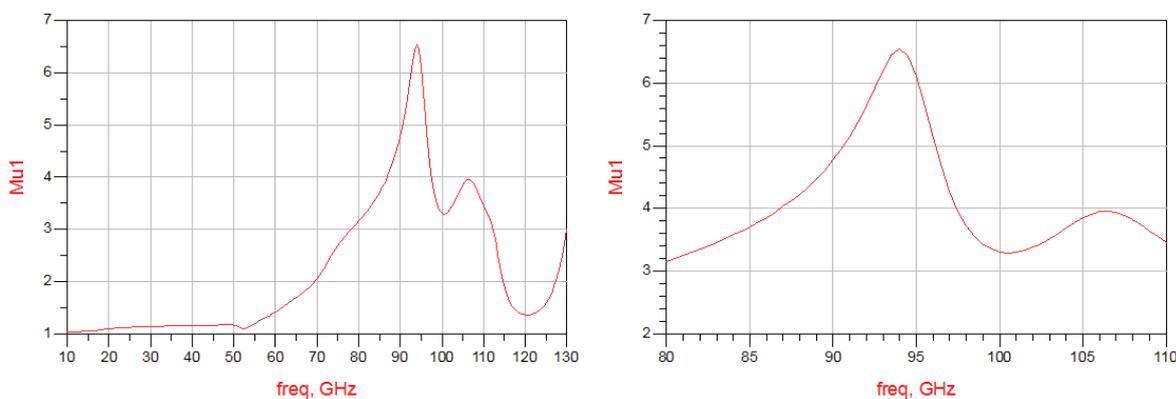


Fig. 7-4. Parámetro de estabilidad μ para todo el rango de frecuencias (izquierda) y para la banda de trabajo (derecha).

En la **Fig. 7-4** se representa el parámetro μ , cuya condición para que el circuito sea estable es que sea mayor que 1. Como se puede comprobar, el diseño cumple esa condición y, por lo tanto, es estable en todo el rango de frecuencias hasta 130 GHz. Asimismo presenta un mayor grado de estabilidad justo en la banda de trabajo de 80 a 110 GHz y en concreto a 94 GHz, frecuencia central.

Otro parámetro fundamental LNA es la figura de ruido. En el diseño de este amplificador se han orientado especialmente las dos primeras etapas para conseguir una mínima figura de ruido.

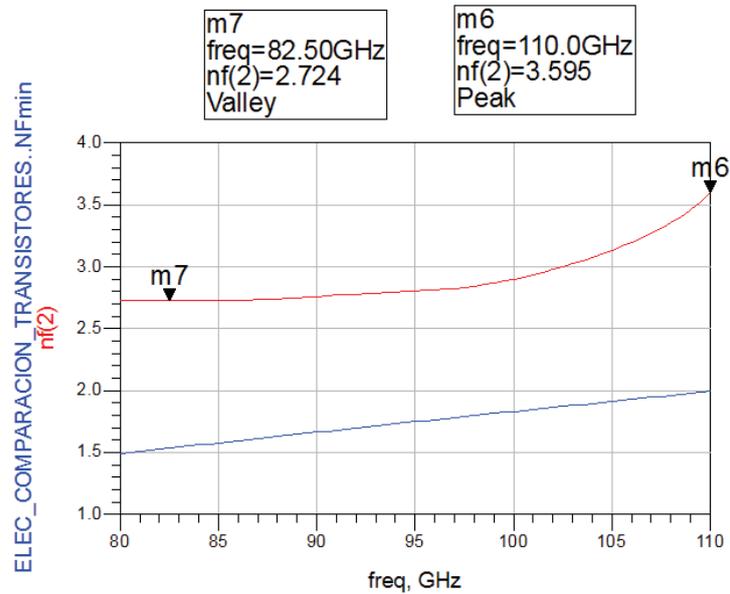


Fig. 7-5. Figura de ruido del LNA (rojo) y figura de ruido mínima de un solo transistor (azul).

Este diseño ofrece una figura de ruido por debajo de 3.6 dB en la banda deseada. En la **Fig. 7-5** se representa la figura de ruido mínima, que es la figura de ruido que se puede obtener con los componentes que conforman el diseño si estuviese totalmente adaptado a la impedancia óptima ruido mínima de los transistores. El trazo azul representa la figura mínima a la que se puede aspirar, la de un solo transistor, se trata de una manera gráfica para ver a cuánto se ha quedado nuestro diseño de la situación ideal.

Las adaptaciones de entrada y salida nos indican cuánta de la potencia que entra al amplificador es realmente absorbida por el mismo y cuánta de la potencia que sale por el amplificador es realmente entregada al siguiente dispositivo, respectivamente. Se considera una buena adaptación de entrada y salida si se encuentra por debajo del valor de -10 dB (S_{11} y $S_{22} < -10$ dB).

Como se puede comprobar en la gráfica de la izquierda **Fig. 7-6** tanto la adaptación de entrada como la de salida cumplen el requisito de ofrecer valores por debajo de los -10 dB. Además presentan sus máximos en las frecuencias centrales de la banda.

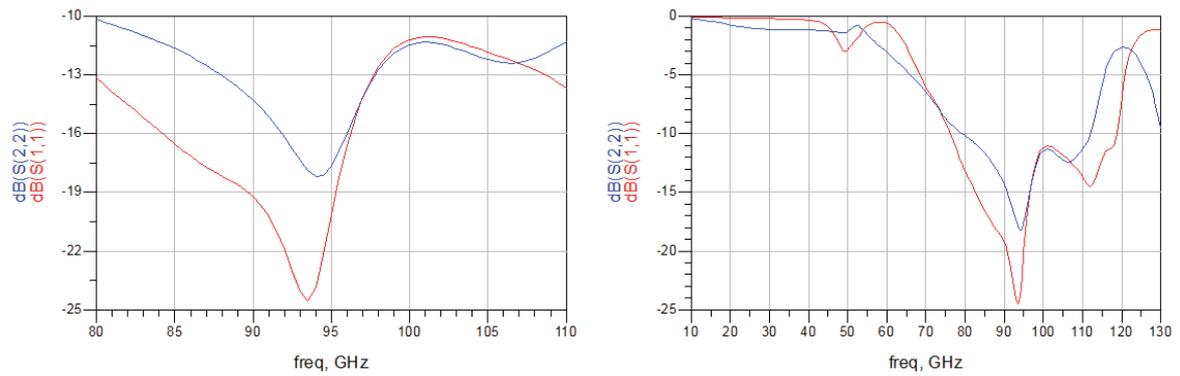


Fig. 7-6. Adaptaciones de entrada (rojo) y salida (azul) en todo rango de frecuencias (izquierda) y en la banda de trabajo (derecha).

Por otra parte, se ha querido representar las adaptaciones en un amplio abanico espectral, ya que posibles y esporádicos puntos de adaptación en frecuencias fuera de la banda requerida pueden dar lugar a ganancias no deseadas. También un punto crítico se produce donde la adaptación se encuentra muy próxima a cero, ya que una mínima variación haría que el amplificador oscilase. En cualquier caso ambos parámetros están por debajo de 0 dB en coherencia con el factor μ mayor que la unidad.

El último parámetro a analizar va a ser la ganancia del amplificador representado por el parámetro S_{21} . Uno de los aspectos más importantes dentro de la banda es que la ganancia esté lo más ecualizada posible, dentro de las limitaciones que ofrece esta tecnología (baja ganancia de los transistores a altas frecuencias). En este diseño se han dedicado las dos últimas etapas para alcanzar este propósito.

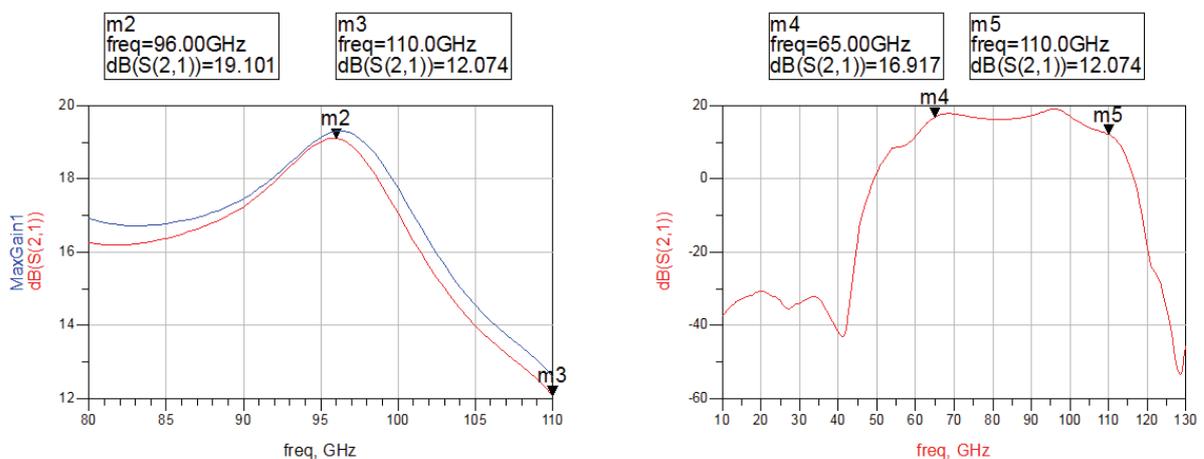


Fig. 7-7. Ganancia, S_{21} , del LNA (rojo) y máxima ganancia disponible (azul) en la banda de trabajo (izquierda) y en todo el rango de frecuencias (derecha).

En la gráfica de la izquierda de la **Fig. 7-7** se representa el valor del parámetro S_{21} del amplificador (trazo rojo), obteniendo un máximo de 19.1 dB en la frecuencia central y un valor mínimo algo superior a 12 dB para la frecuencia más alta de la banda. En esta misma gráfica se representa el parámetro “MaxGain” (trazo azul) que simboliza la máxima ganancia disponible y estable entre la entrada y la salida del amplificador. Se puede comprobar que las curvas de ambos parámetros son bastante similares por lo que se puede concluir que los valores en términos de ganancia son óptimos.

En la gráfica de la derecha se analiza la ganancia del amplificador de 10 a 130 GHz y se hace patente como ésta permanece prácticamente ecualizada en un rango de frecuencias muy amplio (63-103 GHz) y siempre por encima de los 16 dB. Esta amplitud de ganancia se ha conseguido gracias a que en las redes de estabilización del drenador han sido configuradas adecuadamente para reducir ganancia fuera de la banda de interés.

Observando la gráfica de la parte izquierda y fijándose solo en términos de ganancia y figura de ruido podríamos concluir que este amplificador sería válido como dispositivo de ultra banda ancha (UWB), ya que cumple las condiciones indispensables para aplicar la definición, a saber, anchos de banda mayores que:

- 500 MHz.
- El 25% de la frecuencia central.

Haciendo una breve introducción a la tecnología de ultra banda ancha (UWB) podemos decir que es típicamente utilizada en aplicaciones de detección remota en radares como los SAR (Synthetic Aperture Radar). Presentan un bajo consumo, bajo coste y alto rendimiento lo que marca a esta tecnología como el futuro de las WPAN (Wireless Personal Area Networks, Red Inalámbrica de Área Personal).

El hecho de tener una ganancia tan extendida en la frecuencia no resulta un problema dramático para el amplificador de este diseño, ya que en un sistema de recepción tanto antes como después del LNA siempre se puede colocar un filtro paso banda para o bien conformar la banda y suprimir ruido o bien eliminar la señal en frecuencias espurias generadas en el LNA.

Ahora bien, en el caso de haber modificado el diseño restringiendo la ganancia en el rango de frecuencias deseado (80-110 GHz) se hubiera obtenido presumiblemente una mejor figura de ruido y algo más de ganancia en banda. Con la estrategia de diseño seguida no se ha podido llevar a cabo debido a la falta de espacio en el área de fabricación del chip, ya que para

eliminar ganancias a frecuencias superiores a 60 GHz se hubieran necesitado en las redes de estabilización del drenador más redes de R-C en batería como se ha comentado con anterioridad.

7.4 Polarización con el modelo gran señal del transistor

Como se ha comentado en la introducción del **Capítulo IV: “Conceptos previos al diseño”, pag. 21** una vez alcanzadas las especificaciones requeridas con el modelo de transistor en pequeña señal es necesario verificarlas también con el modelo para régimen de gran señal. Éste modelo contempla grandes variaciones entorno al punto de polarización de los elementos activos del diseño, en este caso los transistores. Además permite realizar estudios que arrojan datos sobre el consumo de potencia y la linealidad del LNA que resultan muy interesantes para caracterizar el comportamiento del mismo.

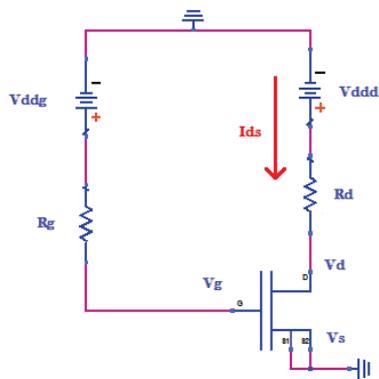
7.4.1 Estabilidad

La principal razón de cambiar el modelo a uno más completo para gran señal es que pueden aparecer posibles inestabilidades no contempladas por el modelo inicial para pequeña señal. Es condición indispensable cerciorarse que el amplificador de bajo ruido es estable a frecuencias dentro y fuera de la banda indistintamente con el modelo en pequeña señal o con el modelo en gran señal. Se trata de un punto más a favor del diseño para asegurarse de su buen funcionamiento.

Para llevar a cabo este objetivo es necesario retocar algunas partes de nuestro circuito. En primer lugar los bloques de parámetros S con los resultados de la simulación electromagnética han de ser sustituidos por los componentes eléctricos originarios y se deben cambiar los transistores del modelo de pequeña señal por los transistores del modelo de gran señal, el cual no tiene información sobre la figura de ruido. También es necesario añadir diferentes fuentes de alimentación de un voltaje específico y que sean capaces de proporcionar la corriente necesaria para polarizar los transistores de gran señal. Para este tipo de diseños es aconsejable unificar las tensiones para simplificar así los circuitos de polarización externos. Es decir, tener un mismo voltaje tanto para las tensiones de drenador como para las de puerta en cada una de las etapas del circuito.

Para las polarizaciones de puerta generalmente se utilizan resistencias de valores de $K\Omega$ (en este caso de $1000\ \Omega$). Esto no supone ningún inconveniente ya que la corriente de puerta es muy baja y, por tanto, la caída de tensión es casi despreciable, sin aumentar el consumo de potencia.

Para que el transistor tenga la V_{ds} deseada se debe ajustar la caída de tensión de las fuentes de continua del drenador. Durante este proceso hay que tener en cuenta las resistencias que forman parte de la red polarización y que disipan potencia, en este diseño con un valor de $50\ \Omega$.



$$-V_{ddd} + \underbrace{I_{ds} \cdot R_d}_{V_{R_d}} + V_{ds} = 0 \Rightarrow V_{ddd} = V_{ds} + V_{R_d}$$

(Ec. 7-1)

Fig. 7-8. Camino de continua para la polarización del transistor en gran señal.

En nuestro diseño se han escogido finalmente las siguientes tensiones: $V_{ddd}=1.85\text{v}$ y $V_{ddg}=-0.1\text{v}$.

Una vez que se han polarizado los transistores debidamente hay que comprobar la estabilidad de nuestro circuito con los transistores representados por el modelo en gran señal. Como se observa en la **Fig. 7-9** el factor μ es siempre mayor que 1 en el rango de frecuencias de 10 a 110 GHz, e incluso es mayor dentro de la banda de interés con respecto al modelo de pequeña señal. Dados los resultados se puede concluir que nuestro circuito es estable.

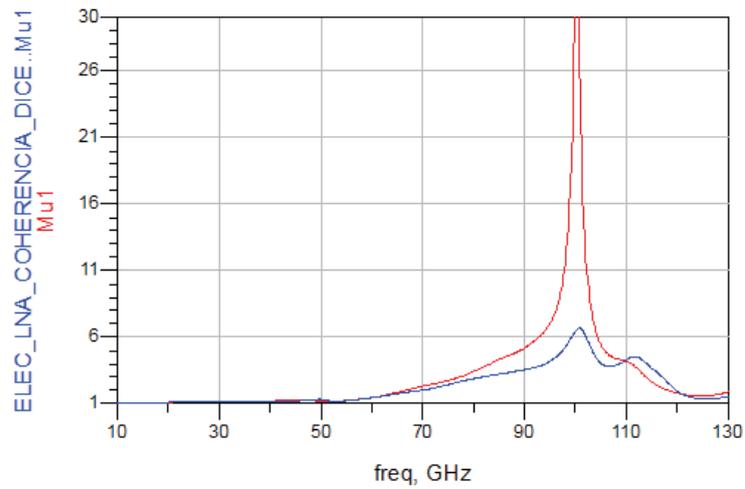


Fig. 7-9. Factor de estabilidad en gran señal (rojo) y en pequeña señal (azul).

7.4.2 Consumo de potencia del LNA

Gracias a las plantillas que incorpora la librería D007IH se puede saber cual es la I_{ds} para una determinada V_{gs} y V_{ds} del transistor. A su vez entra en juego la geometría del transistor ya que la intensidad de drenador depende también del número de dedos y la anchura de los mismos, como se puede comprobar en la curvas de DC del transistor en la Fig. 7-10.

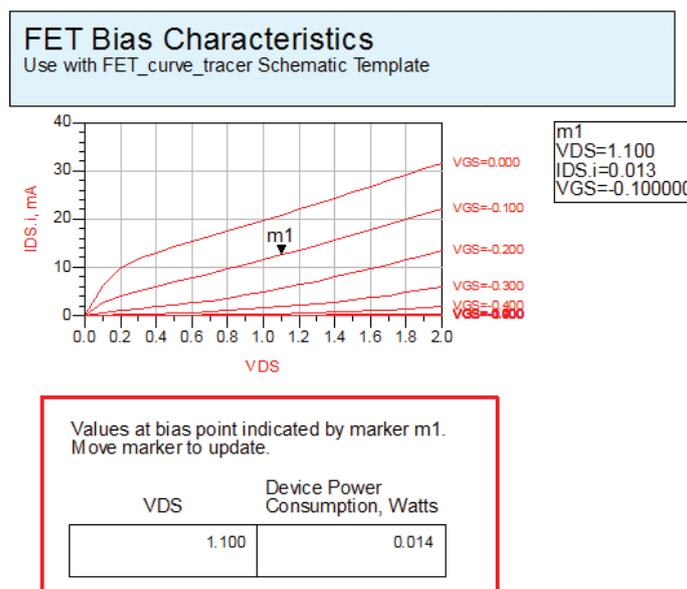


Fig. 7-10. Curvas de DC del transistor.

El dato de la intensidad que circula por el drenador según la polarización escogida es muy importante porque de esa manera se puede calcular la potencia consumida por cada transistor (0.014 mW) y, por descontado, la del amplificador de bajo ruido.

Para ello, además del consumo de los transistores hay que tener en cuenta también el de las resistencias que se encuentran en la red de polarización del drenador porque el consumo de las de polarización de puerta ya se ha dicho que se puede despreciar. En este proyecto se han utilizado siempre resistencias de 50Ω y misma configuración de transistor para las cuatro etapas diseñadas.

	Potencia _{unitaria} [mW]	Potencia _{total} [mW]
Transistores	14	$4 \cdot 14 = 56$
Resistencias	8.45	$4 \cdot 8.45 = 33.8$
Potencia consumida por el LNA		89.9

Tabla 7-1. Consumo de potencia del LNA.

El consumo del amplificador de bajo ruido es de 89.9 mW. Este es un aspecto cada vez más importante dentro del diseño de amplificadores. En la actualidad la tendencia es a diseñar y fabricar amplificadores con bajo consumo de potencia que aseguran una mayor esperanza de vida útil del componente.

7.4.3 Linealidad

Un sistema lineal es aquél cuya salida es proporcional a la entrada. Es decir, la variable de salida depende linealmente de la variable de entrada.

Idealmente un amplificador tiene que proporcionar a la salida un nivel de potencia proporcional al nivel de potencia de la señal de entrada, de manera que la constante de proporcionalidad sería la ganancia del amplificador. Supone que la representación gráfica de la potencia de salida en función de la de entrada sería una recta. Pero en un amplificador real esto no sucede. Hay una zona en donde el comportamiento es lineal, que se corresponde con los niveles de potencia pequeños, pero a partir de un cierto punto el amplificador entra en saturación y deja de amplificar linealmente la potencia de entrada, distorsionando la señal. En la

siguiente gráfica (**Fig. 7-11**) podemos ver representado este comportamiento. Se puede ver claramente como la curva de la ganancia se comprime para potencias elevadas.

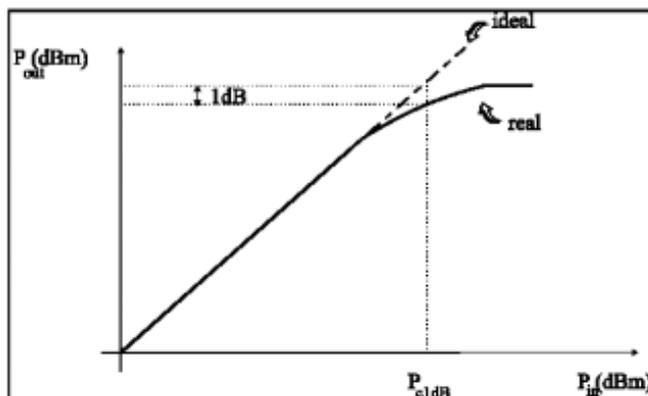


Fig. 7-11. Curva de ganancia de potencia: caso ideal y caso real.

En definitiva, el punto de compresión es uno de los parámetros más importantes de cualquier amplificador, ya que indica el nivel de potencia máxima que puede entregar manteniendo un comportamiento pseudo-lineal. Este punto constituye una medida del inicio de saturación de un circuito y se define como el nivel de entrada para el cual la ganancia disminuye 1dB respecto a la ganancia en pequeña señal.

Normalmente se establece tomando como referencia la potencia de entrada, pero en la mayoría de catálogos comerciales de amplificadores el punto de compresión viene referenciado a la potencia de salida, ya que generalmente, para los diseñadores de sistemas este es el parámetro de interés. Teniendo en cuenta esto, se representa el punto de compresión 1 dB, cuando la potencia de salida del amplificador cae 1 dB respecto al caso ideal, referenciado tanto a la entrada como a la salida.

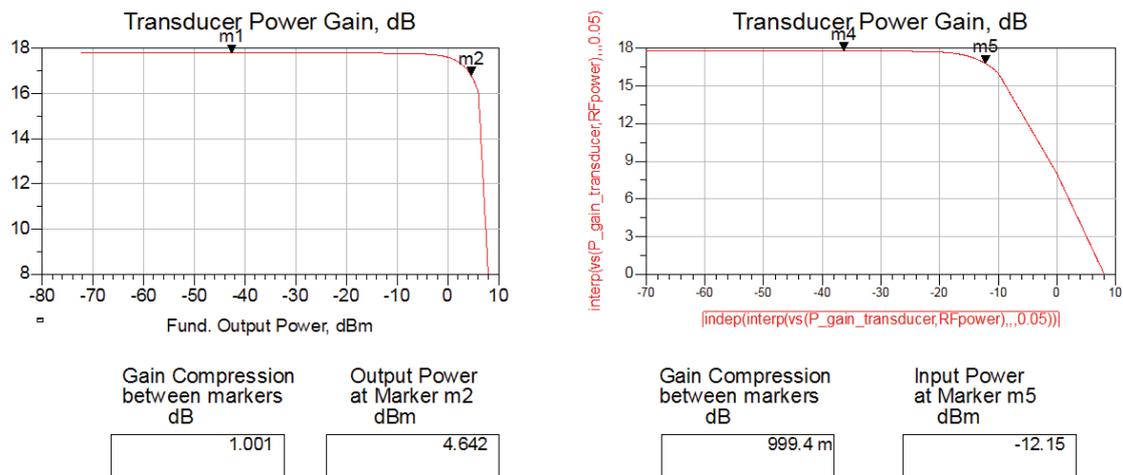


Fig. 7-12. Punto de compresión 1 dB con respecto a la potencia de salida (izquierda) y de entrada (derecha).

7.5 Análisis de “yield”

A la hora de la fabricación de grandes cantidades de circuitos se hace necesario tener información sobre el número de chips que cumplirán las especificaciones requeridas. Esta información consiste en los datos estadísticos sobre variaciones en valores de los elementos que componen el circuito. Es decir, todos los procesos monolíticos tienen tolerancias en la resistividad de las resistencias, en la separación entre capas de capacidades, en las dimensiones de las líneas de transmisión o en diversos parámetros del modelo de los transistores.

A través de la medida de estructuras de test propias del proceso (PCM, “process control monitor”) se obtiene la función probabilística de distribución que determina como es la variación de los componentes. El análisis de “yield” incluye la simulación del circuito un cierto número de veces donde se varían diferentes parámetros aleatoriamente alrededor de su valor nominal tomando en cada iteración un valor acorde con el tipo de distribución. El simulador registra cada iteración como un acierto o fallo dependiendo de si se cumplen o no las especificaciones. Esto se puede analizar haciendo un análisis de Monte Carlo cuya precisión es independiente del número de variables estadísticas y sus distribuciones.

La diferencia entre el “yield” obtenido y el que se estima depende directamente del número de las iteraciones que se ejecuten en el análisis. Si el número de iteraciones es pequeño, es posible que los resultados no sean representativos y el error en la estadística sea muy

elevado. Por tanto, es necesario un gran número de iteraciones de forma que el nivel de confianza sea alto y el error estadístico muy bajo.

Desde el propio fabricante OMMIC se recomienda tener en cuenta los análisis estadísticos de “yield” de forma que el diseño sea más robusto frente a posibles variaciones. Además se hace hincapié en la necesidad por parte del diseñador de tener en mente las diferencias entre el circuito diseñado y el construido: incluso en dos circuitos fabricados en la misma oblea puede haber diferencias de comportamiento. Las variaciones en el comportamiento del circuito fabricado pueden deberse al proceso de aplicación de máscaras o a cambios en el material de AsGa.

Los resultados más significativos que se obtienen del simulador en un análisis de yield se muestran a continuación:

Valor medio	$m_x = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}$	Ec. 7-2
-------------	------------------------------------	---------

Desviación típica	$\sigma_x = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - m_x)^2}{n-1}}$	Ec. 7-3
-------------------	--	---------

Coeficiente de correlación	$\rho_{xy} = \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (x_i - m_x)(y_j - m_y)}{(n-1) \cdot \sigma_x \cdot \sigma_y}$	Ec. 7-4
----------------------------	--	---------

El valor medio y la desviación estándar son indicadores sobradamente conocidos dentro de análisis estadísticos. Sin embargo, el coeficiente de correlación no es tan utilizado; por ello, se describe su significado en las siguientes líneas.

El coeficiente de correlación indica de forma cuantitativa como las variaciones de una variable “x” son explicadas por las variaciones de otra variable “y” (**Ec. 7-4**). Además puede explicar que la variación de las variables “x” e “y” se deba a la variación de un tercer parámetro que suele ser el tiempo.

A continuación se realiza un análisis de “yield” del LNA diseñado. Se variarán tanto las dimensiones de las líneas de transmisión como los valores de las capacidades y parámetros

internos de los transistores (g_m , $V_{\text{pinch-off}}$, I_{dss} ,...). Es debido a esto último que el análisis solo tiene sentido en régimen de gran señal y sin los bloques de parámetros S, es decir, con el diseño eléctrico del amplificador.

7.5.1 Análisis de “yield” en régimen de gran señal

Con el propósito de tener en cuenta las variaciones de los elementos activos del diseño, es necesario cambiar el modelo de pequeña señal del transistor por su modelo de gran señal.

En este análisis se estudia conjuntamente los diferentes parámetros S en la banda de trabajo de 80 a 110 GHz y el factor de estabilidad μ en un gran ancho de frecuencias desde 10 a 130 GHz. Nótese que no se hace referencia al ruido en el análisis de “yield” porque el modelo gran señal de los transistores no contiene información sobre parámetros de ruido.

En el análisis de “yield” se han definido los siguientes objetivos:

- Media de $S_{21} > 14.5$ dB
- $S_{11} < -10$ dB
- $S_{22} < -10$ dB
- $\mu > 1$
- Número de iteraciones del análisis = 1000.

Para la especificación del parámetro S_{21} se ha decidido representar su media en la banda de trabajo para cada iteración que realiza, puesto que en ese rango de frecuencias la ganancia no está lo suficientemente ecualizada. Por otra parte, el factor de estabilidad μ recoge el valor mínimo, el más crítico, en el rango de frecuencias de 10 a 100 GHz para cada iteración y se calcula la media y desviación de todos ellos.

A continuación se muestran los resultados del análisis de “yield”. En la **Fig. 7-13** se representan los histogramas de S_{11} , S_{22} , S_{21} y μ respectivamente. Estos histogramas plasman la función de distribución de los valores que van tomando los parámetros analizados con forma de campana de Gauss. En la **Tabla 7-2** se recogen los siguientes valores de media y desviación estándar.

	Media	Desviación estándar
S_{11}	-19.719 dB	1.936 dB
S_{22}	-16.345 dB	1.175 dB
Ganancia S_{21}	15.358 dB	2.082 dB
Factor μ	1.027	0.002

Tabla 7-2. Media y desviación estándar de los parámetros en régimen de gran señal.

Con estos datos se extrae el porcentaje de circuitos que cumplen los requisitos de comportamiento especificados (también denominado “yield”). Éste es del 71.7 %: pasarían 717 chips sobre un hipotético volumen de 1000 chips construidos.

Yield	NumPass	NumFail
71.700	717.000	283.000

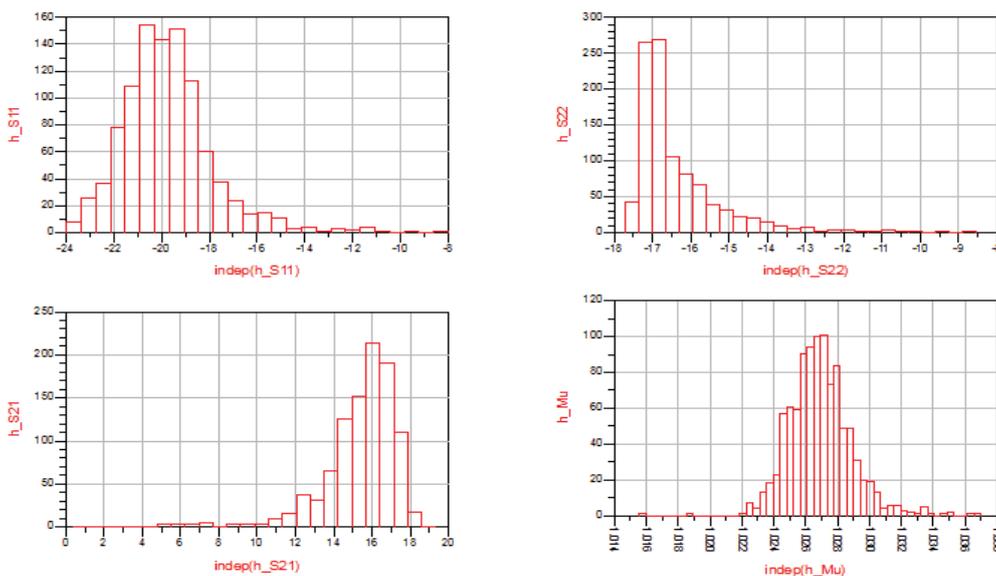


Fig. 7-13. Histograma de parámetros para el análisis de “yield” con el modelo en gran señal con mil iteraciones.

7.5.2 Valoración de los resultados del análisis

Se ha completado un exhaustivo análisis de “yield” bajo el régimen de gran señal para obtener la contribución tanto de los elementos pasivos como de los activos (los transistores).

Se concluye la importancia del efecto que producen los elementos activos dentro del análisis de yield puesto que son sus variaciones las que marcan, principalmente, el rendimiento global del LNA. El parámetro que más crítico ha resultado es la ganancia, debido a variaciones en la tensión de estrangulamiento ($V_{\text{pinch-off}}$) y la transconductancia (g_m) de los transistores.

Uno de los aspectos más importantes de un amplificador es su estabilidad. Se ha comprobado como el LNA es estable bajo cualquier variación que sufran los componentes que forman parte del diseño.

7.6 Resultados finales del LNA y características

Este apartado esta dedicado exclusivamente a presentar los resultados finales del LNA diseñado en este proyecto de forma más compacta.

Continuando con la línea tomada durante todo el proceso de diseño, se ha decidido escoger los resultados obtenidos por la simulación electromagnética como los resultados más representativos de este amplificador. Si bien es cierto que hay que tener en cuenta ambas simulaciones, tanto eléctrica como electromagnética y ponderar los resultados, el hecho de trabajar a tan altas frecuencias y que la simulación electromagnética incluya los posibles efectos provocados por la disposición física de los componentes que conforman el LNA hace que se la haya considerado como aquella que presenta mayor nivel de confianza.

Además se ha considerado la simulación con el régimen de pequeña señal como la más representativa por dos razones principalmente: por ser más exacta y porque los modelos de los transistores de este tipo si incluyen parámetros de figura de ruido, a diferencia del modelo de gran señal, siendo la figura de ruido un aspecto fundamental para este tipo de amplificadores.

En la **Fig. 7-14** se muestran los parámetros de Scattering, así como la figura de ruido y el factor de estabilidad simulados eléctricamente y electromagnéticamente. A simple vista se puede comprobar en términos de adaptación de entrada y salida y de estabilidad como los resultados de ambas simulaciones son prácticamente iguales pero desplazados los de una respecto de los de la otra. Estos parámetros son los que caracterizan por completo el comportamiento de nuestro amplificador de bajo ruido.

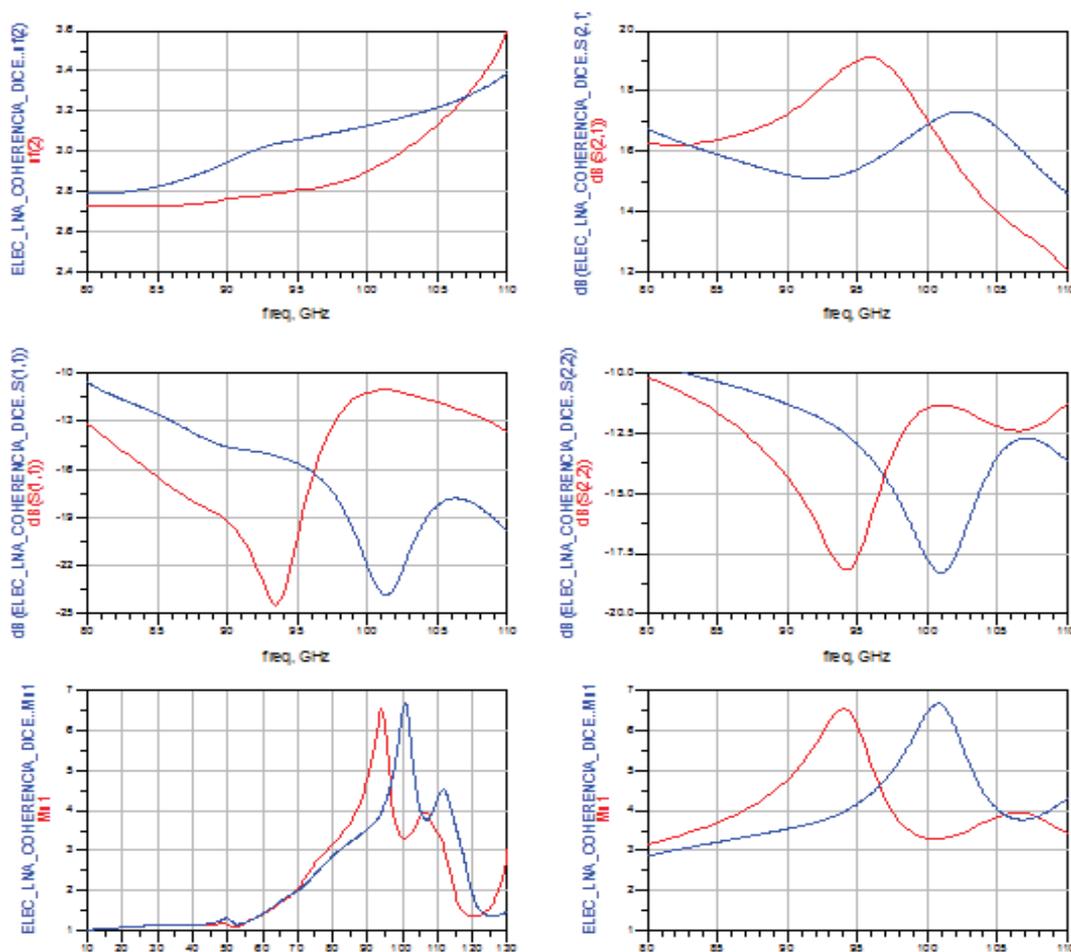


Fig. 7-14. Resultados finales del LNA: figura de ruido, ganancia, adaptación de entrada y salida y factor de estabilidad dentro y fuera de la banda. En azul simulación eléctrica y en rojo simulación electromagnética.

La **Tabla 7-3** resume las principales características del comportamiento del amplificador de bajo ruido.

Ancho de banda [GHz]	Figura de ruido [dB]	Ganancia [dB]	Adaptación (S_{11} y S_{22}) [dB]	Potencia consumida [mW]	Dimensiones [mm ²]
80-110	3.1 ± 0.4	15.6 ± 3.5	< -10	89.9	3x2

Tabla 7-3. Características del LNA diseñado.

Por último se van a dedicar las dos últimas páginas de este capítulo a mostrar el diseño en esquemático (**Fig. 7-15**) y el “layout” o dibujo físico (**Fig. 7-16**) del amplificador de bajo ruido en apaisado para una visualización global del diseño.

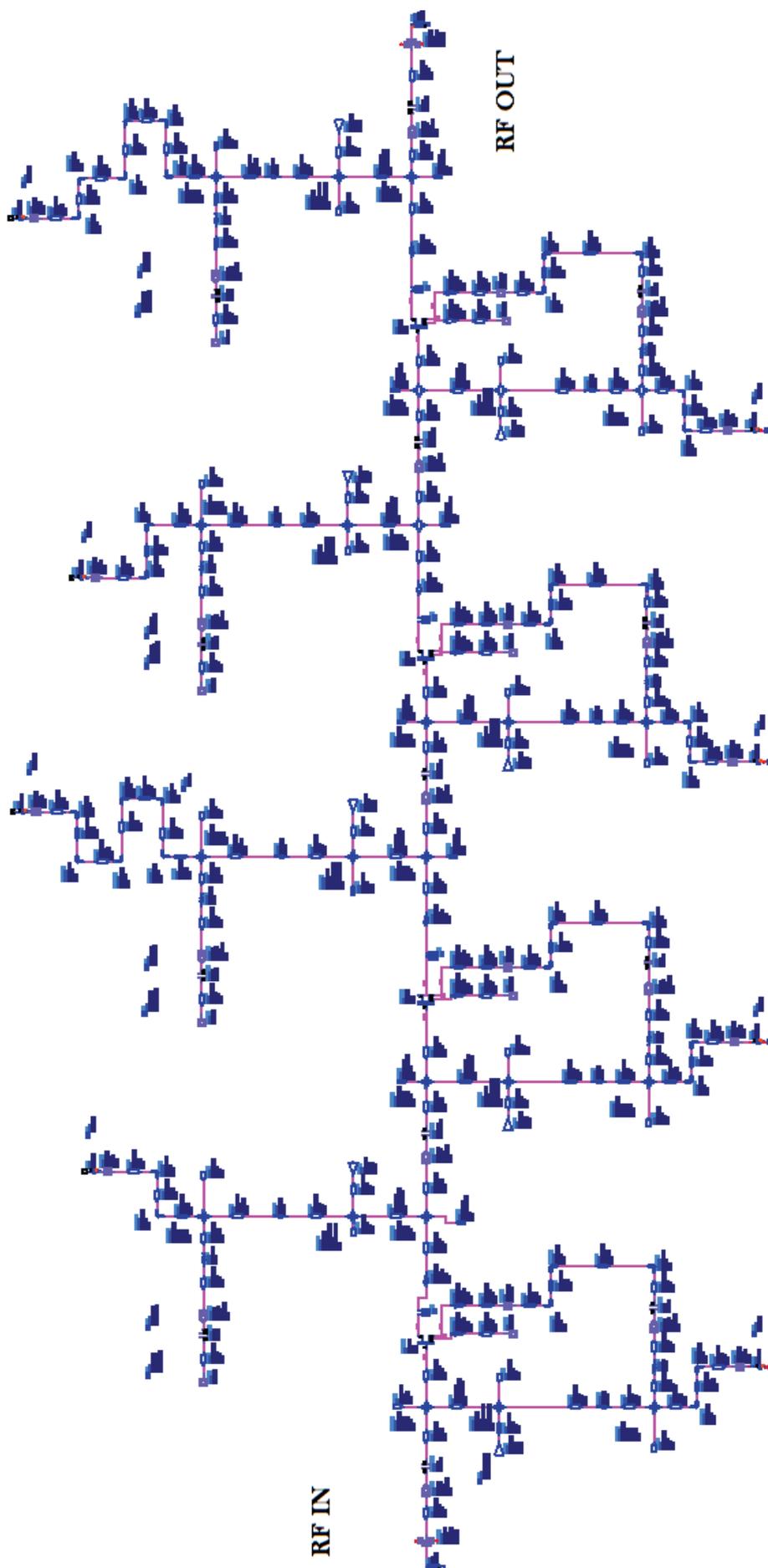


Fig. 7-15. Esquemático del amplificador bajo ruido de cuatro etapas.

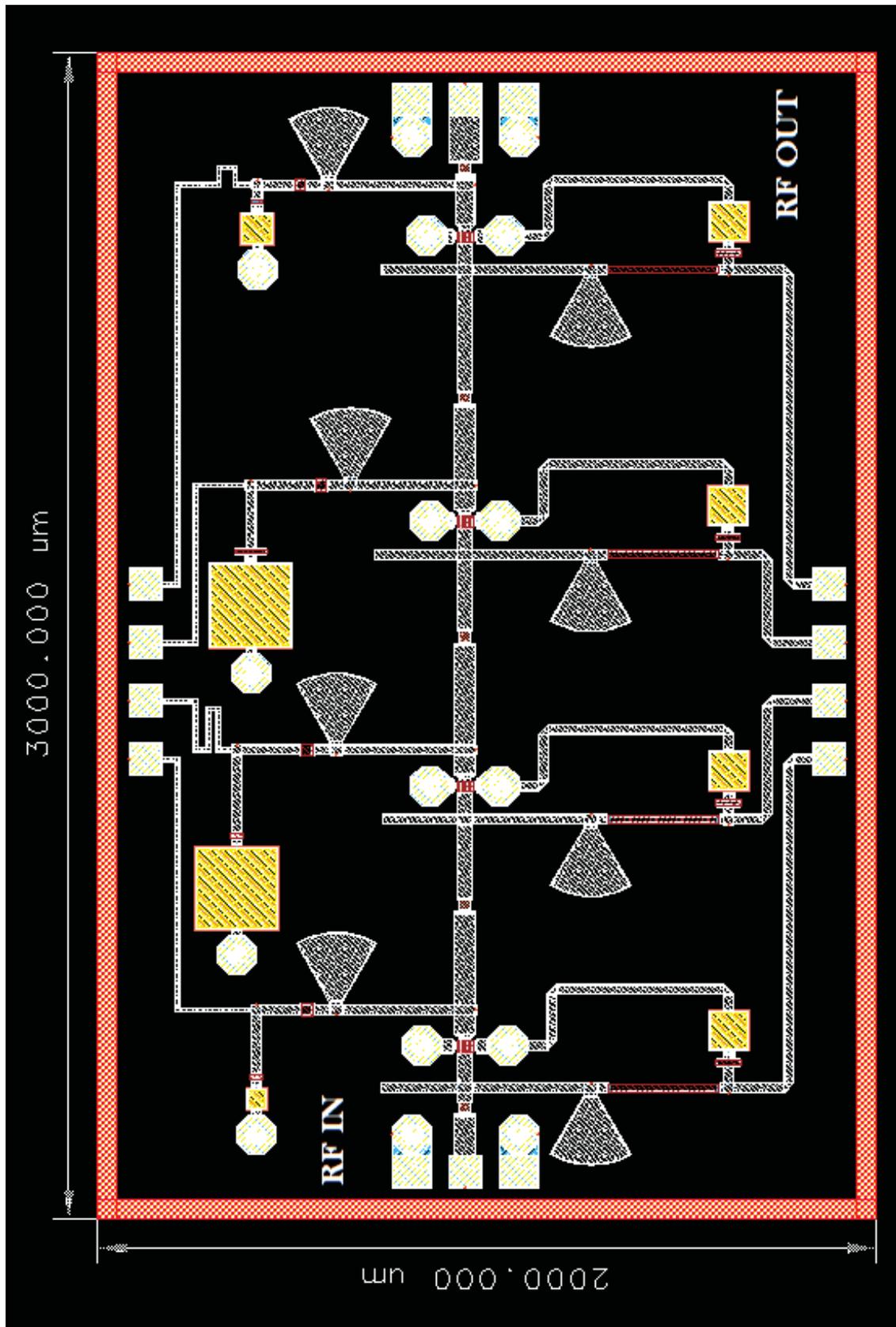


Fig. 7-16. "Layout" o dibujo físico del amplificador bajo ruido de cuatro etapas.

*Capítulo VIII: Conclusiones y
líneas futuras*

8.1 Conclusiones

Se presenta el diseño de un amplificador de bajo ruido de 80 GHz a 100 GHz formado por cuatro etapas en fuente común y construido en una tecnología con transistores mHEMT de 70 nm de longitud de puerta utilizando el proceso D007IH de la fundición OMMIC. El resultado final del LNA se puede considerar satisfactorio ya que ha cumplido con todos los objetivos propuestos al inicio de proyecto. Presenta unos valores medios de figura de ruido de 3.1 dB, una ganancia de 15.6 dB y adaptaciones de entrada y salida por debajo de -10 dB en un ancho de banda diseñado con la intención de cubrir la mayor parte de la banda W. Así mismo, se ha verificado la estabilidad del diseño en todo el rango de frecuencias tanto para modelos de transistor de pequeña señal como de gran señal.

Los resultados de la simulación electromagnética junto con los modelos de transistor de pequeña señal son los que se han considerado como los más representativos debido a que se suponen más reales y precisos. Aún así, se ha procurado encontrar la mayor coincidencia entre simulaciones electromagnéticas y los correspondientes modelos eléctricos equivalentes de elementos pasivos con el único propósito de garantizar la mínima desviación del funcionamiento real con respecto a las simulaciones, aspecto mucho más crítico en la banda de frecuencias que nos ocupa, que en bandas más bajas de microondas.

Por otra parte, se ha ajustado el tamaño del circuito a unas dimensiones determinadas para su posterior fabricación, (3x2 mm), aplicando las reglas de diseño exigidas por la fundición donde se fabricará el circuito. Además se ha realizado un análisis estadístico del comportamiento del LNA cuando se varían parámetros de los componentes que lo forman y, de este modo, ponderar las posibles diferencias entre el circuito diseñado y el fabricado. Los resultados arrojados por este estudio demuestran como la desviación prevista es tolerable con respecto a la simulación con parámetros nominales.

Por último y como valoración personal de este proyecto, me gustaría resaltar que me ha ayudado a profundizar en conocimientos sobre el diseño de amplificadores de bajo ruido en bandas milimétricas. He podido comprobar en primera persona las dificultades típicas de un

proceso de diseño y las específicas de trabajar con dispositivos con estas características que se valen de procesos que están en pleno proceso de desarrollo y son relativamente nuevos pero que, en cambio, dejan entrever unas buenas expectativas de rendimiento de los transistores metamórficos sobre sustrato de GaAs para aplicaciones en frecuencias milimétricas y de terahercios.

8.2 Líneas futuras

El proyecto desarrollado proporciona un dispositivo potencialmente funcional y útil. No obstante, gracias a la experiencia adquirida durante el proceso de diseño se han advertido de posibles mejoras que harían del mismo un producto más potente y robusto. Seguidamente se describen de forma somera tres de las líneas futuras que se han considerado como las interesantes.

La primera de ellas versaría en un estudio más profundo del comportamiento del transistor utilizado en las cuatro etapas de este amplificador de bajo ruido, debido a que el modelo proporcionado por la fundición no inspira demasiada confianza, sobre todo en términos de ruido. Las soluciones que se proponen pasarían por crear un modelo propio más exacto basado en medidas de parámetros S y de ruido sobre 50 Ohm.

El segundo punto trata sobre la posibilidad de utilizar como punto de partida el diseño de este amplificador para dispositivos de ultra banda ancha. Una vez finalizado su diseño y valorando los resultados obtenidos se pudo observar como presentaba inesperadamente un comportamiento compatible para este tipo de aplicaciones, principalmente en términos de ganancia y figura de ruido: ganancia superior a 16 dB en la banda de entre 63 y 103 GHz y una figura de ruido considerablemente baja. Es por ello que se propone como línea futura, que partiendo de este diseño como base se trate de mejorar las adaptaciones de entrada y salida en la banda de 63 a 103 GHz y, de este modo, presentar un diseño de un amplificador cuyas aplicaciones como ya se ha comentado en la presente memoria resultarían muy interesantes, como pueden ser los radares de apertura sintética o el desarrollo tecnológico de las redes WPAN.

Por último, se propone utilizar este amplificador bajo ruido dentro de un sistema de radiometría de potencia total. Ayudándose del estudio de linealidad realizado en el **“Capítulo VII: “Diseño definitivo del LNA”, apartado 7.4.3, pag. 95**, se puede ponderar la viabilidad y

funcionalidad en un sistema de este tipo con los resultados obtenidos. Para llevarlo a cabo sólo habría que añadir un detector. El sistema resultante puede ser interesante para aplicaciones de detección remota y escaneo de amenazas ocultas.

Capítulo IX: Referencias

- [1] Peter H. Siegel, "Terahertz Technology in "Outer and Inner Space" Conference on Lasers and Electro-Optics, 2007. CLEO 2007, May 2007.
- [2] P.H. Siegel and R.J. Dengler, "Terahertz Heterodyne Imaging: Introduction and Techniques," Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves, v.27, no. 4, April 2006.
- [3] <http://www.raytheon.com/capabilities/>
- [4] Jesús M. López, "Técnicas de radioastronomía". <http://radioastronomia.iespana.es>
- [5] <http://www.almaobservatory.org/es>
- [6] Hansen, H.J.; Lindop, R; Majstorovic, D, "Collision avoidance W-band FMCW radars in an altimeter application", August 2006.
- [7] Morgan, Matthew Alenxander (2003) "Millimeter-wave MMICs and applications. Dissertation (Ph.D.), California Institute of Technology.
- [8] <http://www.ommic.com>
- [9] <http://www.home.agilent.com/agilent/home.jsp?cc=ES&lc=eng>
- [10] Axel Tessmann, William H. Haydl, Markus Neumann, and Jürgen Rüdiger "W-Band Cascode Amplifier Modules for Passive Imaging Applications" May 2000, pp. 189-191.
- [11] M. Schlechtweg, A. Tessmann, A. Leuther, C. Schw6irer, H. Massler, M. Mikulla, M. Walther, M. Riessle, "Advanced mm-Wave ICs andApplications", IEEE International Workshop on Radio-Frequency Integration Technology, Nov 30-Dec 02, 2005, Singapore, pp. 46-49.
- [12] Walter Ciccognani, Franco Giannini, Ernesto Limiti, Patrick E. Longhi, "Full W-Band High-Gain LNA in mHEMT MMIC Technology", Conf. Proceedings of the 3rd European Microwave Integrated Circuits, pp. 314-317.
- [13] L. Samoska, M. Varonen, R. Reeves, K. Cleary, R. Gawande, P. Kangaslahti, T. Gaier, R. Lai, S. Sarkozy, "W-Band Cryogenic InP MMIC LNAs with Noise Below 30K", art. IEEE 2012.
- [14] <http://mmics.hrl.com/products/pdf/LN5-100.pdf>
- [15] <http://mmics.hrl.com/products/pdf/LN4-110.pdf>
- [16] J.M. Rollet,"Stability and Power Gain Invariants of linear two ports", IRE Trans. Circuit Theory, vol. CT-9, pp. 29-32, Mar. 1962.

- [17] R. W. Jackson, "Rollett Proviso in the Stability of Linear Microwave Circuits- A tutorial", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 3, pp. 993-1000, March 2006.
- [18] Marian W. Pospieszalski, "Modeling of Noise Parameters of MESFET's and MODFET's and Their Frequency and Temperature Dependence", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, No. 9, pp. 1340-1350, September 1989.
- [19] Juan Luis Cano, Luisa de la Fuente, Eduardo Artal, "Amplificador de Bajo Ruido basado en Tecnología mHEMT para Receptores de Radio Astronomía".
- [20] Marian W. Pospieszalski, "FET noise model and on-wafer measurement of noise parameters", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, Vol. 3, pp. 1117-1120, July 1991.
- [21] B. Hughes, "12 GHz low-noise MMIC amplifier designed with a noise model that scales with MODFET size and bias" IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, No. 12, pp. 2311-2316, December 1993.
- [22] Jakob Engberg, "Simultaneous input power match and noise optimization using feedback," Microwave Conference 4th European, pp. 385-389, September 1974.
- [23] Les Besser, "Stability considerations of low-noise transistor amplifiers with simultaneous noise and power match", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, pp. 327-329, May 1975.
- [24] Svein Iversen, "The Effect of Feedback on Noise Figure", pp. 540-542, Proceedings of the IEEE, Vol. 63, No. 3, pp. 540-542, March 1975.
- [25] Randall E. Lehmann, David D. Heston, "X-Band Monolithic Series Feedback LNA", IEEE MTT-S Digest, Vol.85, No. 1, pp. 51-54, Jun 1985.
- [26] Guillermo González. Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design, second edition. Prentice Hall, 1997.
- [27] Morteza Abbasi, Herbert Zirath, Ilcho Angelov., "Q-, V-, and W-band power amplifiers utilizing coupled lines for impedance matching", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, pp. 863-866, June 2008.