

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

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**



***Proyecto Fin de Carrera***

**ANÁLISIS Y DISEÑO DE UN RECEPTOR DE  
ALTAS PRESTACIONES PARA  
COMUNICACIONES EN BANDA Ka**

**(Analysis and Design of a High Performance  
Receiver for Ka-Band Communications)**

Para acceder al Título de

**INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN**

Autor: Javier Lozano González

Octubre – 2014



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

## INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

### CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

**Realizado por: Javier Lozano González**

**Director del PFC: Tomás Fernández Ibáñez**

**Título: “ ”**

**Title: “ “**

**Presentado a examen el día: 31 de Octubre de 2014**

para acceder al Título de

### INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Tazón Puente, Antonio

Secretario (Apellidos, Nombre): Fernández Ibáñez, Tomás

Vocal (Apellidos, Nombre): Casanueva López, Alicia

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

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFC  
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera N°  
(a      asignar                      por      Secretaría)

# *Agradecimientos*

---

En primer lugar, me gustaría dar las gracias a mi director de proyecto, Tomás Fernández, por su ayuda y disponibilidad permanentes, por la comprensión y paciencia sin límites que ha demostrado durante todo este tiempo, pero por encima de todo, por devolverme la ilusión y la motivación que había perdido.

A Jose Maria Agüero por ayudarme en la etapa inicial del proyecto.

A los profesores que he tenido durante la carrera por la contribución que han hecho en mi formación, y en especial, al Grupo de Radiofrecuencia y Microondas; a Antonio y Alicia, por la confianza depositada en mí durante este tiempo, a José Ángel, por su interés, y en general, a todos ellos por su amabilidad y cercanía.

A mis compañeros de promoción, por las vivencias compartidas.

A Santiago, por su disposición para resolver todos los problemas informáticos.

A la gente del departamento DICOM, por su acogida y hacerme sentir uno más, a Jessica y Nieves, por sus ánimos, y en especial a David por su amistad

A los compañeros con los que he compartido la realización de este proyecto; Quique, Alberto, David y Manolo, por los buenos momentos pasados.

A mis amigos de toda la vida; Chema, Nando, Carol, Noe y Mary, por estar siempre a mi lado, pero sobretodo por demostrarme su amistad en los malos momentos.

A Diana, por su entrega y el sacrificio personal que supuso este proyecto.

A mi familia, por estar siempre a mi lado. A mis abuelos, que por desgracia no pueden estar presentes conmigo compartiendo este momento, y en especial mi abuela Puri, la persona más buena del mundo.

Pero por encima de todo, quiero dar las gracias a las personas más importantes de mi vida, mis padres. Gracias por vuestra comprensión, por vuestro amor incondicional, por hacerme ser la persona que soy, por ser un ejemplo para mí y por mantener siempre la fe en mí en los momentos más difíciles. Vosotros más que nadie os merecéis esto.

# “Análisis y Diseño de un Receptor de Altas Prestaciones para Comunicaciones en Banda Ka”

## ***Palabras Clave:***

Amplificador de bajo ruido, banda Ka, lineal, parámetros S, figura de ruido, estabilidad, ganancia, coeficiente de reflexión, adaptación de entrada y salida, redes de adaptación, método de imagen-negativa, receptor, transistor, FET, HEMT, circuito equivalente en pequeña señal, microondas, líneas microstrip, sustrato, tecnología híbrida de microondas, optimización, Microwave Office.

## ***Resumen:***

En el presente proyecto fin de carrera se abarcará el análisis y diseño de un receptor para comunicaciones en Banda Ka, atendiendo principalmente aspectos clave en el diseño de este tipo de sistemas como son el ruido, la estabilidad, la ganancia, etc.

Se analizarán las características de los elementos que componen el receptor, proponiendo diseños alternativos que optimicen el comportamiento de los dispositivos existentes en el mercado, en aquellos elementos más críticos para las prestaciones del sistema, como es el caso de los amplificadores de bajo ruido.

Como novedad, en el diseño del amplificador de bajo ruido se hará uso del modelo de imagen negativa como alternativa a los métodos habituales de diseño.

Utilizando como herramienta base de trabajo el simulador MWOoffice, se propondrán diferentes modelos teniendo en cuenta la futura implementación física del dispositivo, para lo cual se emplearán componentes comerciales, con modelos existentes en las librerías del programa, de forma que se pueda llegar a una predicción precisa del comportamiento real que tendrá el dispositivo.

# **“Analysis and Design of a High Performance Receiver for Ka-Band Communications”**

## ***Keywords:***

Low Noise Amplifier, Ka Band, linear, S parameters, noise figure, stability, gain, reflection coefficient, input and output matching, matching networks, negative-image modeling, receiver, transistor, FET, HEMT, small-signal equivalent circuit, microwave, microstrip lines, substrate, microwave hybrid technology, optimization, Microwave Office.

## ***Abstract:***

This final degree project will focus on the analysis and design of a Ka-band communications receiver, mainly addressing key features in the design of this kind of systems such as noise, stability, gain, etc

The characteristics of the elements of the receiver will be discussed, suggesting alternative designs that optimize the performance of existing devices on the market, for those most critical elements to system performance, as in the case of low noise amplifiers.

An original technique will be introduced in the design of low noise amplifiers, the negative-image modeling, as an alternative to the traditional design methods.

Using MWOoffice simulator as basis work tool, different amplifier designs will be proposed considering the future physical implementation of the device. For this reason the designs will use commercial component models available in the program libraries in order to obtain an accurate prediction of the future real device performance.

# Índice

<b>Agradecimientos.....</b>	<b>iii</b>
<b>Índice .....</b>	<b>vii</b>
<b>Listado de Figuras .....</b>	<b>x</b>
<b>Listado de Tablas.....</b>	<b>xiii</b>
<b>Glosario de Términos .....</b>	<b>xiv</b>
<b>Capítulo 1 - Introducción .....</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación y Objetivos.....	1
1.2. Organización del Proyecto .....	3
<b>Capítulo 2 - Marco de Trabajo.....</b>	<b>4</b>
2.1. Introducción.....	4
2.2. El Espectro Electromagnético. Bandas de Frecuencias.....	4
2.3. Tipos de Estructuras de Receptores.....	7
2.3.1. Receptor Heterodino .....	8
2.3.2.1. Elección de la Frecuencia Intermedia en Receptores Heterodinos .....	11
2.3.2. Receptor de tipo Conversión (Zero-IF) .....	12
2.3.3. Receptor con Frecuencia Intermedia Baja (Low-IF) .....	15
<b>Capítulo 3 - El Ruido en el Receptor.....</b>	<b>17</b>
3.1. Introducción.....	17
3.2. Ruido en Sistemas de Microondas .....	17
3.3. Tipos de Ruido.....	19
3.3.1 Ruido interno .....	20
3.3.1.1 Ruido térmico .....	20
3.3.1.2 Shot noise (Ruido de disparo) .....	22
3.3.2 Ruido externo.....	23
3.4. Temperatura Equivalente de Ruido .....	24
3.5. Ruido en una Red de Dos Accesos.....	25
3.5.1. Ruido en una red de Dos Accesos Desadaptada .....	29

---

3.6. Ruido en una Cascada de Etapas.....	30
3.7. Análisis de la Figura de Ruido del Receptor.....	31
<b>Capítulo 4 – Conceptos Básicos en el Diseño de un LNA.....</b>	<b>38</b>
4.1. Introducción.....	38
4.2. Parámetros de Scattering .....	39
4.2.1. Flujos de Potencia .....	41
4.3. Adaptación.....	42
4.3.1. Coeficientes de Reflexión de Entrada y Salida .....	42
4.3.2. Adaptación Conjugada Simultánea.....	44
4.4. Ganancias de Potencia.....	44
4.4.1. Ganancia de Transferencia.....	46
4.4.2. Ganancia Disponible .....	47
4.4.3. Ganancia Operativa o de Potencia .....	47
4.4.4. Ganancia Unilateral.....	48
4.4.5. Ganancias Máximas.....	49
4.4.6. Círculos de Ganancia.....	50
4.5. Ruido en Amplificadores.....	51
4.5.1. Ganancia Asociada .....	52
4.5.2. Círculos de Ruido .....	52
4.6. Amplificadores Multi-Etapa.....	53
4.7. Estabilidad .....	54
4.7.1. Círculos de Estabilidad .....	57
4.8. Linealidad.....	58
<b>Capítulo 5 – Modelo de Imagen Negativa .....</b>	<b>60</b>
5.1. Introducción.....	60
5.2. Explicación del Modelo de Imagen Negativa .....	60
5.2.1. Diseño del Amplificador usando Elementos Reactivos Negativos .....	61
5.2.2. Síntesis de las Redes de Adaptación Reales.....	63
5.2.3. Obtención del Amplificador Completo .....	64
5.3. Elección de las Redes de Entrada y Salida en un FET .....	65
5.4. Aplicación del Modelo de Imagen Negativa en el Diseño de un LNA.....	68
5.4.1. Modelo de Imagen Negativa.....	68
5.4.2. Síntesis de las Redes de Adaptación .....	69
5.4.3. Amplificador Completo.....	72
5.4.4. Validez para Diferentes Topologías de Redes de Adaptación .....	74
<b>Capítulo 6 – Diseño del LNA.....</b>	<b>77</b>
6.1. Introducción.....	77
6.2. Elección del Transistor .....	78
6.2.1. Tipos de Transistores .....	78
6.2.2. Polarización del Transistor. Curvas Características.....	79
6.2.3. Transistores Seleccionados para el Diseño del LNA .....	81
6.3. Líneas de Transmisión .....	83

---

6.3.1. Comparativa .....	84
6.3.2. Líneas Microstrip .....	85
6.3.3. Sustrato Empleado en los Diseños.....	89
6.4. Estrategias de Diseño .....	90
6.4.1. Red de Entrada.....	92
6.4.2. Red de Salida .....	92
6.5. Diseño de las Redes de Polarización .....	92
6.6. Configuración de las Redes de Adaptación.....	97
6.7. Resultados del Diseño del LNA para el modelo FHR20X.....	100
6.7.1. Modelo de Imagen Negativa.....	102
6.7.2. Redes de Adaptación.....	103
6.7.3. Amplificador Completo.....	106
6.8. Resultados del Diseño del LNA para el modelo MGFC4453A .....	108
<b>Capítulo 7 – Conclusiones y Líneas Futuras .....</b>	<b>112</b>
7.1. Conclusiones .....	112
7.2. Líneas Futuras .....	112
<b>Bibliografía.....</b>	<b>115</b>
<b>Anexo A.....</b>	<b>119</b>
<b>Anexo B.....</b>	<b>121</b>
<b>Anexo C.....</b>	<b>123</b>

---

# *Listado de Figuras*

---

Figura 2.1 – Espectro Electromagnético.....	5
Figura 2.2 – Receptor Heterodino.....	8
Figura 2.3 – Diagrama de Bloques de un Receptor de Conversión Directa. ....	13
Figura 2.4 – Receptor de tipo Low-IF. ....	15
Figura 3.1 – Ilustración del fondo de ruido de un amplificador [3]. ....	18
Figura 3.2 – Probabilidad de error ( $P_e$ ) en función de la relación portadora-ruido C/N para varios tipos de modulaciones digitales [4]. ....	19
Figura 3.3 – Voltaje aleatorio generado por el ruido térmico. ....	21
Figura 3.4 – Circuito equivalente de Thevenin del ruido térmico generado por una resistencia.....	22
Figura 3.5 – Modelado de una fuente de ruido por su temperatura equivalente de ruido [3].....	24
Figura 3.6 – Cálculo del factor de ruido en una red de dos accesos.....	25
Figura 3.7 – Degradación de SNR por el ruido en un amplificador (a) Respuesta en frecuencia a la entrada (b) Respuesta en frecuencia a la salida [12].....	26
Figura 3.8 – Temperaturas equivalentes de ruido para una red de dos accesos (a) sin ruido (b) con ruido .....	27
Figura 3.9 – Relación entre la degradación de SNR y $T_e$ según la temperatura del sistema $T_s$ [12]... 28	
Figura 3.10 – Equipos de medida de la figura de ruido de Agilent. (a) Fuente de ruido N4002A SNS Series10MHz-26.5GHz (b) Analizador de figura de ruido N8975A 10MHz- 26.5GHz.....	29
Figura 3.11 – Ruido en un amplificador desadaptado en la entrada [3].....	30
Figura 3.12 – Ruido en una red de dos etapas [12]. ....	30
Figura 3.13 – Etapas de entrada típica del LNB para un receptor en Banda K.....	32
Figura 3.14 – Etapas de entrada típica del LNB para un receptor en Banda K juntando etapas de amplificación.....	36
Figura 4.1 – Red de dos accesos. ....	39
Figura 4.2 – Analizadores de redes de Agilent. (a) E8364A PNA Series 45MHz-50GHz (b) N5242A PNA-X 10MHz-26.5GHz.....	41
Figura 4.3 – Red de dos accesos conectada a un generador y una carga. ....	42
Figura 4.4 – Circuitos equivalentes de entrada y salida.....	44
Figura 4.5 – Respuesta de un amplificador no lineal.....	59

Figura 5.1 – Esquema del modelo de imagen negativa.....	62
Figura 5.2 – Caracterización de las redes de adaptación de entrada y salida en el modelo de imagen negativa.....	62
Figura 5.3 – Síntesis de la red de adaptación de entrada.....	63
Figura 5.4 – Síntesis de la red de adaptación de salida.....	64
Figura 5.5 – Obtención del amplificador completo.....	64
Figura 5.6 – Modelo equivalente en pequeña señal de un FET.....	66
Figura 5.7 – Topología de las redes de adaptación de entrada y salida en el modelo de imagen negativa de un FET.....	66
Figura 5.8 – Modelo de imagen negativa optimizado del amplificador NE32400A.....	68
Figura 5.9 – Ganancia y figura de ruido del modelo de imagen negativa del amplificador NE32400A.....	69
Figura 5.10 – Síntesis de la red de adaptación de entrada del amplificador NE32400A.....	69
Figura 5.11 – Síntesis de la red de adaptación de salida del amplificador NE32400A.....	70
Figura 5.12 – Red de adaptación de entrada del amplificador NE32400A.....	70
Figura 5.13 – Red de adaptación de salida del amplificador NE32400A.....	70
Figura 5.14 – Coeficientes de reflexión de las síntesis de las redes de adaptación del amplificador NE32400A (a) Red de entrada (b) Red de salida (c) Ambas redes.....	71
Figura 5.15 – Amplificador completo NE32400A.....	72
Figura 5.16 – Ganancia y figura de ruido del amplificador NE32400A.....	73
Figura 5.17 – Comparativa de la ganancia y figura de ruido entre el amplificador del modelo de imagen negativa y el amplificador completo del NE32400A.....	73
Figura 5.18 – Red de adaptación de entrada OPCION 2 del amplificador NE32400A.....	74
Figura 5.19 – Red de adaptación de salida OPCION 2 del amplificador NE32400A.....	75
Figura 5.20 – Coeficientes de reflexión de las síntesis de las redes de adaptación OPCION 2 del amplificador NE32400A (a) Red de entrada (b) Red de salida (c) Ambas redes.....	75
Figura 5.21 – Comparativa de la ganancia y figura de ruido entre el amplificador del modelo de imagen negativa, el amplificador completo y el amplificador completo OPCION 2 del NE32400A.....	76
Figura 6.1 – Figura de ruido mínima de los transistores en función de la frecuencia.....	79
Figura 6.2 – Puntos de trabajo de un transistor GaAs FET [40].....	80
Figura 6.3 – Tipos de líneas de transmisión empleadas en circuitos integrados de microondas [41].....	84
Figura 6.4 – Comparativa entre los distintos tipos de líneas de transmisión [41].....	84
Figura 6.5 – Geometría de una línea microstrip (vista 3D).....	85
Figura 6.6 – Sección transversal de una línea microstrip (a) Geometría (b) Distribución de campos [42].....	85
Figura 6.7 – Representación de las líneas de campo en una línea microstrip (a) Medios no homogéneos (b) Medio homogéneo equivalente.....	87
Figura 6.8 – Constante dieléctrica efectiva de la línea para diferentes relaciones de aspecto (W/H) y constantes dieléctricas [41].....	87

Figura 6.9 – Impedancia característica de la línea para diferentes relaciones de aspecto (W/H) y sustratos con alta (a) y baja (b) constante dieléctrica [41].	88
Figura 6.10 – Característica dispersiva de las líneas [40].	89
Figura 6.11 – Esquema del transistor conectado a las impedancias de referencia.	90
Figura 6.12 – Esquema del amplificador completo con las redes de adaptación.	90
Figura 6.13 – Esquema de polarización del transistor.	93
Figura 6.14 – Stub radial de las redes de polarización.	94
Figura 6.15 – Impedancia del stub radial de las redes de polarización en (a) Carta Smith (b) Gráfico rectangular.	94
Figura 6.16 – Condensador real (a) Circuito equivalente (b) Impedancia característica.	95
Figura 6.17 – Redes de polarización (a) Puerta (b) Drenador.	96
Figura 6.18 – Impedancia de entrada de las redes de polarización (a) Carta de Smith (b) Gráfico Rectangular.	96
Figura 6.19 – Esquema de un sistema multi-etapa de $50\Omega$ .	97
Figura 6.20 – Esquema de las secciones línea-stub para optimizar la red de adaptación de entrada.	99
Figura 6.21 – Esquema de las secciones línea-stub para optimizar la red de adaptación de salida.	99
Figura 6.22 – Introducción de la red de polarización de puerta en la red de adaptación de entrada.	100
Figura 6.23 – Introducción de la red de polarización de drenador en la red de adaptación de salida.	100
Figura 6.24 – Círculos de ruido (marrón) y estabilidad de entrada (azul) y salida (rosa) del transistor FHR20X.	101
Figura 6.25 – Modelo de imagen negativa optimizado del amplificador FHR20X.	102
Figura 6.26 – Ganancia y figura de ruido del modelo de imagen negativa del amplificador FHR20X.	102
Figura 6.27 – Síntesis de la red de adaptación de entrada del amplificador FHR20X.	103
Figura 6.28 – Síntesis de la red de adaptación de salida del amplificador FHR20X.	103
Figura 6.29 – Red de adaptación de entrada del amplificador FHR20X.	104
Figura 6.30 – Red de adaptación de salida del amplificador FHR20X.	104
Figura 6.31 – Coeficientes de reflexión de las síntesis de las redes de adaptación del amplificador FHR20X (a) Red de entrada (b) Red de salida (c) Ambas redes.	105
Figura 6.32 – Amplificador completo FHR20X.	106
Figura 6.33 – Ganancia y figura de ruido del amplificador FHR20X.	106
Figura 6.34 – Coeficientes de reflexión del amplificador FHR20X.	107
Figura 6.35 – Estabilidad del amplificador FHR20X.	108
Figura 6.36 – Modelo de imagen negativa optimizado del amplificador MGFC4453A.	109
Figura 6.37 – Ganancia y figura de ruido del modelo de imagen negativa del amplificador MGFC4453A.	109
Figura 6.38 – Ganancia y figura de ruido del amplificador MGFC4453A.	110
Figura 6.39 – Coeficientes de reflexión del amplificador MGFC4453A.	110
Figura 6.40 – Estabilidad del amplificador MGFC4453A.	111

---

# *Listado de Tablas*

---

Tabla 2.1 – Bandas de frecuencias definidas por la ITU.....	6
Tabla 2.2 – Bandas de frecuencias de radar definidas por el IEEE.....	7
Tabla 3.1 – Estudio de la figura de ruido de un receptor en Banda K. Ganancia 2 <sup>a</sup> y 3 <sup>a</sup> etapas G <sub>2</sub> =G <sub>3</sub> =10dB. Pérdidas de inserción del filtro de la última etapa NF <sub>5</sub> =1dB. (*).....	34
Tabla 3.2 – Estudio de la figura de ruido de un receptor en Banda K. Ganancia 2 <sup>a</sup> y 3 <sup>a</sup> etapas G <sub>2</sub> =G <sub>3</sub> =10dB. Pérdidas de inserción del filtro de la última etapa NF <sub>5</sub> =5dB. (*).....	35
Tabla 3.3 – Estudio de la figura de ruido de un receptor en Banda K. Ganancia 2 <sup>a</sup> y 3 <sup>a</sup> etapas G <sub>2</sub> =G <sub>3</sub> =10dB. Pérdidas de inserción del de la última etapa NF <sub>5</sub> =10dB. (*).....	35
Tabla 3.4 – Estudio de la figura de ruido de un receptor en Banda K. Ganancia 2 <sup>a</sup> y 3 <sup>a</sup> etapas conjuntas G <sub>2etapas</sub> =15dB. Pérdidas de inserción del filtro de la última etapa NF <sub>5</sub> =10dB. (*).....	37
Tabla 4.1 – Descripción de los parámetros de Scattering en una red de 2 accesos.....	40
Tabla 6.1 – Cinco tipos de redes de polarización básicas [17].....	81
Tabla 6.2 – Comparativa de las características de varios sistemas de transporte de señal [3]......	83
Tabla 6.3 – Parámetros del sustrato empleados en los diseños del LNA.....	89

# ***Glosario de Términos***

---

<b>Banda X:</b>	Banda de frecuencias del IEEE comprendidas entre los 8-12Ghz.
<b>Banda Ka:</b>	Banda de frecuencias del IEEE comprendidas entre los 12-18Ghz.
<b>Banda K:</b>	Banda de frecuencias del IEEE comprendidas entre los 18-26,5Ghz.
<b>Banda Ku:</b>	Banda de frecuencias del IEEE comprendidas entre los 26,5-40Ghz.
<b>BJT:</b>	(Del inglés Bipolar Joint Transistor). Transistor de unión bipolar.
<b>BW:</b>	(Del inglés Bandwidth). Ancho de banda de la señal.
<b>C:</b>	Capacidad.
<b>CA:</b>	Circuito abierto.
<b>CC:</b>	Cortocircuito.
<b>CNR ó C/N:</b>	(Del inglés Carrier to Noise Ratio). Relación portadora a ruido.
<b>F:</b>	Factor de ruido.
<b>F<sub>min</sub>:</b>	Factor de ruido mínimo.
<b>FET:</b>	(Del inglés Field Effect Transistor). Transistor de Efecto de Campo.
<b>g<sub>m</sub>:</b>	Transconductancia.
<b>G<sub>A</sub>:</b>	(Del inglés Available Power Gain). Ganancia de potencia disponible de una red de dos accesos..
<b>G<sub>MAG</sub>:</b>	(Del inglés Maximum Available Gain). Máxima ganancia disponible de una red de dos accesos.
<b>G<sub>MSG</sub>:</b>	(Del inglés Maximum Stable Gain). Máxima ganancia estable de una red de dos accesos.
<b>G<sub>P</sub>:</b>	(Del inglés Operating Power Gain). Ganancia de potencia ó ganancia operativa de una red de dos accesos.
<b>G<sub>S</sub>:</b>	(Del inglés Associated Gain). Ganancia asociada de una red de dos accesos.

<b>G<sub>T</sub>:</b>	(Del inglés Transducer Power Gain). Ganancia de transferencia de una red de dos accesos.
<b>HEMT:</b>	(Del inglés High Electron Mobility Transistor). Transistor de efecto de campo con alta movilidad de electrones.
<b>HMIC:</b>	(Del inglés Hybrid Microwave Integrated Circuit). Circuito integrado híbrido de microondas.
<b>I<sub>d</sub>:</b>	Intensidad de drenador en un transistor FET.
<b>IEEE:</b>	(Institute of Electrical and Electronics Engineer).
<b>IF:</b>	(Del inglés Intermediate Frequency). Frecuencia Intermedia.
<b>ITU:</b>	(International Telecommunications Union).
<b>K:</b>	Constante de Boltzmann. ( $1,38 \times 10^{-23}$ W/Hz/K).
<b>K:</b>	Factor de estabilidad de Rollet. (No relacionada con la constante de Boltzmann K).
<b>L:</b>	Bobina ó inducción.
<b>LNA:</b>	(Del inglés Low Noise Amplifier). Amplificador de bajo ruido.
<b>LNB:</b>	(Del inglés Low Noise Block). Bloque de bajo ruido.
<b>M:</b>	(Del inglés Noise Measure). Medida de Ruido.
<b>Mason's U:</b>	(Del inglés Mason's invariant). Invariante de Mason.
<b>MDS:</b>	(Del inglés Minimum Discernable Signal). Señal Mínima Detectable. También conocida como <i>noise floor</i> o <i>fondo de ruido</i> .
<b>MIC:</b>	(Del inglés Microwave Integrated Circuit). Circuito integrado de microondas.
<b>MMIC:</b>	(Del inglés Monolithic Microwave Integrated Circuit). Circuito integrado monolítico de microondas.
<b>MESFET:</b>	(Del inglés Metal Semiconductor FET). Metal semiconductor FET.
<b>MOSFET:</b>	(Del inglés Metal Oxide Semiconductor FET). Metal óxido semiconductor FET.
<b>NF:</b>	(Del inglés Noise Figure). Figura de ruido.
<b>PCB:</b>	(Del inglés Printed Circuit Board). Placa de circuito impreso.
<b>P<sub>e</sub>:</b>	Probabilidad de error en el bit.
<b>P<sub>1dB</sub>:</b>	Punto de compresión de 1dB. Parámetro que determina la linealidad del dispositivo.
<b>RF:</b>	Radiofrecuencia.
<b>R:</b>	Resistencia.
<b>RC:</b>	Circuito compuesto por una resistencia y condensador.

---

<b>RLC:</b>	Circuito compuesto por una resistencia, condensador y bobina.
<b>R<sub>g</sub>:</b>	Resistencia de puerta en transistores FET.
<b>R<sub>gd</sub>:</b>	Resistencia puerta-drenador en transistores FET.
<b>R<sub>gs</sub>:</b>	Resistencia puerta-fuente en transistores FET.
<b>R<sub>i</sub>:</b>	Resistencia de carga.
<b>S:</b>	Parámetros de Scattering.
<b>SCIR1:</b>	(Del inglés Input Stability Circles). Círculos de estabilidad de entrada de una red de dos accesos en Microwave Office (en el plano del generador $\Gamma_S$ ).
<b>SCIR2:</b>	(Del inglés Output Stability Circles). Círculos de estabilidad de salida de una red de dos accesos en Microwave Office (en el plano de carga $\Gamma_L$ ).
<b>SMD:</b>	(Del inglés Surface-Mount Device). Dispositivo de Montaje Superficial.
<b>Stub:</b>	Línea de transmisión dispuesta en paralelo, terminada en cortocircuito ó circuito abierto.
<b>SNR ó S/N:</b>	(Del inglés Signal to Noise Ratio). Relación señal a ruido.
<b>T<sub>a</sub>:</b>	Temperatura equivalente de ruido de la antena.
<b>T<sub>e</sub>:</b>	Temperatura equivalente de ruido.
<b>T<sub>r</sub>:</b>	Temperatura equivalente de ruido del receptor.
<b>Transceptor:</b>	Conjunto de transmisor y receptor de un sistema de comunicaciones.
<b>T<sub>s</sub>:</b>	Temperatura equivalente de ruido del sistema.
<b>U:</b>	Factor de Unilateralidad. (No relacionada con Mason's U).
<b>V<sub>ds</sub>:</b>	Tensión entre los terminales drenador-fuente en un transistor FET.
<b>V<sub>gs</sub>:</b>	Tensión entre los terminales puerta-fuente en un transistor FET.
<b>V<sub>p</sub>:</b>	Tensión de pinch-off en un transistor FET.
<b>Z<sub>IN</sub>:</b>	Impedancia de entrada de una red de dos accesos (mirando hacia dentro de la red).
<b>Z<sub>L</sub>:</b>	Impedancia de carga que se ve desde la salida de una red de dos accesos.
<b>Z<sub>OPT</sub>:</b>	Impedancia de generador óptima de una red de dos accesos para conseguir minimizar el ruido que introduce la red.
<b>Z<sub>0</sub>:</b>	Impedancia estándar de referencia (50Ω en este proyecto).
<b>Z<sub>OUT</sub>:</b>	Impedancia de salida de una red de dos accesos (mirando hacia dentro de la red).
<b>Z<sub>S</sub>:</b>	Impedancia del generador que se ve desde la entrada de una red de dos accesos.
<b>λ:</b>	Longitud de onda.

$\epsilon_0$ :	Permitividad en el espacio libre ( $8,854 \times 10^{-12}$ F/m <sup>2</sup> ).
$\epsilon_r$ :	Constante dieléctrica relativa. Permitividad de un material respecto a la permitividad del espacio libre.
$\Gamma$ :	Coefficiente de reflexión.
$\Gamma_L$ :	Coefficiente de reflexión de carga se ve desde la salida de una red de dos accesos.
$\Gamma_{IN}$ :	Coefficiente de reflexión de entrada de una red de dos accesos (mirando hacia dentro de la red).
$\Gamma_{OPT}$ :	Coefficiente de reflexión del generador óptimo que debe tener una red de dos accesos para conseguir minimizar el ruido que introduce la red.
$\Gamma_{OUT}$ :	Coefficiente de reflexión de salida de una red de dos accesos (mirando hacia dentro de la red).
$\Gamma_S$ :	Coefficiente de reflexión del generador que se ve desde la entrada de una red de dos accesos.
$\mu_1$ :	Parámetro de estabilidad de Edwards-Sinsky para la impedancia de entrada de una red de dos accesos (en el plano de carga $\Gamma_L$ ).
$\mu_2$ :	Parámetro de estabilidad de Edwards-Sinsky para la impedancia de salida de una red de dos accesos (en el plano del generador $\Gamma_S$ ).

# *Capítulo 1*

---

## *Introducción*

### **1.1. Motivación y Objetivos**

El desarrollo de la Sociedad de la Información, unido a la creciente demanda de los servicios de telecomunicaciones que ello supone, hace que los sistemas de transmisión y recepción tengan un papel fundamental dentro del proceso global de la comunicación. Cada vez se requieren mayores anchos de banda que permitan la transmisión de grandes cantidades de información en el menor tiempo posible, exigiéndose además, que la recepción de la señal cumpla con unos estrictos criterios de calidad. Todos estos requerimientos implican la necesidad de disponer de unos equipos de transmisión y recepción óptimos, que permitan al destinatario final recibir la información en perfectas condiciones. En definitiva, el objetivo fundamental que debe cumplir todo sistema de comunicaciones es conseguir hacer llegar al receptor la información transmitida sin que ésta sufra ninguna alteración. Todo ello unido además, a que en su conjunto, la comunicación debe ser un proceso transparente para ambos interlocutores; transmisor y receptor.

El presente proyecto, partiendo de un punto de vista global de los equipos transmisores y receptores, se centrará en una de las partes más sensibles de todo el sistema, la recepción, analizando las características fundamentales de los receptores de microondas, atendiendo aspectos claves como el ruido, la ganancia, la estabilidad, etc.

Se prestará especial atención al comportamiento de uno de los parámetros más críticos para el rendimiento del receptor; la figura de ruido, la cual es imprescindible

controlar si se pretende conseguir un nivel de calidad idóneo en la señal recibida. Con tal motivo, se estudiarán cuáles son los dispositivos más sensibles a la hora de determinar el ruido dentro del receptor.

Con el objetivo de diseñar un receptor de altas prestaciones, se propondrán diversas soluciones como alternativa a los productos existentes en el mercado para aquellos dispositivos más importantes desde el punto de vista del ruido del receptor, de manera que se consiga mejorar las prestaciones que ofrecen este tipo de productos.

Para diseñar los dispositivos que proporcionen un sistema de altas prestaciones, se empleará la herramienta de simulación Microwave Office. Se evaluarán diferentes métodos de diseño con los que poder satisfacer los objetivos propuestos, optando por aquellos que proporcionen una solución eficaz y precisa, como es el caso del método del modelo de imagen negativa, que se aplicará en el diseño de uno de los componentes más importantes del receptor, el amplificador de bajo ruido.

Para que los resultados obtenidos en los diseños del amplificador de bajo ruido se aproximen lo máximo posible al comportamiento real, se tendrán en cuenta los problemas relacionados con la futura implementación física de los mismos, de esta manera se logrará tener una estimación bastante precisa del rendimiento real del dispositivo. Se realizarán diferentes modelos de diseño con distintos componentes y se comprobará la mejora de los resultados mediante las simulaciones correspondientes.

El trabajo realizado en el presente proyecto se engloba dentro de los sistemas de radiocomunicaciones. El espectro radioeléctrico es un recurso escaso y compartido, que exige, cada vez más, trabajar en bandas de frecuencias superiores, con las complicaciones añadidas que esto supone para las prestaciones de los componentes. En el caso particular de este proyecto, el sistema de comunicaciones propuesto se desarrolla en la banda de frecuencias denominada Banda Ka (27-40GHz) con un ancho de banda de trabajo específico de 1GHz. El rango de frecuencias de funcionamiento de los receptores de sistemas de comunicaciones en Banda Ka se encuentra entre 20.2-21.2GHz, correspondientes a la banda de frecuencias inferior denominada Banda K (18-27GHz). El valor de la figura de ruido del receptor que se ha tomado como referencia en el proyecto es de 1.3dB, correspondiente con el valor más bajo de la figura de ruido de las especificaciones comerciales para el bloque de bajo ruido (LNB) de los receptores para sistemas de comunicaciones en Banda Ka.

## 1.2. Organización del Proyecto

La documentación del proyecto se ha estructurado en los capítulos que se detallan a continuación:

- **Capítulo 2 – Marco de Trabajo:** se describen las diferentes arquitecturas de Receptores de RF utilizados actualmente en equipos de comunicaciones, haciendo especial hincapié en las ventajas y desventajas que presenta cada una de ellas.
- **Capítulo 3 – El Ruido en el Receptor:** se estudian las distintas fuentes de ruido en un receptor de microondas, caracterizando su comportamiento en una red de dos accesos en términos de la figura de ruido, para determinar cuáles son los dispositivos más importantes que determinan la figura de ruido del receptor.
- **Capítulo 4 – Conceptos Básicos en el diseño de un LNA:** se explican los fundamentos teóricos necesarios para el diseño de un amplificador de bajo ruido, abordando conceptos relacionados con el ruido, ganancia, estabilidad, adaptación, etc.
- **Capítulo 5 – Modelo de Imagen Negativa:** se presenta un método eficaz para encontrar las impedancias de generador y carga del amplificador que permitan conseguir un determinado rendimiento, proporcionando un punto de partida más preciso para sintetizar las redes de adaptación y una mejor predicción del rendimiento que puede lograrse.
- **Capítulo 6 – Diseño del LNA:** se desarrolla el proceso de diseño del amplificador de bajo ruido para dos modelos de transistores diferentes, detallando las configuraciones escogidas para las redes de polarización y las redes de adaptación de entrada y salida, analizando los resultados obtenidos.
- **Capítulo 7 – Conclusiones y Líneas Futuras:** se exponen las principales conclusiones extraídas a lo largo de la realización del proyecto, y se comentan futuras líneas de trabajo.
- **Bibliografía:** se enumeran las referencias y la documentación consultada para la elaboración del proyecto.
- **Anexos:** se indican los parámetros S y parámetros de ruido de los modelos de transistores empleados en los diseños.

# *Capítulo 2*

---

## *Marco de Trabajo*

### **2.1. Introducción**

En este tema se presentarán diferentes arquitecturas de Receptores de RF utilizados actualmente en equipos de comunicaciones. Se hará especial hincapié en las ventajas y desventajas que cada una presenta sobre las demás. Puesto que el fin buscado será la integración de todo el subsistema receptor en un solo chip, se pondrán de manifiesto las limitaciones que las diferentes estructuras presentan a tal fin.

### **2.2. El Espectro Electromagnético. Bandas de Frecuencias**

El término microondas hace referencia a las señales cuya frecuencia está comprendida entre 300 MHz-300 GHz, es decir, señales con un rango de longitud de onda entre 1m-1mm. Debido a las altas frecuencias y, en consecuencia, bajas longitudes de onda, no es posible aplicar la teoría clásica de circuitos para resolver problemas de redes de microondas. Así, será necesario utilizar las ecuaciones de Maxwell para caracterizar el comportamiento de los dispositivos que operan en estas frecuencias.

Las características de las microondas dificultan el diseño de los dispositivos que trabajan en este rango de frecuencias. A pesar de esto, presenta ventajas importantes para muchas aplicaciones usadas en la actualidad:

- Las frecuencias de microondas son apropiadas para los sistemas radar por su mayor eficiencia a la hora de detectar objetivos.
- Diferentes resonancias moleculares, atómicas y nucleares ocurren a frecuencias de microondas por lo que se aplican en diagnóstico y tratamiento médico.
- Se puede obtener un ancho de banda absoluto mayor a frecuencias más altas. Este es un factor muy importante porque las bandas de frecuencia disponibles en el espectro electromagnético son un recurso limitado.
- La ganancia de la antena es proporcional a su tamaño eléctrico. A frecuencias más altas es posible una mayor ganancia de la antena para un tamaño físico dado.
- Las señales de microondas viajan por línea de visión directa y no se curvan al pasar por la ionosfera como ocurre con las señales de frecuencias más bajas.

Todas estas razones hacen que las microondas estén muy presentes en la actualidad en aplicaciones como; comunicaciones por satélite, comunicaciones móviles, redes inalámbricas, localización de objetivos, predicción meteorológica, control de tráfico aéreo, navegación marina, control de misiles, aviación, vigilancia, telecomunicaciones, etc.

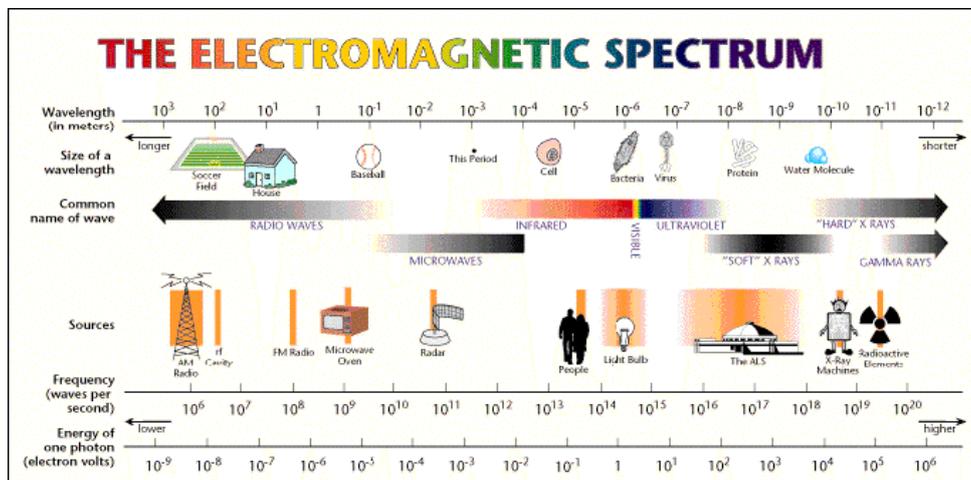


Figura 2.1 – Espectro Electromagnético.

En la Tabla 2.1 se puede ver la recomendación establecida por la International Telecommunications Union (ITU) [1] para la nomenclatura para las frecuencias y longitudes de onda usadas en telecomunicaciones.

Nombre	Abrev. inglesa	Banda ITU	Frecuencias	Longitud de onda	Usos más frecuentes
Frecuencias Tremendamente Bajas	<b>TLF</b>		<3Hz	>100.000Km	Frecuencia a la que trabaja la actividad neuronal
Frecuencias Extremadamente Bajas	<b>ELF</b>	<b>1</b>	3Hz-30Hz	100.000Km-10.000Km	Comunicaciones con submarinos a gran profundidad (sonar)
Frecuencias Súper Bajas	<b>SLF</b>	<b>2</b>	30Hz-300Hz	10.000Km-1.000Km	Comunicaciones con submarinos
Frecuencias Ultra Bajas	<b>ULF</b>	<b>3</b>	300Hz-3.000Hz	1.000Km-100Km	Comunicaciones con submarinos y minas
Frecuencias Muy Bajas	<b>VLF</b>	<b>4</b>	3KHz-30KHz	100Km-10Km	Enlaces de radio a gran distancia, Radioayuda, Navegación
Frecuencias Bajas	<b>LF</b>	<b>5</b>	30KHz-300KHz	10Km-1Km	Enlaces de radio a gran distancia, Navegación aérea y marítima
Frecuencias Medias	<b>MF</b>	<b>6</b>	300KHz-3.000KHz	1Km-100m	Radiodifusión AM (onda media), Radioaficionado
Frecuencias Altas	<b>HF</b>	<b>7</b>	3MHz-30MHz	100m-10m	Radiodifusión AM (onda corta), Com. barco-costa barco-avión
Frecuencias Muy Altas	<b>VHF</b>	<b>8</b>	30MHz-300MHz	10m-1m	Enlaces de radio a corta distancia, TV, Radio FM
Frecuencias Ultra Altas	<b>UHF</b>	<b>9</b>	300MHz-3.000MHz	1m-100mm	TV, Radar, Móviles, Satélites, Microondas, Radioastronomía
Frecuencias Súper Altas	<b>SHF</b>	<b>10</b>	3GHz-30GHz	100mm-10mm	Radar, Móviles, Satélites, Microondas, Radioastronomía
Frecuencias Extremadamente Altas	<b>EHF</b>	<b>11</b>	30GHz-300GHz	10mm-1mm -	Radar, Satélites, Microondas, Radioastronomía
Frecuencias Tremendamente Altas	<b>THF</b>	<b>12</b>	300GHz-3.000GHz	1m-100µm	Aplicaciones sub-milimétricas

Tabla 2.1 – Bandas de frecuencias definidas por la ITU.

Desde la Segunda Guerra Mundial, los ingenieros de sistemas de radar han utilizado designaciones de letras como notación abreviada para describir las bandas de frecuencias de funcionamiento. Cada banda de radar tiene sus propias características, aplicaciones y limitaciones ambientales, que con la designación mediante letras se pueden especificar de forma más cómoda y precisa. Esta práctica ha continuado a lo largo de los años y continúa vigente hoy en día, ampliándose su uso no solo a aplicaciones de radar.

El Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) define un estándar [2] para la designación de letras para las bandas de frecuencias de radar que se muestra en la Tabla 2.2. La esencia de esta designación es subdividir las bandas de frecuencias definidas por la ITU de conformidad con la práctica de radar, sin conflicto o ambigüedad alguna. La designación de letras del IEEE es consistente con la nomenclatura establecida por la ITU. En el caso de las bandas de alta y muy alta frecuencia (HF y VHF respectivamente por sus siglas en inglés) el rango de frecuencias es idéntico en ambos sistemas.

NOMBRE	FRECUENCIAS
HF	3MHz-30MHz
VHF	30MHz-300MHz
UHF	300MHz-1000MHz
L	1GHz-2GHz
S	2GHz-4GHz
C	4GHz-8GHz
X	8GHz-12GHz
Ku	12GHz-18GHz
K	18GHz-27GHz
Ka	27GHz-40GHz
V	40GHz-75GHz
W	75GHz-110GHz
mm	110GHz-300GHz

Tabla 2.2 – Bandas de frecuencias de radar definidas por el IEEE.

### 2.3. Tipos de Estructuras de Receptores

Uno de los requerimientos más importantes hoy en día en el campo de la electrónica aplicada a los sistemas de telecomunicaciones es la obtención de productos competitivos al menor coste posible. La solución para lograr esta meta pasa por el desarrollo de sistemas integrados en un único chip lo que, en producción masiva, abarata costes no solo de fabricación sino también en los procesos de montaje y ajuste. Desgraciadamente, el proceso de integración en un solo chip no puede tratarse como un simple intercambio de componentes discretos por su equivalente monolítico. Existe toda una serie de consideraciones que fuerzan a afrontar el proceso de integración de un receptor como un nuevo diseño eléctrico en el que se hace necesario tener en cuenta el comportamiento total del subsistema y no sólo el comportamiento de cada componente del mismo.

Los diseños tradicionales de receptores de RF involucraban un largo número de componentes lo que se traducía por un lado en un alto coste y por otro en la necesidad de altos niveles de potencia de continua para su alimentación. Como solución a estos

problemas, se ha planteado una serie de estructuras de conversores que intentan minimizar el número necesario de componentes externos al chip (off-chip components). En las siguientes secciones se tratarán las diferentes arquitecturas presentadas, así como las ventajas y desventajas de cada una de ellas.

Puesto que en la mayoría de los sistemas de comunicaciones actuales trabajan con modulaciones complejas (QPSK, OFDM, etc.) se van a tratar los diferentes esquemas de receptores en el caso particular de que las señales en banda base vengan dadas por sus componentes I/Q. De esta forma se analizarán los problemas que plantea cada estructura convertora, desde el punto de vista de un posterior procesado en banda base, así como los rasgos distintivos de cada una de ellas. También se identificarán los puntos críticos sobre los que hay que poner especial atención cuando se realiza el diseño de uno de estos conversores.

### 2.3.1. Receptor Heterodino

Desde su invención, el receptor Heterodino ha sido la solución más recurrida en los sistemas de comunicaciones de RF. En la Figura 2.2 se muestra un esquema típico de uno de estos receptores.

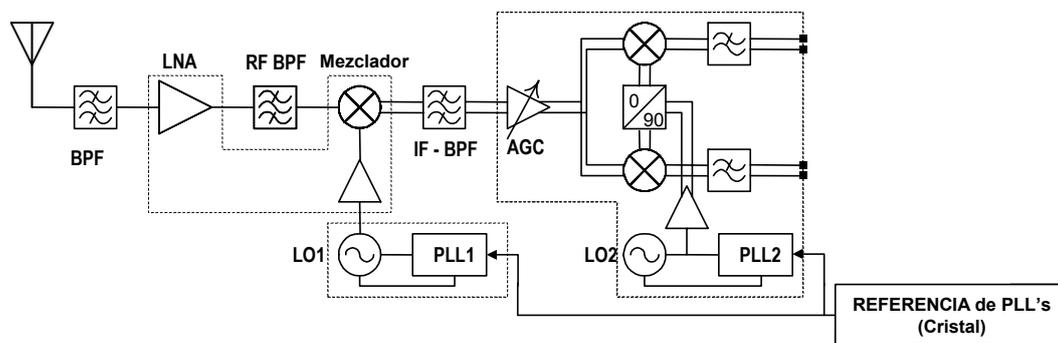


Figura 2.2 – Receptor Heterodino.

Haciendo un breve repaso de los componentes que se encuentran en un receptor de este tipo, podemos comenzar por un filtro paso banda situado justamente delante del amplificador de bajo ruido (*LNA*). La función principal de este filtro es eliminar cualquier señal existente distinta a la banda de interés, así como la de eliminar la *frecuencia imagen*.

Si la frecuencia del oscilador local es  $f_{OL}$ , la frecuencia de la señal de RF es  $f_{RF}$  y la frecuencia de la señal de interés (frecuencia intermedia) es  $f_{IF}$ , se tenía que la definición de frecuencia intermedia venía dada como:

$$f_{IF} = f_{RF} - f_{OL} \quad (1.1)$$

De la misma forma, la frecuencia imagen, se define en función de las diferentes frecuencias existentes en el sistema como:

$$f_{imagen} = 2f_{OL} - f_{RF} = f_{RF} \pm 2f_{IF} \quad (1.2)$$

La idea del receptor Heterodino es que una vez seleccionado y amplificado el espectro de interés, rechazando hasta un nivel aceptable la frecuencia imagen, se realiza la conversión del mismo hasta una frecuencia intermedia,  $f_{IF}$ , en la que es posible hacer la selección de canal (caso Superheterodino) o el procesamiento de la misma (caso Heterodino). En el caso de tener que realizar la selección de canal, esta se lleva a cabo mediante la utilización de un filtro a continuación de la segunda etapa convertidora, reduciendo de esta forma los requerimientos de rango dinámico de los siguientes bloques del receptor.

Uno de los puntos clave en el diseño de un receptor de este tipo es la elección de la frecuencia intermedia más apropiada. En el caso que las señales en banda base sean señales en fase y cuadratura, la segunda conversión suele llevarse a cabo ya en cuadratura con objeto de facilitar el procesamiento en banda base (véase Figura 2.2).

Como ventajas de este tipo de estructuras podemos destacar las siguientes:

- Debido al uso de una frecuencia intermedia de valor menor que la de RF, hace posible que los posibles desequilibrios en amplitud y fase entre las componentes I/Q se reduzcan hasta valores despreciables (desde el punto de vista de Procesado de Señal).
- La utilización de un filtro paso banda de frecuencia intermedia (IF-BPF), implementado a menudo como un filtro de ondas superficiales (filtros *saw*, *Surface Acoustic Wave*) hace posible que el sistema pueda tratar señales de altos niveles de potencia, haciendo menos restrictivos los niveles requeridos de linealidad del sistema (al relajar los requerimientos de intermodulación de segundo y tercer orden).

- Como se verá más adelante, un problema crítico en otras estructuras receptoras, como es el nivel residual de continua (*DC offset*), no aparece en el receptor Heterodino, con lo cual se minimiza la falta de sensibilidad. Esto es así gracias a que las frecuencias de la portadora ( $f_{RF}$ ) y el Oscilador Local ( $f_{OL}$ ) son diferentes..

Sin embargo, este tipo de estructuras receptoras no está libre de una serie de desventajas que, en algunos casos, pueden llevar a tener que desechar su uso dentro de un sistema de comunicaciones; entre ellas se pueden destacar:

- Los filtros de tipo paso banda para la señal de interés, RF-BPF en la Figura 2.2, han de cumplir estrictos requerimientos en términos de rechazo fuera de banda, con objeto de asegurar que se elimina la frecuencia imagen. Desde un punto de vista práctico, esto se traduce en la utilización de filtros de un tamaño considerable como para poder ser integrados en un chip y, normalmente, de valor económico elevado.
- Quizá uno de los puntos críticos en el diseño de receptores heterodinos sea el llegar a un buen compromiso entre el rechazo a la frecuencia imagen y la capacidad para seleccionar un la frecuencia intermedia. Esto se debe a que, normalmente, los filtros de baja frecuencia que se utilizarán para seleccionar la frecuencia intermedia (IF-BPF) tienen un alto valor del factor de calidad, con un gran rechazo de los canales adyacentes, pero a costa de un alto coste económico y un tamaño apreciable en placa impresa. Por el contrario, los filtros de frecuencia intermedia de alta frecuencia tienen un menor tamaño en placa impresa, pero a costa de un menor rechazo tanto de canales adyacentes.
- En este tipo de receptores es necesario realizar un cuidadoso diseño del plan de frecuencias con objeto de minimizar las componentes espurias generadas a resultas de las diferentes conversiones frecuenciales; en nuestro caso (Figura 2.2), el valor de estas frecuencias vienen dadas por:

$$\pm mf_{RF} \pm nf_{OL1} \pm pf_{OL2} \quad (1.3)$$

Desde un punto de vista práctico, la mayor desventaja de la estructura anteriormente presentada es el problema de la frecuencia imagen. Como medios para resolver este problema, se han presentado una serie de arquitecturas receptoras que eliminan la frecuencia imagen. Estas estructuras, conocidas como *receptores con rechazo*

de la frecuencia imagen (*image-reject receivers*), eliminan (realmente minimizan) la amplitud de esta componente de forma intrínseca, utilizando cancelación de la señal mediante desfase de 180°.

### 2.3.2.1. Elección de la Frecuencia Intermedia en Receptores Heterodinos

En el proceso de conversión heterodino aparecen frecuencias como resultado de las múltiples conversiones frecuenciales efectuadas en los mezcladores (ecuación 1.3). Es importante poner especial cuidado en el diseño de los los diferentes filtros necesarios para una conversión de este tipo. Con todo esto, parece bastante difícil acertar en el primer intento con la elección de la frecuencia (o frecuencias) intermedia más adecuada, sin embargo hay una serie de reglas prácticas que permiten hacer un primer diseño evitando todos los inconvenientes anteriormente descritos.

- *La frecuencia intermedia no debe coincidir con la de la señal* (o la central de la banda de interés). Esta condición se traduce en que la frecuencia intermedia debe ser menor que la más pequeña del ancho de banda de interés (o superior a la mayor de este ancho de banda si se lleva a cabo una primera conversión hacia arriba).
- *Nunca debe coincidir la frecuencia intermedia con la del oscilador local.* Ha de tenerse en cuenta el aislamiento finito entre las diferentes puertas de los mezcladores, debido a lo cual puede ser posible que acoplos del oscilador local a través del mezclador puedan saturar la etapa de IF del receptor.
- *No debe ser muy grande la razón entre el valor de IF y el ancho de banda de la señal a recibir.* Esta condición va ligada directamente con el hecho de que no sean necesarios filtros de IF muy exigentes en términos de rechazo fuera de banda. Como límite inferior puede tomarse, de forma práctica, al menos dos veces el ancho de banda de la señal a recibir (con objeto de relajar los requerimientos de los filtros de IF). El límite superior puede obtenerse también de forma práctica, a resultados de los filtros que es posible construir, como la centésima parte de la banda de filtrado en RF.
- *Elegir una IF que facilite el rechazo de posibles frecuencias interferentes.* Obviamente se hace referencia especialmente a la frecuencia imagen ( $f_{imagen} = f_{RF} \pm 2f_{IF}$ ). Si se eligen valores pequeños de la frecuencia de IF, más

selectivo habrá de ser el filtro de RF para rechazar la frecuencia imagen y, de forma práctica, se tendrán atenuaciones muy pobres a estas frecuencias. Una relación entre la frecuencia de la señal,  $f_{RF}$ , y la de IF,  $f_{IF}$ , que tenga un valor de entre 50-100 asegura un buen compromiso entre rechazo de la frecuencia imagen y posibilidad real de implementar el filtro necesario.

- *Si es posible, elegir un valor de IF que coincida con algún valor normalizado de sistemas de comunicaciones comerciales. Este criterio va meramente orientado a reducir costes finales en la implementación del receptor. Debido al hecho de que las normativas existentes en términos de interferencias para los sistemas de comunicación comerciales son lo suficientemente estrictas como para forzar a que se hayan llevado a cabo importantes esfuerzos por conseguir componentes de bajo coste y buenas prestaciones, se pueden usar estos componentes en el sistema sin tener que recurrir a la utilización de componentes fabricados a medida, siempre mucho más caros. Un ejemplo puede ser elegir una frecuencia intermedia de 70 MHz, donde es posible el uso de filtros de ondas acústicas (SAW) diseñados para la frecuencia intermedia típica de UHF.*

### **2.3.2. Receptor de tipo Conversión (Zero-IF)**

La búsqueda de un tipo de receptor integrado, ha llevado al desarrollo de topologías de receptores que, merced a las ventajas que ofrece el diseño de circuitos monolíticos, permitan incluir todas las funciones necesarias en una cadena receptora en un solo chip. Obviamente, el punto crítico desde el punto de integración (según lo visto anteriormente) lo constituyen las etapas de filtrado. Con objeto de eliminar estas etapas, se ha llegado al desarrollo de la topología receptora denominada *Conversión Directa*. La característica fundamental para este tipo de receptores es la ausencia de una frecuencia intermedia, razón por la cual también se conocen como *Cero-IF* (*Zero-IF* en inglés). En la Figura 2.3 se muestra un diagrama de bloques de un receptor de este tipo.

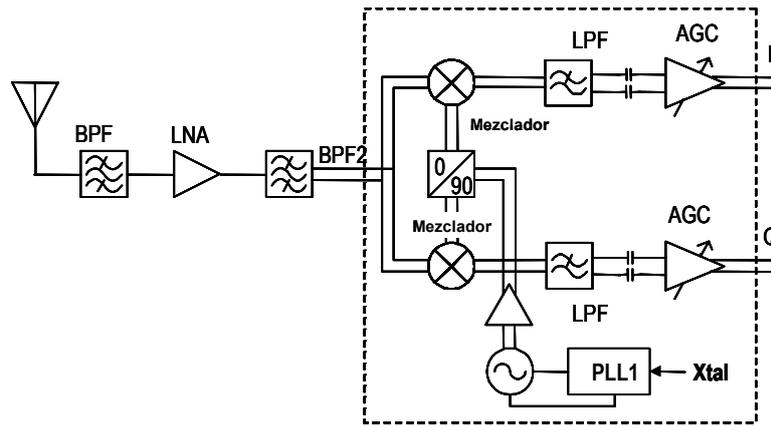


Figura 2.3 – Diagrama de Bloques de un Receptor de Conversión Directa.

Como puede observarse, este tipo de receptor proporciona señales en cuadratura en banda base lo que evita la pérdida de información debida al hecho de que cada banda lateral del espectro de RF presente distinta fase.

Como ventajas fundamentales de este tipo de estructuras encontramos:

- Desaparece el problema de la frecuencia imagen, ya que en este caso  $f_{IF}=0$ .
- Para el funcionamiento correcto del receptor, no es necesario el filtro paso banda después del LNA. Sólo puede ser necesario si se necesita un rechazo adicional a las posibles señales interferentes fuera de la banda de recepción o para evitar cualquier problema de saturación debido a acoplos provenientes del receptor.
- Se elimina el Filtro paso banda de IF (IF-BPF). En este tipo de receptores el proceso de selección de canal se lleva a cabo en banda base, mediante técnicas de procesamiento digital de señal y el uso de filtros paso bajo y amplificadores.
- Solo es necesario un oscilador local para todo el receptor, con el consiguiente ahorro en coste y complejidad.

Al igual que ocurría en el caso del receptor Heterodino, para realizar el diseño de un receptor de tipo Conversión Directa es necesario tener en cuenta una serie de consideraciones acerca de ciertos funcionamientos anómalos que se dan en estas estructuras. En este aspecto, los problemas fundamentales son:

1. Offset de Continua (DC Offset). Este tipo de fenómeno se traduce en un nivel de continua que puede deteriorar la señal obtenida en banda base. El principal

efecto del offset de continua es la saturación de las etapas finales de salida del receptor (fundamentalmente en banda base). Para resolver este problema es necesario aplicar diferentes técnicas de cancelación del offset.

2. Realimentación del Oscilador Local (LO Leakage). El oscilador local puede acoplarse hacia la antena y ser radiado, creando de esta forma interferencias en las bandas frecuenciales del receptor o a los equipos de otros usuarios que estén utilizando el mismo estándar. Este tipo de problemas puede minimizarse usando entradas diferenciales tanto para la puerta de entrada al receptor del Oscilador Local como para la de RF, con objeto de cancelar las señales en modo común.
3. Ruido 1/f (flicker noise). El ruido 1/f de los componentes de banda base que forman parte de un receptor por conversión directa pueden afectar al proceso de conversión, ya que corrompen las señales a las salidas I/Q del mezclador. Una posible forma de minimizar el efecto de este ruido es utilizar pares conmutados de mezcladores activos basados en transistores bipolares. De forma adicional, con un filtrado paso alto en banda base (que podría formar parte de la circuitería de cancelación del offset de DC) también se pueden lograr reducciones sustanciales del ruido 1/f en banda base.
4. Desequilibrios I/Q, debidos a que en el proceso de diseño se han introducido diferencias en los caminos que siguen las señales I/Q, apareciendo diferencias de amplitud y/o fase entre ambas. Para obtener un buen receptor de Conversión Directa es necesario primeramente minimizar cualquier diferencia entre los dispositivos que forman parte del mismo y, si es posible, integrar todo el receptor en un único chip, con objeto de reducir desequilibrios en entre las señales I/Q.
5. Distorsión de Orden Par. Si la señal de RF se puede escribir como la suma de dos tonos, esto es,  $v_{RF}(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t)$ , la salida del LNA contendrá productos de intermodulación debidos a las no linealidades del amplificador. En particular aparecerá un término a la frecuencia  $f_1 - f_2$ , pudiendo llegar esta componente hasta la salida del mezclador como consecuencia del aislamiento finito entre la entrada de RF y la salida de IF (que puede tener valores prácticos de 40 dB).

Como resumen acerca de los receptores de tipo Zero-IF, decir que no requieren mezcladores con rechazo de la frecuencia imagen, puesto que este tipo de receptor no

genera frecuencia imagen, lo que reduce tanto la complejidad como el coste del sistema. Sin embargo, el mayor handicap de estos receptores reside en el aumento de la complejidad con respecto al caso heterodino.

### 2.3.3. Receptor con Frecuencia Intermedia Baja (Low-IF)

En este tipo de arquitecturas de receptor, existe una frecuencia intermedia de valor muy bajo. Una regla útil para la elección del valor de esta frecuencia podría ser dos veces el valor del ancho de banda instantáneo de la señal a recibir. Sin embargo, en la práctica, la elección del valor de la frecuencia intermedia va a venir limitado por la máxima frecuencia de muestro de los conversores A/D que se utilicen para procesar la señal en banda base.

En la Figura 2.4 se muestra un esquema típico de un receptor de estas características.

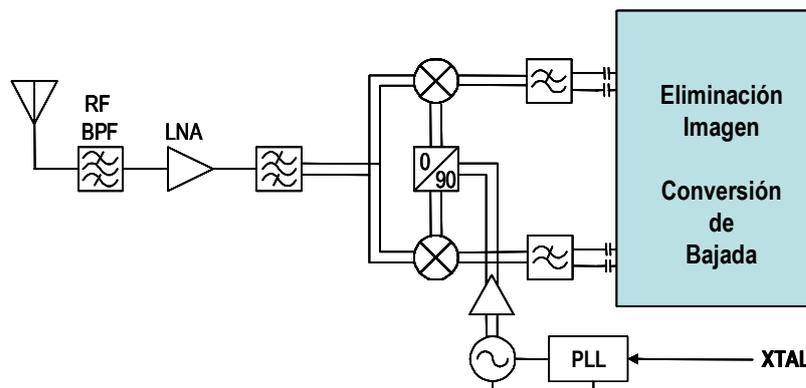


Figura 2.4 – Receptor de tipo Low-IF.

Como ocurrió para las estructuras anteriormente vistas, el receptor de tipo low-if también presenta una serie de ventajas que pueden hacer más recomendable su utilización frente a las mismas. Entre ellas se pueden destacar:

- Los filtros que se necesitan en este tipo de receptores, tanto analógicos como digitales, pueden integrarse con bastante facilidad en la placa impresa (e incluso en el chip).
- El problema del offset de DC no afecta como ocurría en los conversores directos. En la figura 9 se puede observar, mediante una representación del

espectro, el proceso de conversión que realiza el receptor de tipo Low-IF y su comparación con la que realizaría para la misma señal un conversor directo.

- No existe el problema del ruido  $1/f$ .
- Es muy fácil filtrar y eliminar (o minimizar hasta niveles muy bajos) los productos de intermodulación de segundo orden, debido a que aparecen a valores bajos de frecuencia.

Al igual que para el resto de las estructuras receptoras estudiadas, no todo son ventajas en el caso de un conversor de tipo low-if. Hay una serie de consideraciones de diseño que es necesario tener en cuenta para asegurar que el receptor responde a los requerimientos exigidos. Algunas de estas consideraciones son:

Como ocurrió para las estructuras anteriormente vistas, el receptor de tipo low-if también presenta una serie de ventajas que pueden hacer más recomendable su utilización frente a las mismas. Entre ellas se pueden destacar:

- Como es de suponer, al igual que en el caso del receptor Heterodino, el hecho de que haya dos conversiones vuelve a plantear el problema de la Frecuencia Imagen.
  - Una solución consiste en utilizar un esquema de tipo low-if combinado con receptores de rechazo de la frecuencia imagen.
- Los conversores A/D deben operar a frecuencias de muestreo superiores a las utilizadas en los receptores de tipo conversión directa (zero-if), lo cual puede ser una limitación seria por cuestiones tecnológicas y/o de coste.
- Se necesita etapa de conversión de bajada adicional.
- La distorsión de segundo orden, sino se elimina convenientemente, puede generar interferencias dentro del canal.

Como resumen de la configuración receptora de tipo low-if decir que requieren fuertes requerimientos en términos de rechazo a la frecuencia imagen y a posibles frecuencias interferentes próximas a la banda de interés. Puede verse también que este tipo de estructuras presentan una pérdida de sensibilidad de 3 dB con respecto a la conversión directa. Sin embargo, con vistas a reducir la complejidad del receptor, una estructura de tipo low-if puede suponer ventajas con respecto a la zero-if.

# ***Capítulo 3***

---

## ***El Ruido en el Receptor***

### **3.1. Introducción**

Se puede definir el ruido como cualquier señal no deseada en un sistema de telecomunicaciones. Se trata de un fenómeno que siempre estará presente, y en mayor o menor medida, será un factor crítico en el rendimiento de gran parte de las comunicaciones de microondas, ya que deteriora la señal de salida del receptor y determina el umbral mínimo que puede ser detectado por el receptor. El nivel de potencia de ruido presente en el receptor se debe al ruido externo que se cuela en el receptor a través de la antena, así como al ruido intrínseco que generan cada uno de los dispositivos que componen el receptor.

En este capítulo se estudiarán cuales son las fuentes de ruido y se caracterizarán los componentes en términos de la figura de ruido, NF, y de la temperatura equivalente de ruido,  $T_e$ .

### **3.2. Ruido en Sistemas de Microondas**

La potencia de ruido es el resultado de diferentes procesos como el flujo de carga en dispositivos de estado sólido ó la propagación por la ionosfera, aunque el más básico de todos es consecuencia de la agitación térmica que las partículas de cualquier componente sufren a temperaturas por encima del cero absoluto 0K.

El ruido en un sistema de microondas, bien sea generado por una fuente externa ó de manera interna por el propio sistema, delimita el nivel mínimo de potencia de señal detectable por el receptor, SMD por sus siglas en inglés. Por debajo de este nivel de potencia el receptor es incapaz de discernir la señal. Es lo que se conoce como *fondo de ruido ó noise floor*, como se puede ver en la Figura 3.1.

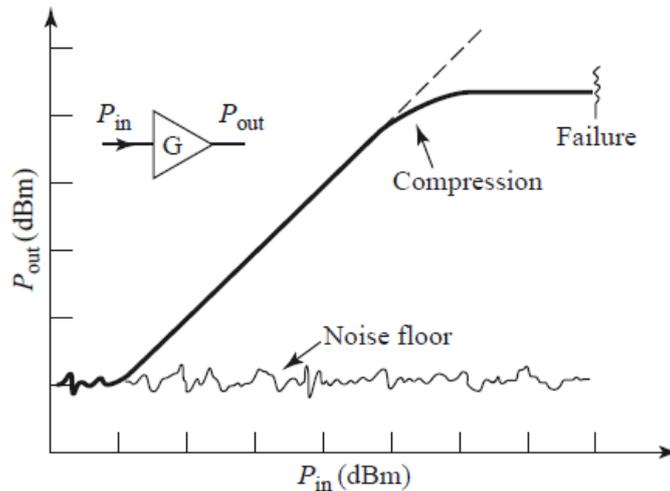


Figura 3.1 - Ilustración del fondo de ruido de un amplificador [3].

La relación señal a ruido –SNR– (o de manera equivalente la relación portadora a ruido –CNR–) es un parámetro fundamental en los sistemas de comunicaciones, lo que otorga al ruido un papel crucial en la calidad de la señal que se va obtener a la salida del receptor. Como se observa en la Figura 3.2, según la modulación digital empleada, la CNR del receptor determina cual es la probabilidad de error – $P_e$ – del sistema al demodular la señal. Para unos niveles de CNR que permitan cumplir una determinada  $P_e$  en el demodulador, si se conoce la potencia de ruido del receptor, automáticamente se sabrá que nivel de potencia de señal se necesita. De forma análoga, para una determinada potencia de señal de entrada, el ruido presente en el receptor va a determinar la  $P_e$  que va a tener el sistema de comunicaciones.

Existen dos posibilidades para mejorar SNR en el receptor según el parámetro sobre el que se actúe; se puede aumentar el nivel de potencia de la señal transmitida o bien minimizando el ruido del receptor. La primera opción es bastante más costosa, y en algunos casos, como por ejemplo en comunicaciones por satélite, es bastante compleja de realizar. De manera que la solución más ‘fácil’ para mejorar las prestaciones de SNR del receptor es minimizar el nivel de potencia de ruido, para lo cual tendrán un papel

fundamental los amplificadores de bajo ruido como se demostrará a lo largo de este proyecto.

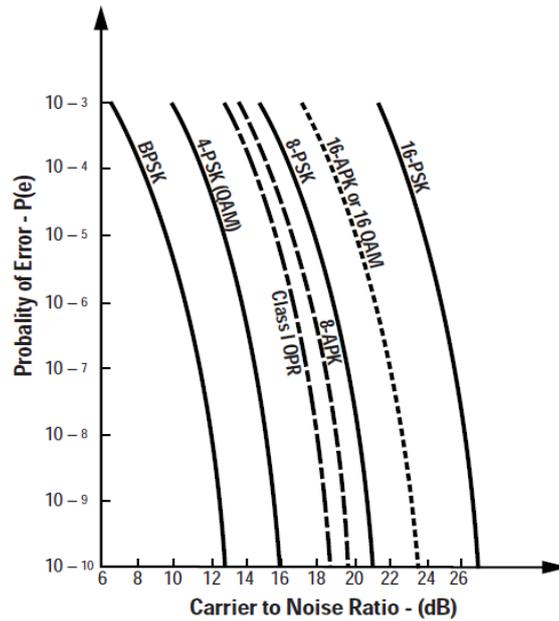


Figura 3.2 – Probabilidad de error ( $P_e$ ) en función de la relación portadora-ruido C/N para varios tipos de modulaciones digitales [4].

### 3.3. Tipos de Ruido

Según su origen, el ruido puede clasificarse como *natural o artificial*. En cualquiera de los casos, en tanto que su densidad espectral de potencia de ruido sea plana en el rango de frecuencias de funcionamiento del sistema, el ruido se conoce como ruido blanco. Una de las características de las fuentes de ruido blanco independientes es que pueden tratarse como variables aleatorias con distribución gaussiana, de manera que las potencias de ruido que generan son complementarias y pueden sumarse. Esto permite que puedan considerarse como una única fuente de ruido [3][5].

El ruido artificial se debe a la actividad humana. Las características que presenta este tipo de ruido hacen que sea posible actuar sobre él para reducir su efecto, ya sea en la fuente que lo genera o mediante el uso de filtros en el receptor. Dentro de este tipo de ruidos estarían las interferencias, deliberadas o no intencionadas, que pueden producirse por propagación multicamino, variaciones de frecuencia de la portadora o por interferencia entre canales adyacentes, entre otros.

En lo que respecta al ruido natural se pueden diferenciar dos tipos de ruido en función de si la fuente generadora de ruido es interna o externa.

### 3.3.1 Ruido interno

El ruido generado internamente en un dispositivo es generalmente causado por movimientos aleatorios de las cargas o portadores de carga en los dispositivos y materiales. Dichos movimientos pueden deberse a diversos mecanismos, dando lugar a diferentes tipos de ruido:

- *Thermal Noise (Ruido Térmico)*: es el tipo de ruido más básico. Se produce por la agitación térmica que experimentan los portadores de carga.
- *Shot Noise (Ruido de Disparo)*: es debido a las fluctuaciones aleatorias de los portadores de carga en dispositivos activos.
- *Flicker Noise*: ocurre en componentes de estado sólido. Se comporta de manera inversa a la frecuencia. También se le conoce como ruido  $1/f$ .
- *Plasma Noise*: ocurre cuando hay movimientos aleatorios de cargas en un gas ionizado como el plasma o la ionosfera.
- *Quantum Noise*: resultado de la naturaleza cuantificada de los electrones o fotones. Tiene un valor insignificante en relación al resto de fuentes de ruido.

Como se ha visto, existen diferentes causas para el ruido interno en un dispositivo. Al caracterizar el ruido en microondas es frecuente referirse al efecto conjunto de todas las fuentes de ruido como si se tratará únicamente de ruido térmico, con independencia del origen del ruido en cada caso, quedando el ruido fijado por una temperatura de ruido equivalente. De este modo, al decir que un dispositivo tiene una determinada temperatura de ruido, no quiere decir que el dispositivo está físicamente a dicha temperatura, sino simplemente que la potencia de ruido es equivalente a una fuente de ruido térmico que estuviese a dicha temperatura.

#### 3.3.1.1 Ruido térmico

El ruido térmico, también conocido como *ruido Johnson* ó *ruido de Nyquist* en honor a las primeras personas capaces de explicar y medir este fenómeno [6][7], es la causa de

ruido más común en circuitos electrónicos, estando presente en todos los componentes del receptor. Tiene especial importancia en los receptores de microondas ya que los niveles de potencia de ruido térmico generados en el receptor pueden ser comparables a los niveles de señal con los que habitualmente se trabaja a estas frecuencias.

El origen de este ruido está en el movimiento aleatorio que experimentan los electrones libres en los conductores y semiconductores a causa de la temperatura. Si interpretamos este movimiento en un instante dado, el número de electrones en una determinada dirección no tiene por qué coincidir con el número de electrones en dirección opuesta. En ausencia de señal externa este movimiento de electrones da lugar a una corriente que cambia de magnitud y dirección permanentemente que en los extremos del dispositivo origina un voltaje de ruido fluctuante como se muestra en la Figura 3.3.

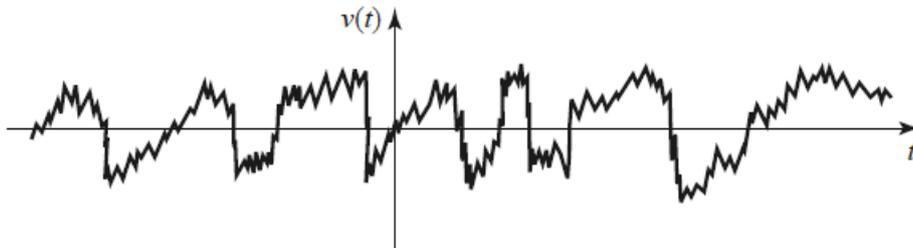


Figura 3.3 – Voltaje aleatorio generado por el ruido térmico.

El voltaje de ruido térmico sigue una distribución gaussiana con media cero, sin embargo su valor instantáneo no es cero.

El ruido térmico generado por una resistencia de valor R a una temperatura T se puede sustituir por un circuito equivalente de Thevenin (ver Figura 3.4) formado por una resistencia sin pérdidas y un generador de ruido con un voltaje eficaz ó cuadrático medio dado por:

$$V_n = \sqrt{4KTRB} \quad (3.1)$$

Donde k es la constante de Boltzmann ( $1,38 \times 10^{-23}$ ), T es la temperatura absoluta en Kelvin, R es la resistencia en ohmios y B el ancho de banda en hercios.

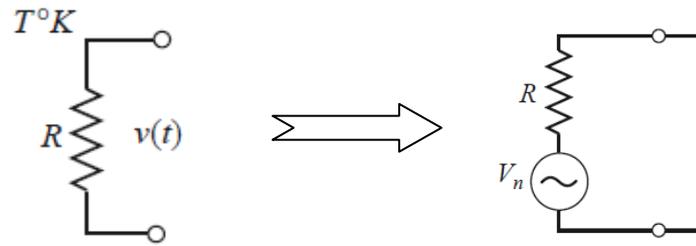


Figura 3.4 – Circuito equivalente de Thevenin del ruido térmico generado por una resistencia.

La potencia de ruido disponible, es decir, la máxima potencia que puede entregar la fuente generadora de ruido en el caso de que se conectase a una impedancia adaptada sería:

$$N = \frac{V_n^2}{4R} = KTB \quad (3.2)$$

Se observa como al tratarse de ruido blanco, la potencia de ruido no depende de la frecuencia, sin embargo, sí es directamente proporcional al ancho de banda. En la práctica, el ancho de banda del receptor se limita seleccionando la banda de trabajo con el filtrado de la señal al principio del receptor mediante la incorporación del filtro de rechazo. Gracias a este filtrado se consigue desensibilizar en ruido el amplificador.

La densidad espectral de potencia queda definida como:

$$N_o = KT \quad (3.3)$$

con un valor de -174dBm/Hz.

### 3.3.1.2 Shot noise (Ruido de disparo)

Se trata de otro tipo de ruido muy frecuente en dispositivos de microondas con una importancia similar a la del ruido térmico. El ruido de disparo se debe a las variaciones aleatorias de los portadores de carga (electrones o huecos) en dispositivos activos. Está presente en cualquier tipo de dispositivo electrónico en que los electrones se mueven aleatoriamente a través de una barrera de potencial.

El ruido de disparo se representa como una corriente variable de ruido que se superpone a la corriente de señal de salida. El nivel de ruido de disparo aumenta proporcionalmente con el aumento de la corriente eléctrica que atraviesa el dispositivo.

En el modelo de ruido para dispositivos activos, caso de MESFETs ó HEMTs, propuesto por Pospieszalski [8] se puede comprobar que el nivel de potencia de ruido es proporcional a la intensidad de drenador ( $I_d$ ) que circula por el transistor. La elección del punto de polarización tiene una relación directa con el ruido que genera este tipo de dispositivos. Este hecho cobra especial relevancia y es un factor a tener en cuenta en el diseño de amplificadores como se verá en capítulos posteriores.

Al igual que el ruido térmico se trata de un ruido blanco por lo que tiene una densidad espectral de potencia uniforme con la frecuencia. La potencia de ruido que genera el ruido térmico se puede caracterizar del mismo modo que el explicado para el ruido térmico en el apartado 3.3.1.1.

### 3.3.2 Ruido externo

El ruido externo engloba cualquier fuente de ruido que no es generado intrínsecamente por cualquiera de los dispositivos que conforman el receptor. Este tipo de ruido puede ser introducido por la antena o bien puede producirse por acoplos electromagnéticos.

Según la recomendación de la ITU [9] se distinguen las siguientes fuentes de ruido externo:

- Ruido atmosférico debido a tormentas eléctricas.
- Ruido por emisiones atmosféricas de gases e hidrometeoros como por ejemplo la lluvia, el granizo o la nieve.
- Ruido proveniente de fuentes celestes, entre los que se incluiría el sol.
- Radiaciones no intencionadas provenientes de maquinaria eléctrica, equipos eléctricos y electrónicos, motores, ruido artificial de original humano. Dentro de este grupo se podrían citar los dispositivos inalámbricos, radio, TV, antenas de telefonía móvil, etc.

### 3.4. Temperatura Equivalente de Ruido

Toda fuente de ruido blanco, independientemente de cual sea su origen, ya sea térmico o de disparo, que tiene una respuesta en frecuencia cuya potencia de ruido no depende de la frecuencia, se puede modelar con una fuente equivalente de ruido térmica caracterizada por una temperatura equivalente de ruido como se muestra en la Figura 3.5.

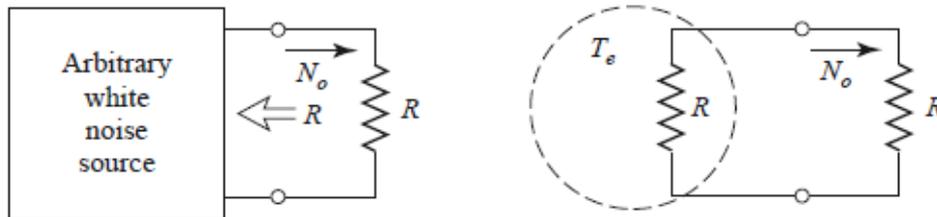


Figura 3.5 – Modelado de una fuente de ruido por su temperatura equivalente de ruido [3].

Una fuente de ruido blanco que entrega una potencia de ruido  $N_o$  a una carga resistiva  $R$  se puede modelar por una resistencia  $R$  a una temperatura de ruido  $T_e$ , que genera un ruido térmico con el que entrega la misma potencia  $N_o$  a la carga. De manera que la temperatura equivalente de ruido se define como:

$$T_e = \frac{N_o}{KB} \quad (3.4)$$

Cualquier dispositivo se puede caracterizar en función de su temperatura equivalente de ruido.

A pesar de que la temperatura de ruido no se corresponde directamente con la temperatura física, puede haber dependencia del ruido respecto la temperatura. Si se enfría el dispositivo mediante técnicas de criogenia es posible reducir en gran parte la temperatura de ruido equivalente. El uso de este tipo de técnicas es habitual en amplificadores de bajo ruido, especialmente en aplicaciones de comunicaciones por satélite o radioastronomía [10][11] donde el nivel de potencia de la señal recibida en la antena del receptor es por lo general extremadamente débil y se requiere una gran sensibilidad. En estos casos la potencia de ruido en el receptor, o su equivalente  $T_r$  referida en términos de temperatura equivalente de ruido, debe ser muy baja para poder satisfacer la relación señal a ruido requerida en el receptor.

A modo de ejemplo, el modelo de Pospieszalski [8] muestra una caída en la temperatura mínima de ruido en un factor de aproximadamente seis para un HEMT a una frecuencia de 8.5Ghz enfriado desde 297K hasta 12.5K.

### 3.5. Ruido en una Red de Dos Accesos

En el apartado anterior se vio como se puede caracterizar cualquier dispositivo que genere ruido a través de su temperatura equivalente de ruido. De manera alternativa, estos dispositivos también se pueden determinar a través de otra figura de mérito conocida como *factor de ruido o noise factor*.

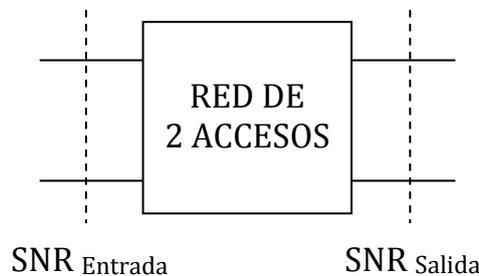


Figura 3.6 – Cálculo del factor de ruido en una red de dos accesos

El factor de ruido de un dispositivo es la degradación que sufre la SNR entre la entrada y salida como consecuencia del ruido interno que se genera dentro del dispositivo.

$$F = \frac{SNR_{Entrada}}{SNR_{Salida}} = \frac{\frac{S_{Entrada}}{N_{Entrada}}}{\frac{S_{Salida}}{N_{Salida}}} \geq 1 \quad (3.5)$$

Cuando se aplica una señal  $S_{Entrada}$  y ruido  $N_{Entrada}$  a una red de dos accesos, tanto la señal deseada como el ruido son amplificados o atenuados en un mismo factor a la salida de la red. En el caso de tener una red que genere ruido de manera interna, el nivel de ruido a la salida se incrementará en mayor proporción que el de la señal haciendo que se degrade la relación señal a ruido;  $SNR_{Entrada} > SNR_{Salida}$ .

El factor de ruido de cualquier dispositivo siempre es mayor o igual que uno. Únicamente en el caso de dispositivos sin pérdidas se conseguirá un factor de ruido  $F=1$ . El factor de ruido también se puede interpretar como la relación del ruido total a la salida

respecto a la parte correspondiente de dicho ruido que es debida a la contribución del ruido a la entrada  $N_{Entrada}$ :

$$F = \frac{\text{Ruido Total a la Salida}}{\text{Ruido a la Salida debido al Ruido a la Entrada}} = \frac{N_{Salida}}{N_{Salida}|_{N_{Entrada}}} \quad (3.6)$$

El factor de ruido debe considerarse de manera separada a la ganancia o pérdida de la red según sea el caso. Una vez que el ruido es añadido al receptor las sucesivas etapas amplifican o atenúan de la misma manera tanto la señal como el ruido. De tal modo que la relación señal a ruido no cambia independientemente del punto del receptor donde se calcule. Habitualmente el cálculo de se realiza al comienzo del receptor, por lo general, en la entrada del LNB.

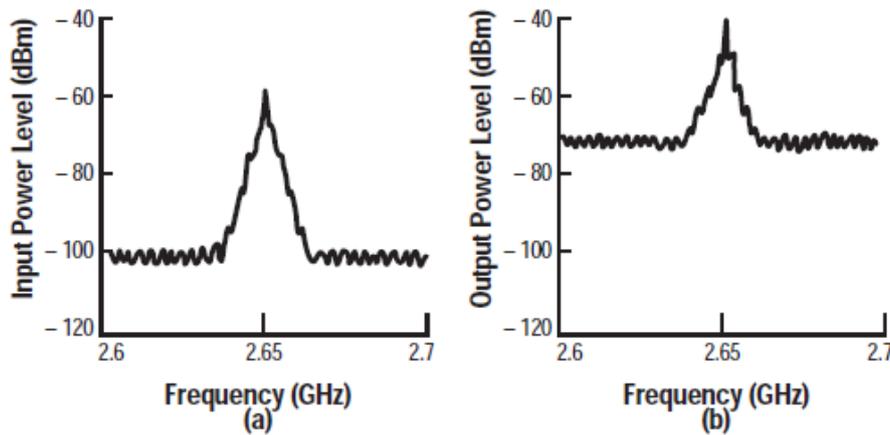


Figura 3.7 – Degradación de SNR por el ruido en un amplificador (a) Respuesta en frecuencia a la entrada (b) Respuesta en frecuencia a la salida [12].

Desarrollando la ecuación 3.5 se observa como la degradación de SNR depende de la potencia de ruido a la entrada de la red:

$$F = \frac{\frac{S_{Entrada}}{N_{Entrada}}}{\frac{S_{Salida}}{N_{Salida}}} = \frac{\frac{S_{Entrada}}{N_{Entrada}}}{\frac{GS_{Entrada}}{(N_a + GN_{Entrada})}} = \frac{N_a + GN_{Entrada}}{GN_{Entrada}} \quad (3.7)$$

donde  $N_a$  es el ruido interno añadido a la salida de la red de dos accesos.

El ruido a la entrada  $N_{entrada}$  es habitualmente ruido térmico de la fuente. El nivel de potencia de este ruido ya se definió en la ecuación 3.2. Friis [13] sugirió una temperatura

de referencia estándar  $T_o$  de 290K. Esta temperatura se aproxima a la temperatura promedio que ven las antenas receptoras cuando están dirigidas a través de la atmósfera hacia las antenas transmisoras.

De tal forma que se obtiene la siguiente expresión para el factor de ruido:

$$F = \frac{N_a + KT_oBG}{KT_oBG} = 1 + \frac{N_a}{KT_oBG} \quad (3.8)$$

A partir de la ecuación 3.4 se puede expresar la potencia de ruido añadido  $N_a$  a la salida de una red de dos accesos en función de la temperatura equivalente de ruido de la siguiente manera:

$$N_o = KT_eBG \quad (3.9)$$

La temperatura equivalente de ruido de una red de dos accesos se puede definir como la temperatura que tendría que tener una fuente de ruido a la entrada para que un dispositivo ‘ideal’, es decir, que no añadiese ruido, entregase a la salida la misma potencia de ruido añadido  $N_a$ . En la Figura 3.8 se puede observar esta relación.

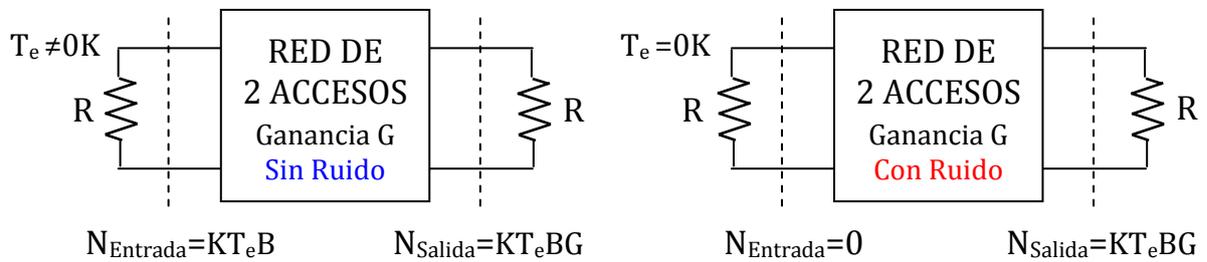


Figura 3.8 - Temperaturas equivalentes de ruido para una red de dos accesos (a) sin ruido (b) con ruido

De manera que el factor de ruido y la temperatura de ruido equivalente de una red de dos accesos se relacionan a partir de las ecuaciones 3.8 y 3.9 como:

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_o} \quad \Leftrightarrow \quad T_e = T_o(F - 1) \quad (3.10)$$

En resumen, el factor de ruido es la degradación de la relación señal a ruido SNR al atravesar un dispositivo para una temperatura estándar de ruido a la entrada de 290K. Es

independiente del nivel de potencia de señal a la entrada  $S_{\text{Entrada}}$  en tanto que el dispositivo sea lineal y mantenga un nivel de ganancia  $G$  constante.

Como se ha visto en este apartado, la definición de factor de ruido ó figura de ruido está referida a una temperatura estándar definida por Friis de  $T_o=290\text{K}$ . Bajo esta premisa una variación de la figura de ruido de 3dB implica la misma variación de 3dB en la relación señal a ruido. Sin embargo, en el caso de utilizar como temperatura de referencia una temperatura diferente a  $T_o$ , una variación de por ejemplo 3dB en la figura de ruido no llevaría asociada la misma variación de 3dB en la relación señal a ruido sino que sería mucho mayor como se puede observar en la Figura 3.9.

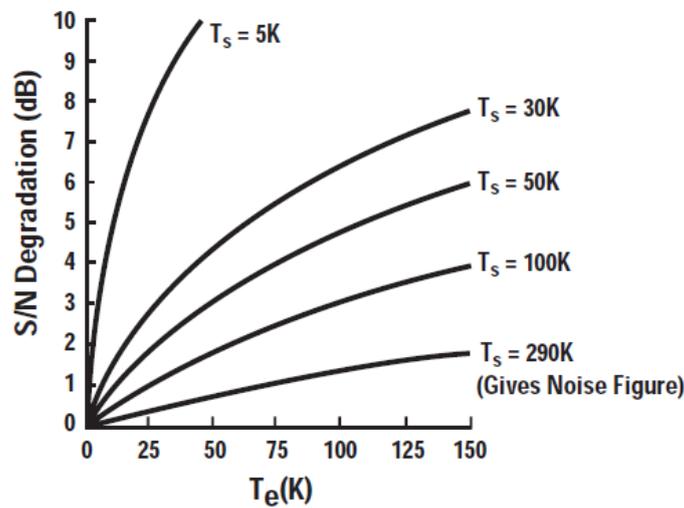


Figura 3.9 – Relación entre la degradación de SNR y  $T_e$  según la temperatura del sistema  $T_s$  [12].

Habitualmente en lugar del término factor de ruido se suele emplear su expresión logarítmica. Esta figura de mérito recibe el nombre de *figura de ruido o noise figure*:

$$NF(dB) = 10 \log(F) \tag{3.11}$$

Cuando la red de dos accesos es pasiva, el valor de la figura de ruido es igual que el de sus pérdidas. Para dispositivos activos, la ganancia no coincide con la figura de ruido. En estos casos el fabricante suele proporcionar estos valores en las hojas de características. Independientemente de que tipo de red se trate, la figura de ruido de un dispositivo se puede medir experimentalmente en el laboratorio empleando una fuente de ruido y un analizador de figura de ruido [14].



Figura 3.10 – Equipos de medida de la figura de ruido de Agilent. (a) Fuente de ruido N4002A SNS Series 10MHz-26.5GHz (b) Analizador de figura de ruido N8975A 10MHz-26.5GHz.

### 3.5.1. Ruido en una red de Dos Accesos Desadaptada

La figura de ruido es, en principio, un modelo simplificado del ruido generado por una red de dos accesos. Se ha calculado para una potencia de ruido a la entrada de la red  $N_{\text{Entrada}}=KT_eB$ . Esta potencia, como se menciona en la ecuación 3.2, sería la máxima potencia que podría entregar una fuente de ruido a la red de dos accesos suponiendo que estuviese adaptada. Como se ha comentado en este capítulo, el origen del ruido puede deberse a múltiples causas, como por ejemplo ruido térmico y de disparo en el caso de transistores (y por extensión en amplificadores), por lo que resulta necesario analizar de que manera la desadaptación de la red de dos accesos, tanto a la entrada como a la salida, afecta la figura de ruido.

Si se analiza el caso particular de un amplificador con desadaptación en la entrada como el de la Figura 3.11, el factor de ruido  $F_m$  se define como [3]:

$$F_m = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}} = 1 + \frac{F - 1}{1 - |\Gamma|^2} \quad (3.12)$$

El factor de ruido mínimo ( $F_m=F$ ), se consigue cuando hay adaptación en la entrada ( $|\Gamma|=0$ ). En el caso de desadaptación, el factor de ruido aumenta. (Este problema sería más complejo en el caso de que también se diera desadaptación en la salida).

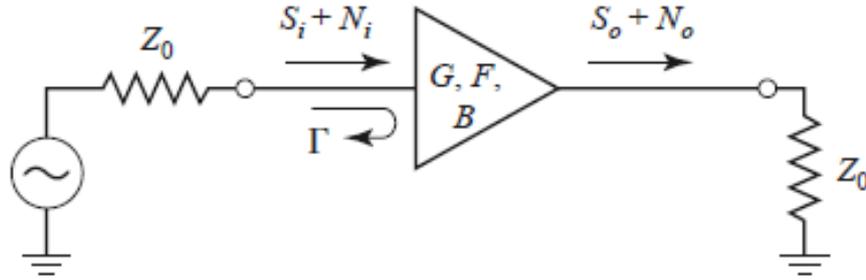


Figura 3.11 – Ruido en un amplificador desadaptado en la entrada [3].

La relación existente entre la adaptación de entrada y la figura de ruido cobra especial importancia en el diseño de amplificadores de bajo ruido ya que implica que para conseguir una figura de ruido mínima en el amplificador será preciso tener una impedancia óptima de generador en la red de entrada. Estos conceptos se desarrollarán con más profundidad en capítulos posteriores.

### 3.6. Ruido en una Cascada de Etapas

Como se ha visto en el apartado anterior 3.5, la relación señal a ruido se mantiene constante en todo el receptor ya que la figura de ruido se calcula a partir de la contribución de todos los elementos que componen el mismo, de forma que puede ser calculada en cualquier punto del receptor.

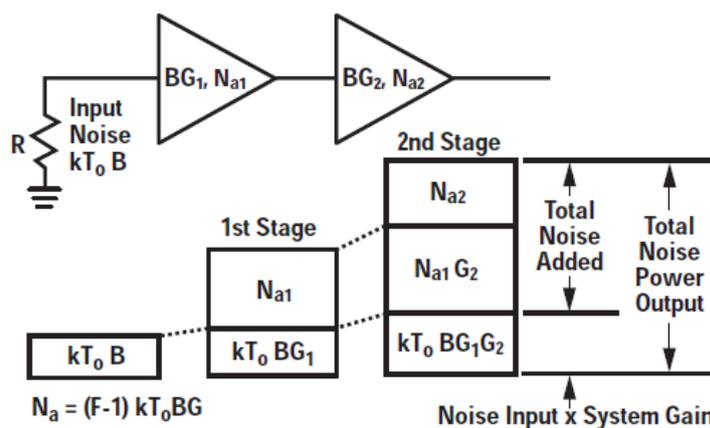


Figura 3.12 – Ruido en una red de dos etapas [12].

La figura de ruido de varias etapas se puede calcular si se conocen las figuras de ruido de cada uno de los componentes que lo integran. En la Figura 3.12 se puede ver de

manera detallada el proceso que va teniendo la potencia de ruido a su paso por una red de dos etapas y la contribución que cada una de las fuentes de ruido tiene en el ruido total a la salida.

Gracias a la fórmula establecida por Friis [13], y teniendo en cuenta la relación de la ecuación 3.10, el factor de ruido y la temperatura equivalente de ruido al principio de una red de n etapas se calcula de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 F_{Total} &= F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \\
 T_{Total} &= T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_n}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

### 3.7. Análisis de la Figura de Ruido del Receptor

El objetivo planteado al comienzo del proyecto fue estudiar cuales son los parámetros más críticos del receptor para proponer diseños que mejoren las prestaciones de los dispositivos existentes en el mercado.

A lo largo de este capítulo se ha visto como el ruido es uno de los elementos más críticos que puede tener un receptor en Banda K. Resulta por lo tanto conveniente realizar un análisis del comportamiento del mismo en función de los dispositivos que forman el receptor con el fin de determinar qué influencia tiene cada uno de ellos. Si se conoce la contribución particular al ruido del receptor de cada uno de estos elementos se podrá saber que prestaciones deben tener para cumplir los objetivos de ruido propuestos inicialmente.

La Figura 3.13 muestra las etapas de entrada típicas del bloque de bajo ruido (LNB) situado a la entrada de un receptor en banda K. La figura de ruido a la entrada del receptor se puede calcular una vez conocidas las figuras de ruido y ganancias de cada sus componentes según la fórmula de Friis vista en la ecuación 3.13.

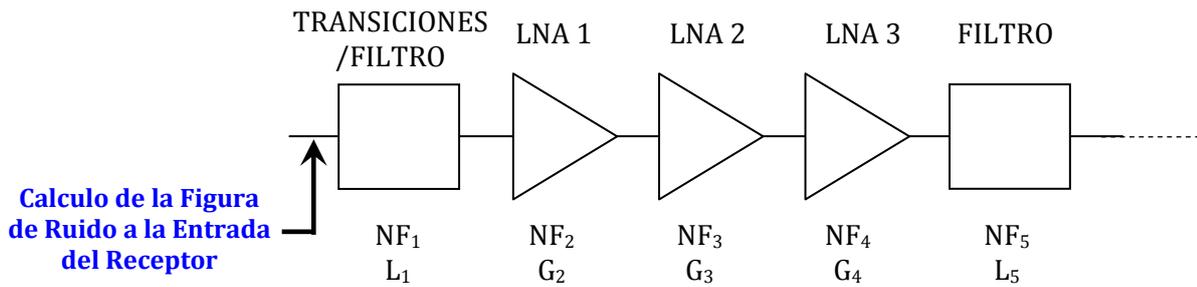


Figura 3.13 – Etapas de entrada típica del LNB para un receptor en Banda K.

De la mencionada fórmula se deduce que las primeras etapas van a desempeñar un papel clave en la determinación del ruido del receptor; en primer lugar, por la contribución directa de ruido que aportan, y en segundo lugar, al reducir la aportación de ruido de las etapas posteriores en función de la ganancia que tengan.

Las etapas posteriores van a influir en el ruido en menor medida, llegando según que casos a tener una contribución despreciable. Desde este punto de vista, no es necesario que estén orientadas a tener una figura de ruido pequeña, pudiendo seguir otros criterios, como por ejemplo de ganancia.

Si se pretende minimizar la figura de ruido del receptor, las primeras etapas necesariamente deben estar orientadas en este sentido, presentando bajas figuras de ruido y altas ganancias que permitan reducir la contribución de las etapas siguientes. Es aquí donde entran en juego los amplificadores de bajo ruido.

Los receptores en Banda K trabajan habitualmente con niveles de potencia de señal muy bajos que hacen inevitable que la ganancia en el conjunto del receptor, repartida entre RF e IF (alta y baja frecuencia respectivamente), sea elevada. La parte de ganancia correspondiente al LNB obliga a emplear varias etapas de amplificación. Para que una cascada de amplificadores, cada uno de ellos con una ganancia ‘suficientemente alta’, tenga en su conjunto la menor figura de ruido posible es preciso que el amplificador con menor figura de ruido se sitúe en la primera etapa [15].

La situación ideal sería que los amplificadores de bajo ruido fueran los primeros elementos del receptor. Sin embargo, al tratarse de dispositivos que no tienen un comportamiento perfectamente lineal, resulta necesario introducir previamente *un filtro de rechazo de imagen* para evitar que en la salida de las etapas de amplificación se cuelen señales espurias no deseadas que distorsionen el comportamiento de la señal. Además del

filtro, también habría que considerar en la etapa previa a los amplificadores las transiciones guía-microstrip que hay en la entrada del receptor.

Para analizar el comportamiento de la figura de ruido de un receptor en Banda K como el propuesto en la Figura 3.13 a partir de las características individuales, figuras de ruido y ganancias, de los dispositivos que lo integran se van a tener en cuenta las siguientes consideraciones:

➤ Primera Etapa: Transiciones/Filtro.

En esta etapa se incluyen las pérdidas que introducen tanto las transiciones guía-microstrip como el filtro de rechazo de imagen. La figura de ruido del filtro coincidirá con el valor de su atenuación, de manera que al estar situado al principio del receptor se necesitará que las pérdidas de inserción sean muy bajas. Es frecuente realizar este tipo de filtros en guía de onda [16] aprovechando el tramo de bajada desde la antena al LNB.

Figura de Ruido ( $N_{F1}$ ): **0.15 → 0.3dB**

Pérdidas ( $L_1$ ): **0.15 → 0.3dB**

➤ Segunda-Tercera Etapa: Amplificadores de bajo ruido.

La segunda y tercera etapa son las más importantes para el resultado final de la figura de ruido del receptor. Están formadas por amplificadores con unas limitaciones de ruido muy elevadas. Se tienen que realizar necesariamente con transistores de bajo ruido, para lo cual los HEMT son los más apropiados. El diseño de este tipo de amplificadores se realizará mediante una técnica llama *modelo de imagen-negativa* como se explicará de forma más detallada en capítulos posteriores.

Figura de Ruido ( $N_{F2} - N_{F3}$ ): **0.8 → 1.2dB**

Ganancias ( $G_2 - G_3$ ): **10dB**

➤ Cuarta Etapa: Amplificador RF

Con las especificaciones propuestas para las etapas previas, y teniendo en cuenta la formula de Friis, es presumible que esta etapa tenga una aportación despreciable a la figura de ruido a la entrada del receptor.

Esta etapa también se trata de un amplificador. En el LNB del receptor se necesita más ganancia que la obtenida en las etapas anteriores. Los amplificadores previos, al

seguir un criterio orientado a reducir el ruido, están más limitados en ganancia, de manera que este amplificador se puede diseñar con el objetivo de tener una ganancia elevada a pesar de que ello suponga tener peores figuras de ruido.

Existen multitud de amplificadores en el mercado con un rango de funcionamiento en Banda K. Para este estudio de ruido se han tomado como valores de referencia la figura de ruido y ganancia del amplificador *CHA2069RAF* de UMS con el que ha trabajado el grupo de microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria y cuyas prestaciones han sido comprobadas en el laboratorio.

Figura de Ruido ( $NF_4$ ): **3dB**.

Ganancias ( $G_4$ ): **20dB**

➤ Quinta Etapa: Filtro de RF

El quinto bloque es un *filtro de rechazo de imagen*. Este filtro se encuentra después de la etapa de amplificación y antes del mezclador que normalmente tendríamos en la *sexta etapa* con el que se bajaría la señal en frecuencia a IF. Para el estudio del ruido se ha considerado que un escenario de pérdidas de inserción, y por tanto también de figura de ruido, muy pesimista.

Figura de Ruido ( $NF_5$ ): **1 → 10dB**

Pérdidas ( $L_5$ ): **1 → 10dB**

El comportamiento de la figura de ruido del receptor se muestra en las siguientes tablas:

		ETAPAS 2-3-4			
ETAPA 1	$NF_2/NF_3 = 0.8$ $NF_4 = 3$	$NF_2/NF_3 = 0.9$ $NF_4 = 3$	$NF_2/NF_3 = 1$ $NF_4 = 3$	$NF_2/NF_3 = 1.1$ $NF_4 = 3$	$NF_2/NF_3 = 1.2$ $NF_4 = 3$
0.15	1.06	1.16	1.27	1.38	1.49
0.18	1.09	1.19	1.30	1.41	1.52
0.21	1.12	1.22	1.33	1.44	1.55
0.24	1.15	1.25	1.36	1.47	1.58
0.27	1.18	1.28	1.39	1.50	1.61
0.3	1.21	1.31	1.42	1.53	1.64

Tabla 3.1 – Estudio de la figura de ruido de un receptor en Banda K. Ganancia 2ª y 3ª etapas  $G_2 = G_3 = 10dB$ . Pérdidas de inserción del filtro de la última etapa  $NF_5 = 1dB$ . (\*)

ETAPAS 2-3-4					
ETAPA 1	NF <sub>2</sub> /NF <sub>3</sub> =0.8 NF <sub>4</sub> =3	NF <sub>2</sub> /NF <sub>3</sub> =0.9 NF <sub>4</sub> =3	NF <sub>2</sub> /NF <sub>3</sub> =1 NF <sub>4</sub> =3	NF <sub>2</sub> /NF <sub>3</sub> =1.1 NF <sub>4</sub> =3	NF <sub>2</sub> /NF <sub>3</sub> =1.2 NF <sub>4</sub> =3
0.15	1.06	1.17	1.27	1.38	1.49
0.18	1.09	1.20	1.30	1.41	1.52
0.21	1.12	1.23	1.33	1.44	1.55
0.24	1.15	1.26	1.36	1.47	1.58
0.27	1.18	1.29	1.39	1.50	1.61
0.3	1.21	1.32	1.42	1.53	1.64

Tabla 3.2 – Estudio de la figura de ruido de un receptor en Banda K. Ganancia 2ª y 3ª etapas **G<sub>2</sub>=G<sub>3</sub>=10dB**. Pérdidas de inserción del filtro de la última etapa **NF<sub>5</sub>=5dB**. (\*)

ETAPAS 2-3-4					
ETAPA 1	NF <sub>2</sub> /NF <sub>3</sub> =0.8 NF <sub>4</sub> =3	NF <sub>2</sub> /NF <sub>3</sub> =0.9 NF <sub>4</sub> =3	NF <sub>2</sub> /NF <sub>3</sub> =1 NF <sub>4</sub> =3	NF <sub>2</sub> /NF <sub>3</sub> =1.1 NF <sub>4</sub> =3	NF <sub>2</sub> /NF <sub>3</sub> =1.2 NF <sub>4</sub> =3
0.15	1.06	1.17	1.27	1.38	1.49
0.18	1.09	1.20	1.30	1.41	1.52
0.21	1.12	1.23	1.33	1.44	1.55
0.24	1.15	1.26	1.36	1.47	1.58
0.27	1.18	1.29	1.39	1.50	1.61
0.3	1.21	1.32	1.42	1.53	1.64

Tabla 3.3 – Estudio de la figura de ruido de un receptor en Banda K. Ganancia 2ª y 3ª etapas **G<sub>2</sub>=G<sub>3</sub>=10dB**. Pérdidas de inserción del de la última etapa **NF<sub>5</sub>=10dB**. (\*)

(\*) **Verde:**  $NF_{Receptor} \leq 1.3dB$       **Naranja:**  $1.3dB \leq NF_{Receptor} \leq 1.4dB$       **Rojo:**  $NF_{Receptor} \geq 1.4dB$

La zona verde muestra los dispositivos que cumplen con las figuras de ruido objetivo. La zona naranja los que se situarían en el límite, mientras que la zona roja indica los dispositivos que sobrepasan el objetivo propuesto.

En los resultados obtenidos se observa como el filtro de rechazo de imagen situado en la quinta etapa no aumenta la figura de ruido del receptor, incluso suponiendo un escenario muy pesimista donde su figura de ruido fuese de 10dB. Pese a no aportar ruido de manera directa, al tener unas pérdidas de inserción muy altas podría incrementar la contribución de ruido de las etapas posteriores. Sería un comportamiento

opuesto al que se consigue situando amplificadores de alta ganancia en las primeras etapas. Se ha comprobado que en el supuesto de tener una *sexta etapa* con una figura de ruido  $NF_6=10dB$ , la figura de ruido del receptor se incrementaría un máximo de 0.03dB para cualquiera de las combinaciones estudiadas. Después del filtro de inserción normalmente se encuentra el mezclador, con el que fácilmente se pueden conseguir pérdidas de inserción inferiores a 10dB.

En conclusión, para el objetivo de prestaciones de ruido que se busca en este proyecto hay que centrarse en la etapa de amplificación. No se considerarán el resto de equipos del LNB al no tener influencia en la figura de ruido a la entrada del receptor en Banda K.

Es necesario conseguir en los diseños de los amplificadores de bajo ruido ganancias y figuras de ruido del orden de 10dB y 1dB respectivamente, para situarnos en la zona objetivo dentro de las tablas. El diseño de estos amplificadores se detallará con más profundidad en capítulos posteriores.

➤ Segunda-Tercera Etapa unidas en una misma etapa: Amplificador de bajo ruido.

En principio, en este estudio se han considerado dos etapas de amplificación diferentes con amplificadores de bajo ruido con prestaciones muy exigentes. Si se considerase una única etapa de amplificación como muestra la Figura 3.14 lógicamente habría que considerar diferentes prestaciones respecto a las etapas separadas (este aspecto se explicará posteriormente en el diseño de los amplificadores).

Figura de Ruido ( $NF_{2etapas}$ ): **0.8 → 1.2dB**

Ganancias ( $G_{2etapas}$ ): **15dB**

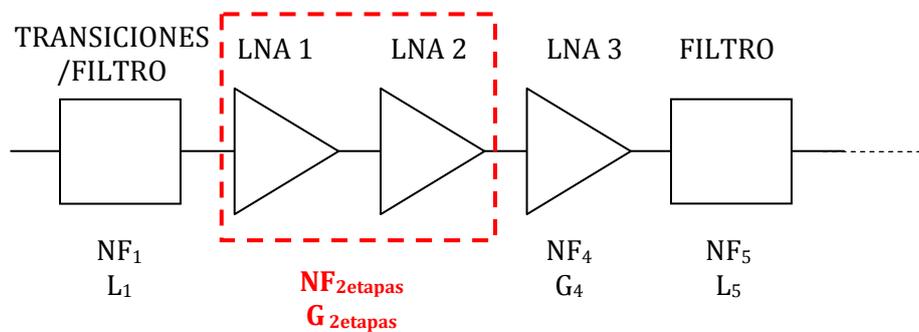


Figura 3.14 - Etapas de entrada típica del LNB para un receptor en Banda K juntando etapas de amplificación.

En este caso el comportamiento de la figura de ruido del receptor se muestra en la siguiente tabla (se ha considerado el peor escenario de pérdidas de inserción de 10dB en el filtro de la etapa final):

		ETAPAS 2-3			
ETAPA 1	NF <sub>2etapas</sub> =0.8 NF <sub>4</sub> =3	NF <sub>2etapas</sub> =0.9 NF <sub>4</sub> =3	NF <sub>2etapas</sub> =1 NF <sub>4</sub> =3	NF <sub>2etapas</sub> =1.1 NF <sub>4</sub> =3	NF <sub>2etapas</sub> =1.2 NF <sub>4</sub> =3
0.15	1.07	1.17	1.27	1.36	1.46
0.18	1.09	1.20	1.30	1.39	1.49
0.21	1.12	1.23	1.33	1.42	1.52
0.24	1.15	1.26	1.36	1.45	1.55
0.27	1.18	1.29	1.39	1.48	1.58
0.3	1.21	1.32	1.42	1.51	1.61

Tabla 3.4 – Estudio de la figura de ruido de un receptor en Banda K. Ganancia 2ª y 3ª etapas conjuntas  **$G_{2etapas}=15dB$** . Pérdidas de inserción del filtro de la última etapa  **$NF_5=10dB$** . (\*)

(\*) **Verde:**  $NF_{Receptor} \leq 1.3dB$       **Naranja:**  $1.3dB \leq NF_{Receptor} \leq 1.4dB$       **Rojo:**  $NF_{Receptor} \geq 1.4dB$

Se obtienen resultados prácticamente los mismos resultados para una etapa de amplificación conjunta con una ganancia de 15dB y que mantenga las mismas figuras de ruido que las etapas separadas.

En este caso, si el mezclador que se encuentra a continuación del último filtro tuviese una figura de ruido de 10dB, la figura de ruido del receptor se incrementaría en mayor medida que en el caso analizado anteriormente para etapas separadas. Este aumento se ha comprobado que sería como máximo de 0.09dB para cualquiera de las combinaciones estudiadas.

# *Capítulo 4*

---

## *Conceptos Básicos en el Diseño de un LNA*

### **4.1. Introducción**

Al analizar la figura de ruido de un receptor de comunicaciones en Banda Ka se ha comprobado como el resultado final tiene una relación directa con el comportamiento de los amplificadores situados en la entrada del mismo. En la medida que estos amplificadores tengan una figura de ruido baja, unido a unos niveles de ganancia suficientemente altos, se logrará que la figura de ruido en el conjunto del receptor también sea baja. Surge de este modo la necesidad de diseñar amplificadores de bajo ruido que permitan cumplir con las estrictas limitaciones de ruido que imponen los niveles de señal tan exiguos asociados a los campos de aplicación donde trabajan este tipo de receptores.

Como paso previo al diseño del amplificador de bajo ruido, en este capítulo se van a abordar los fundamentos teóricos que posteriormente se usarán en la realización de los diseños. Los conceptos que se van a introducir abarcan temas relacionados con el ruido, ganancia, estabilidad, adaptación, etc. ampliamente desarrollados en la literatura [17][18].

## 4.2. Parámetros de Scattering

Las características de una red de dos accesos se pueden definir en función de distintos parámetros. La forma más habitual es relacionar las tensiones y corrientes a la entrada y salida de la red. En función de la selección de variables utilizada se definen distintos tipos de matrices, entre las cuales las más destacadas son; la de impedancia (Z), admitancia (Y) e híbrida (H). El cálculo de los parámetros de estas matrices se obtiene considerando cortocircuitos y circuitos abiertos en los accesos de la red. El problema surge al trabajar a altas frecuencias, como las microondas, donde no resulta fácil conseguir que la red tenga estas terminaciones a causa de las capacidades e inductancias parásitas.

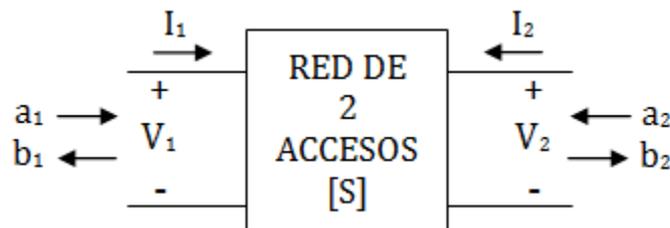


Figura 4.1 – Red de dos accesos.

Las tensiones y corrientes de entrada ( $V_1-I_1$ ) y salida ( $V_2-I_2$ ) de la red se pueden expresar en función de las respectivas ondas incidentes y salientes de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} V_1 &= V_1^+ + V_1^- & V_2 &= V_2^+ + V_2^- \\ I_1 &= I_1^+ - I_1^- & I_2 &= I_2^+ - I_2^- \end{aligned} \quad (4.1)$$

donde el subíndice denota la entrada (1) o salida (2) de la red y el superíndice el sentido incidente (+) o saliente (-) de la onda.

Las ondas de tensión normalizadas de una red de dos accesos se definen como:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{V_1^+}{\sqrt{Z_o}} & a_2 &= \frac{V_2^+}{\sqrt{Z_o}} \\ b_1 &= \frac{V_1^-}{\sqrt{Z_o}} & b_2 &= \frac{V_2^-}{\sqrt{Z_o}} \end{aligned} \quad (4.2)$$

siendo  $Z_o$  es la impedancia de referencia (habitualmente  $50\Omega$ ).

Se puede establecer la relación entre las ondas incidentes ( $a_i$ ) y reflejadas ( $b_i$ ) y las tensiones y corrientes absolutas a la entrada y salida de la red de dos accesos de la forma:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{V_1 + Z_o I_1}{2\sqrt{Z_o}} & a_2 &= \frac{V_2 + Z_o I_2}{2\sqrt{Z_o}} \\ b_1 &= \frac{V_1 - Z_o I_1}{2\sqrt{Z_o}} & b_2 &= \frac{V_2 - Z_o I_2}{2\sqrt{Z_o}} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Si se invierten las variables quedaría que:

$$\begin{aligned} V_1 &= \sqrt{Z_o}(a_1 + b_1) & V_2 &= \sqrt{Z_o}(a_2 + b_2) \\ I_1 &= \frac{(a_1 - b_1)}{\sqrt{Z_o}} & I_2 &= \frac{(a_2 - b_2)}{\sqrt{Z_o}} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Como alternativa para evitar los problemas relacionados con trabajar a altas frecuencias se emplean los *parámetros de dispersión* o *parámetros de Scattering (S)*. Estos parámetros establecen la relación entre las ondas de tensión normalizadas incidentes y reflejadas de una red de dos accesos (ver Figura 4.1) y se definen de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad [S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

El significado de cada parámetro se describe en la siguiente tabla:

Parámetro	Coficiente	Descripción	Expresión
$S_{11}$	Reflexión a la entrada	Relación entre la onda saliente en el puerto 1 respecto a una onda de tensión normalizada incidente en el puerto 1	$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right _{a_2=0}$
$S_{12}$	Transmisión o ganancia inversa	Relación entre la onda saliente en el puerto 1 respecto a una onda de tensión normalizada incidente en el puerto 2	$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right _{a_1=0}$
$S_{21}$	Transmisión o ganancia directa	Relación entre la onda saliente en el puerto 2 respecto a una onda de tensión normalizada incidente en el puerto 1	$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right _{a_2=0}$
$S_{22}$	Reflexión a la salida	Relación entre la onda saliente en el puerto 2 respecto a una onda de tensión normalizada incidente en el puerto 2	$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right _{a_1=0}$

Tabla 4.1 – Descripción de los parámetros de Scattering en una red de 2 accesos.

La definición de los parámetros S se fundamenta en la propiedad que tiene una línea de transmisión conectada a una impedancia de carga igual a su impedancia característica de no reflejar ninguna onda en su terminación.

Entre las ventajas de los parámetros S destacan:

- Permiten realizar mediciones a distancia de los dispositivos. Si se cambia el plano de referencia de los parámetros S la relación de magnitud se mantiene.
- Al trabajar con terminaciones resistivas se pueden realizar medidas en barridos de frecuencia y se evitan oscilaciones.
- Los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  se pueden representar en la Carta de Smith.
- No se precisa circuito equivalente.

Las matrices de parámetros que describen el comportamiento de una red de dos accesos se pueden relacionar entre sí mediante operaciones matriciales que permiten realizar la conversión entre los distintos tipos de parámetros [19].



Figura 4.2 – Analizadores de redes de Agilent. (a) E8364A PNA Series 45MHz-50GHz (b) N5242A PNA-X 10MHz-26.5GHz.

### 4.2.1. Flujos de Potencia

El flujo de potencias entrantes y salientes de una red de dos accesos se puede expresar de forma muy sencilla en términos de las amplitudes de las ondas viajantes:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \operatorname{Re}[V_1^* I_1] &= \frac{1}{2} \operatorname{Re}|a_1|^2 - \frac{1}{2} \operatorname{Re}|b_1|^2 \\ -\frac{1}{2} \operatorname{Re}[V_2^* I_2] &= \frac{1}{2} \operatorname{Re}|a_2|^2 - \frac{1}{2} \operatorname{Re}|b_2|^2 \end{aligned} \quad (4.6)$$

El término de la izquierda representa los flujos de potencia entrantes en los puertos 1 y 2. El término de la derecha representa la diferencia entre la potencia incidente y la reflejada. Esta es una de las ventajas de trabajar con ondas de tensión normalizadas por  $\sqrt{Z_o}$ , las potencias se pueden obtener de forma sencilla elevando al cuadrado  $a_i$  y  $b_i$ .

### 4.3. Adaptación

La adaptación en potencia de una red de dos accesos indica que parte de la potencia disponible es entregada y que parte reflejada. En el caso de la entrada, no toda la potencia incidente tiene porque ser entregada a la red, dependerá de si la entrada está adaptada o no en potencia. Cuanto mejor sea la adaptación de entrada, mayor será la potencia entregada, teniendo la situación más favorable, es decir, aquella en la que toda la potencia incidente es entregada a la entrada de la red, cuando haya adaptación conjugada de impedancias. Cuando se cumple esta condición se puede afirmar que la red está adaptada en potencia en la entrada. De forma análoga podría hacerse la misma explicación para la salida; cuando hay adaptación en potencia, la red entrega a la carga la máxima potencia disponible.

#### 4.3.1. Coeficientes de Reflexión de Entrada y Salida

Al hablar de adaptación en potencia es frecuente referirse al coeficiente de reflexión (una red perfectamente adaptada implica que no hay reflexión de potencia). En la Figura 4.3 se representa una red de dos accesos conectada a un generador y una carga donde  $Z_{in}$  y  $Z_{out}$  son las impedancias de entrada y salida de la red respectivamente (siempre mirando hacia dentro de la red).

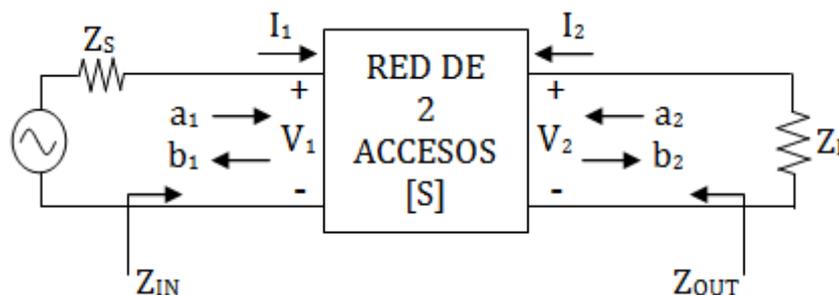


Figura 4.3 – Red de dos accesos conectada a un generador y una carga.

Los parámetros de Scattering se pueden expresar fácilmente como:

$$\begin{aligned} b_1 &= \Gamma_{in} a_1 \\ a_2 &= \Gamma_L b_2 \end{aligned} \quad (4.7)$$

donde  $\Gamma_{in}$  es el coeficiente de reflexión en la entrada de la red y  $\Gamma_L$  el coeficiente de reflexión de la carga (todos los coeficientes de reflexión están referidos a la impedancia de referencia  $Z_o$ ):

$$\begin{aligned} \Gamma_{in} &= \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o} \\ \Gamma_L &= \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \end{aligned} \quad (4.8)$$

El coeficiente de reflexión  $\Gamma_{in}$  se define en función de los parámetros S como:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (4.9)$$

Invirtiendo los papeles del generador y la carga:

$$\begin{aligned} b_2 &= \Gamma_{out} a_2 \\ a_1 &= \Gamma_S b_1 \end{aligned} \quad (4.10)$$

donde  $\Gamma_{out}$  es el coeficiente de reflexión en la salida de la red y  $\Gamma_S$  el coeficiente de reflexión del generador:

$$\begin{aligned} \Gamma_{out} &= \frac{Z_{out} - Z_o}{Z_{out} + Z_o} \\ \Gamma_S &= \frac{Z_S - Z_o}{Z_S + Z_o} \end{aligned} \quad (4.11)$$

El coeficiente de reflexión  $\Gamma_{out}$  en función de los parámetros S quedaría:

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (4.12)$$

### 4.3.2. Adaptación Conjugada Simultánea

La adaptación conjugada simultánea en una red de dos accesos es la situación ideal desde el punto de vista de ganancia ya que permite que transmitir la máxima potencia posible. Para que tanto en la entrada como en la salida haya adaptación en potencia de manera simultánea debe cumplirse que:

$$\begin{aligned}\Gamma_{in} &= \Gamma_S^* \\ \Gamma_{out} &= \Gamma_L^*\end{aligned}\tag{4.13}$$

Estas condiciones se dan para una única combinación de impedancias de generador y carga. Sin embargo, no siempre es posible conseguir adaptación conjugada simultánea en una red de dos accesos; es condición necesaria y suficiente que el dispositivo sea incondicionalmente estable. Las condiciones que deben cumplirse para tener estabilidad incondicional se detallarán más adelante.

### 4.4. Ganancias de Potencia

La amplificación o atenuación de una red de dos accesos se calcula comparando la potencia incidente en la red ( $P_{in}$ ) y la potencia de salida que llega a la carga ( $P_L$ ). Estas expresiones se dieron en la ecuación 4.6, y pueden reescribirse como:

$$\begin{aligned}P_{in} &= \frac{1}{2} \text{Re}[V_1^* I_1] = \frac{1}{2} R_{in} |I_1|^2 \\ P_L &= \frac{1}{2} \text{Re}[V_2^* I_2] = \frac{1}{2} R_L |I_2|^2\end{aligned}\tag{4.14}$$

donde  $V_1=Z_{in}I_1$ ,  $V_2=Z_L I_2$  y se define la parte real de las impedancias de entrada y carga como  $R_{in}=\text{Re}(Z_{in})$  y  $R_L=\text{Re}(Z_L)$  respectivamente.

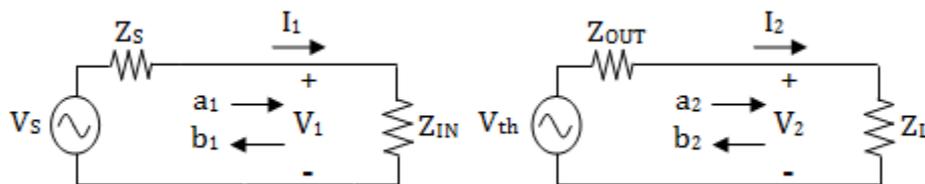


Figura 4.4 – Circuitos equivalentes de entrada y salida.

Usando los circuitos equivalentes de entrada y salida de la Figura 4.4, donde en el circuito de entrada, la red dos accesos y la impedancia de carga se han reemplazado por  $Z_{in}$ , mientras que para la salida, la red y el generador se han reemplazado por un circuito equivalente de Thévenin conectado en el puerto 2, se tiene que:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{|V_S|^2 R_{in}}{|Z_{in} + Z_S|^2}$$

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{|V_{th}|^2 R_L}{|Z_{out} + Z_L|^2} = \frac{1}{2} \frac{|V_S|^2 R_{iL} |Z_{21}|^2}{|(Z_{11} + Z_S)(Z_{out} + Z_L)|^2}$$
(4.15)

La máxima potencia que el generador puede entregar a la carga se llama *potencia disponible del generador* ( $P_{avg}$ ), y se obtiene cuando en la carga hay adaptación conjugada respecto al generador, es decir,  $P_{avg} = P_{in}$  cuando  $Z_{in} = Z_S^*$ .

De forma similar, la potencia disponible por la red ( $P_{avN}$ ) es la máxima potencia que puede ser entregada por el circuito equivalente de Thévenin a la carga. En este caso,  $P_{avN} = P_L$  cuando  $Z_L = Z_{th}^* = Z_{out}^*$ .

A partir de la ecuación 4.14 se deduce que:

$$P_{avg} = \max P_{in} = \frac{|V_S|^2}{8R_S}$$

$$P_{avN} = \max P_L = \frac{|V_{th}|^2}{8R_{out}}$$
(4.16)

Las expresiones de potencia pueden reescribirse por completo en función de los parámetros S y de los coeficientes de reflexión de entrada y salida [20]:

$$P_{in} = \frac{|V_S|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - \Gamma_S|^2}{8Z_o |1 - \Gamma_{in} \Gamma_S|^2}$$

$$P_L = \frac{|V_S|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) |1 - \Gamma_S|^2 |S_{21}|^2}{8Z_o |(1 - S_{11} \Gamma_S) \cdot (1 - S_{22} \Gamma_L) - S_{12} S_{21} \Gamma_S \Gamma_L|^2}$$

$$P_{avg} = \frac{|V_S|^2 |1 - \Gamma_S|^2}{8Z_o (1 - |\Gamma_S|^2)}$$

$$P_{avN} = \frac{|V_S|^2 |1 - \Gamma_S|^2 |S_{21}|^2}{8Z_o (1 - |\Gamma_{out}|^2) |1 - S_{11} \Gamma_S|^2}$$
(4.17)

Se puede concluir que  $P_{avg}$  y  $P_{avN}$  se obtienen a partir de  $P_{in}$  y  $P_L$  cuando se cumple respectivamente para cada una de ellas  $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$  y  $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ .

Se pueden definir tres tipos de expresiones de ganancias de potencia en función de las relaciones entre potencias que se establezcan; la *ganancia de transferencia* ( $G_T$ ), la *ganancia de potencia disponible* ( $G_A$ ) y la *ganancia de operativa o de potencia* ( $G_P$ ).

#### 4.4.1. Ganancia de Transferencia

Es la expresión más representativa para determinar la ganancia de una red de dos puertos ya que incorpora el efecto tanto de la impedancia de entrada como de salida conectadas a la red. Determina la relación entre la potencia entregada a la carga ( $P_L$ ) y la potencia disponible por el generador ( $P_{avg}$ ):

$$G_T = \frac{\text{Potencia entregada a la carga}}{\text{Potencia disponible por el generador}} = \frac{P_L}{P_{avg}} \quad (4.18)$$

Se puede expresar en términos de los parámetros S y los coeficientes de reflexión como:

$$\begin{aligned} G_T &= \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \\ &= \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{out}\Gamma_L|^2} \\ &= \frac{(1 - |\Gamma_S|^2) \cdot |S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2} \end{aligned} \quad (4.19)$$

En el caso particular de que tanto la impedancia de generador como la de carga estuvieran adaptadas a la impedancia de referencia, esto es  $Z_S = Z_L = Z_o$ , se cumpliría que  $\Gamma_S = \Gamma_L = 0$ ,  $\Gamma_{in} = S_{11}$  y  $\Gamma_{out} = S_{22}$ , de forma que:

$$G_T|_{Z_S=Z_L=Z_o} = |S_{21}|^2 \quad (4.20)$$

### 4.4.2. Ganancia Disponible

Determina la relación entre la potencia disponible a la salida de la red ( $P_{avn}$ ) y la potencia disponible por el generador ( $P_{avg}$ ). Se trata de un caso particular de la ganancia de transferencia  $G_T$  cuando la salida de la red está adaptada en potencia, es decir  $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ . Esta ganancia depende únicamente de la impedancia del generador:

$$G_A = \frac{\text{Máxima potencia disponible a la salida de la red}}{\text{Potencia disponible por el generador}} = \frac{P_{avn}}{P_{avg}} \quad (4.21)$$

Se puede expresar en términos de los parámetros S y los coeficientes de reflexión:

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2} \quad (4.22)$$

En el caso particular de que la impedancia de generador estuviera adaptada a la impedancia de referencia, esto es  $Z_S = Z_o$ :

$$G_A|_{Z_S=Z_o} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \quad (4.23)$$

### 4.4.3. Ganancia Operativa o de Potencia

Determina la relación entre la potencia entregada a la carga ( $P_L$ ) y la potencia de entrada en la red ( $P_{in}$ ). Se trata de un caso particular de la ganancia de transferencia  $G_T$  cuando la entrada de la red está adaptada en potencia, es decir  $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$ . Esta ganancia depende únicamente de la impedancia de carga:

$$G_p = \frac{\text{Potencia entregada a la carga}}{\text{Potencia de entrada en la red}} = \frac{P_L}{P_{in}} \quad (4.24)$$

Se puede expresar en términos de los parámetros S y los coeficientes de reflexión como:

$$G_p = \frac{1}{1-|\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (4.25)$$

En el caso particular de que tanto la impedancia de carga estuviera adaptada a la impedancia de referencia, esto es  $Z_L = Z_o$ :

$$G_p|_{Z_L=Z_o} = \frac{|S_{21}|^2}{1-|S_{11}|^2} \quad (4.26)$$

#### 4.4.4. Ganancia Unilateral

La *unilateralidad* es un caso especial que supone que el coeficiente de transmisión inverso de la red  $S_{12}=0$ . Es decir, la red únicamente transmite potencia en un único sentido. Los coeficientes de reflexión e dispositivos unilaterales son  $\Gamma_{in} = S_{11}$  y  $\Gamma_{out} = S_{22}$ . En consecuencia, las impedancias de entrada y salida de la red de dos accesos no dependen respectivamente de las impedancias de carga y generador conectadas a la red. Este hecho facilita el proceso de diseño al no haber interacción entrada-salida, de manera que por ejemplo, para determinar la adaptación de entrada únicamente habrá que centrarse en el diseño de la red de entrada. En definitiva, la unilateralidad ‘separa’ la entrada y la salida, haciendo posible que puedan diseñarse independientemente una de la otra.

Las expresiones de ganancia de transferencia, ganancia disponible y ganancia operativa de un dispositivo unilateral se definen como:

$$\begin{aligned} G_{TU} &= \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \\ G_{AU} &= \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1-|S_{22}|^2} \\ G_{PU} &= \frac{1}{1-|S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \end{aligned} \quad (4.27)$$

Con frecuencia, las redes de dos accesos, como ocurre en ciertos amplificadores de transistores de microondas, pueden aproximar su comportamiento como unilateral ya que

en la práctica  $|S_{12}| \ll |S_{21}|$ . Para saber el error cometido al realizar esta aproximación se define una figura de mérito conocida como *factor de unilateralidad (U)*, que básicamente es la comparación entre la máxima ganancia unilateral y la ganancia de transferencia del dispositivo con las mismas condiciones de adaptación, es decir,  $\Gamma_{in} = S_{11}$  y  $\Gamma_{out} = S_{22}$ .

$$\frac{1}{(1+U^2)} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U^2)}, \quad U = \frac{|S_{11}S_{12}S_{21}S_{22}|}{(1-|S_{11}|^2) \cdot (1-|S_{22}|^2)} \quad (4.28)$$

Cuando  $0.9 < \frac{G_T}{G_{TU}} < 1.1$  (aproximadamente unos 0.4.dB) se asume que el error es

aceptable y se da por buena la aproximación unilateral para la red de dos accesos.

Es importante diferenciar el factor de unilateralidad U de otra figura de mérito conocida como *Mason's invariant (U)* [21][22]. Esta figura de mérito propuesta por Mason, de aplicación habitual en transistores y amplificadores, también está relacionada con el concepto de unilateralidad. Establece la máxima ganancia unilateral que puede conseguir un dispositivo mediante la incorporación de una red de elementos externos (inductancias y condensadores) recíproca y sin pérdidas. A diferencia del factor de unilateralidad U, que determina el error cometido al aproximar como unilateral un dispositivo que realmente no lo es, la invariante de Mason se basa en añadir un circuito externo con el que lograr que el dispositivo sea unilateral.

#### 4.4.5. Ganancias Máximas

La *ganancia máxima disponible* en una red de dos accesos ( $G_{MAG}$ ) se consigue ineludiblemente bajo condiciones de adaptación conjugada simultánea. Como se explicó previamente, esta situación se da para una única combinación de impedancias de generador y carga para las cuales  $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$  y  $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$ . En este supuesto se cumpliría que

$$G_T|_{max} = G_A|_{max} = G_P|_{max} = G_{MAG} :$$

$$G_{MAG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (4.29)$$

siendo  $K$  el factor de Rollet. La condición necesaria y suficiente para tener adaptación conjugada simultánea es que el amplificador sea incondicionalmente estable, es decir que  $K \geq 1$ . Para el caso de amplificadores condicionalmente estables ( $K < 1$ ) se define la *máxima ganancia estable* ( $G_{MSG}$ ) que es la máxima ganancia que se puede lograr cuando  $K=1$ .

$$G_{MAG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (4.30)$$

La definición del factor de Rollet así como las condiciones que deben cumplirse para tener estabilidad incondicional o condicional se detallarán más adelante.

#### 4.4.6. Círculos de Ganancia

Para conseguir una ganancia determinada, excepto en el caso de  $G_{MAG}$ , existen múltiples combinaciones de impedancias de generador y carga. El lugar geométrico de estas combinaciones de impedancias se puede representar en la Carta de Smith mediante círculos cuyo centro y radio variarán dependiendo del valor de ganancia que se pretende obtener [20]. Estos círculos se conocen como círculos de ganancia y son una forma adecuada de representar gráficamente la compleja relación entre las impedancias y la ganancia de un amplificador.

Los círculos de ganancia pueden definirse para diferentes expresiones:

- *Círculos de ganancia disponible:* se representan en el plano del generador  $\Gamma_S$  al depender exclusivamente de la impedancia de generador.
- *Círculos de ganancia de potencia:* se representan en el plano de carga  $\Gamma_L$  al depender exclusivamente de la impedancia de carga.
- *Círculos de ganancia unilateral:* como la expresión de ganancia unilateral se puede ajustar de forma separada e independiente para la impedancia de generador y de carga, se pueden representar tanto en el plano del generador  $\Gamma_S$  como en el de carga  $\Gamma_L$ .

En todos los casos mencionados, las expresiones de ganancia dependen de un único parámetro de impedancia; generador o carga. En el caso de la ganancia de transferencia, al ser una expresión más generalista que depende de dos parámetros

independientes, resulta complejo encontrar simultáneamente el lugar geométrico de los puntos en los planos de generador y de carga que resultan en una determinada ganancia.

## 4.5. Ruido en Amplificadores

En el estudio del comportamiento del ruido realizado en capítulos anteriores se vio la importancia del ruido en los sistemas de comunicaciones, y de manera particular, la relación directa que tiene la figura de ruido del receptor con la figura de ruido de los amplificadores situados en la entrada.

La figura de ruido de un amplificador de dos accesos viene dada por [23]:

$$F = F_{min} + \frac{r_n}{g_s} |y_s - y_{opt}|^2 \quad (4.31)$$

donde  $r_n$  es la resistencia de ruido equivalente normalizada,  $y_s = g_s + jb_s$  representa la admitancia normalizada del generador y  $y_{opt} = g_{opt} + jb_{opt}$  la admitancia de generador normalizada para la cual se logra la figura de ruido mínima (u óptima)  $F_{min}$ .

De forma alternativa, en términos de coeficientes de reflexión se escribe como:

$$F = F_{min} + \frac{4R_n}{Z_o} \frac{|\Gamma_{opt} - \Gamma_s|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (4.32)$$

La figura de ruido de un amplificador queda caracterizada por lo que se conoce como *parámetros de ruido* que generalmente suele ser proporcionar el fabricante del transistor (en caso contrario pueden ser medidos experimentalmente):

- $F_{min}$ : Figura de ruido mínima del transistor.
- $R_n$ : Resistencia de ruido equivalente (sensibilidad de la figura de ruido a cambios en la impedancia del generador). En ocasiones se proporciona el valor de resistencia normalizado en cuyo caso se denota como  $r_n$ .
- $\Gamma_{opt}$ : coeficiente de reflexión óptimo del generador para conseguir la figura de ruido mínima  $F_{min}$ .

Estos parámetros de ruido del amplificador, tal y como se mencionó en el capítulo relativo al ruido, dependen de factores como la frecuencia de funcionamiento, el punto de polarización del transistor, así como la temperatura de trabajo.

Por lo tanto, se puede afirmar que la figura de ruido de un amplificador depende exclusivamente de la impedancia del generador que ve el amplificador conectada a su entrada, sin que se vea afectada por la impedancia de carga. El amplificador deberá tener una impedancia de generador óptima ( $Z_{opt}$ ) para conseguir una figura de ruido mínima  $F=F_{min}$ . Para valores distintos de impedancia, la figura de ruido aumenta.

En el diseño de amplificadores de bajo ruido, lo ideal sería obtener la mínima figura de ruido con la máxima ganancia. Desafortunadamente, el coeficiente de reflexión óptimo de ruido  $\Gamma_{opt}$  no corresponde necesariamente con el punto de adaptación conjugada simultánea del amplificador comentado anteriormente. Es inevitable llegar a un punto de compromiso entre ganancia y ruido. Si la prioridad es el ruido, el diseño de la red de entrada debe centrarse en conseguir que la impedancia de entrada que ve el transistor sea lo más próxima posible a la impedancia óptima de generador [15].

#### 4.5.1. Ganancia Asociada

Se trata de un caso particular de la ganancia disponible del amplificador cuando el coeficiente de reflexión del generador es  $\Gamma_S=\Gamma_{opt}$ . La ganancia asociada ( $G_S$ ) es la ganancia disponible del amplificador para la figura de ruido mínima  $F=F_{min}$ :

$$G_S = G_A \Big|_{\Gamma_S=\Gamma_{opt}} = \frac{1-|\Gamma_{opt}|^2}{|1-S_{11}\Gamma_{opt}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1-|\Gamma_{out}|^2} \quad (4.33)$$

#### 4.5.2. Círculos de Ruido

Existen múltiples combinaciones de impedancias de generador con las que conseguir una figura de ruido constante en el amplificador, excepto para el caso de la figura de ruido mínima  $F_{min}$ . El lugar geométrico de estas combinaciones de impedancias se pueden representar en el plano  $\Gamma_S$  de la Carta de Smith mediante círculos cuyo centro y

radio variarán dependiendo del valor de la figura de ruido a obtener [20]. Estos círculos se conocen como círculos de ruido y permiten representar gráficamente la relación entre las impedancias de generador y la figura de ruido de un amplificador.

## 4.6. Amplificadores Multi-Etapa

De forma alternativa a la figura de ruido de un amplificador, se puede utilizar otra figura de mérito que puede resultar más significativa cuando se consideran amplificadores en cascada conocida como *medida de ruido ó noise measure (M)* [24].

$$M = \frac{F - 1}{1 - \frac{1}{G_A}} \quad (4.34)$$

La medida de ruido se calcula considerando tanto la figura de ruido como la ganancia disponible del amplificador, y permite establecer un criterio para seleccionar en qué orden hay que colocar las etapas para que la figura de ruido de una cascada de amplificadores sea más pequeña [15].

Para el caso de dos amplificadores:

- El amplificador con menor M deberá usarse como primera etapa.
- En caso de igual M, pero diferentes ganancias, se coloca a la entrada el que tenga la figura de ruido más pequeña.

La medida de ruido M también se utiliza para expresar la figura de ruido de una cascada infinita de amplificadores idénticos de la siguiente manera:

$$F_{tot} = F + \frac{F - 1}{G_A} + \frac{F - 1}{G_A^2} + \frac{F - 1}{G_A^3} + \dots = 1 + \frac{F - 1}{1 - \frac{1}{G_A}} = 1 + M \quad (4.35)$$

Al igual que sucede con la figura de ruido y la ganancia disponible, la medida de ruido también depende de la impedancia del generador y puede representarse gráficamente en el plano S de la Carta de Smith [25].

## 4.7. Estabilidad

La estabilidad es un factor muy importante en el diseño de un amplificador de bajo ruido. Es preciso conocer las impedancias que llevan al amplificador a un punto de inestabilidad que le haga oscilar. Entre las causas que pueden causar oscilación en una red de dos accesos están; la realimentación interna, la realimentación externa y la ganancia excesiva en frecuencias fuera de la banda. Para prevenir la inestabilidad el objetivo es situar  $\Gamma_L$  y  $\Gamma_S$  en las regiones estables de la Carta de Smith. En la práctica se consigue mediante el filtrado y cargas resistivas que atenúen la ganancia.

Se definen dos tipos de estabildades, incondicional o condicional, dependiendo respectivamente de si el amplificador es estable para todas las impedancias de las redes de adaptación de entrada y salida del transistor o solo para algunas de ellas.

Una red de dos accesos es *incondicionalmente estable* cuando se cumple que para cualquier impedancia de generador y carga con partes resistivas positivas ( $\text{Re}(Z_S) > 0$  y  $\text{Re}(Z_L) > 0$ ), la parte resistiva de las impedancias de salida y entrada de la red también son positivas ( $\text{Re}(Z_{out}) > 0$  y  $\text{Re}(Z_{in}) > 0$ ). Esta condición hace que desde el punto de vista de los coeficientes de reflexión ha de cumplirse que:

$$\begin{aligned} |\Gamma_S| < 1 &\Rightarrow |\Gamma_{out}| < 1 \\ |\Gamma_L| < 1 &\Rightarrow |\Gamma_{in}| < 1 \end{aligned} \quad (4.36)$$

A partir de las ecuaciones 4.9 y 4.12 se puede establecer la condición de estabilidad incondicional de una red de dos puertos en términos de los parámetros S y los coeficientes de reflexión del generador y la carga como:

$$\begin{aligned} |\Gamma_S| < 1 &\Rightarrow |\Gamma_{in}| = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} < 1 \\ |\Gamma_L| < 1 &\Rightarrow |\Gamma_{out}| = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} < 1 \end{aligned} \quad (4.37)$$

Cuando no se cumplen algunas de las condiciones anteriores se dice que la red es *condicionalmente estable o potencialmente estable*. Es decir, existen ciertas de impedancias de generador o carga que hacen que el dispositivo sea inestable.

La estabilidad de una red de dos accesos depende de los parámetros S de la red, por lo tanto; es función de la frecuencia (es posible que un amplificador sea estable a la frecuencia de diseño pero inestable a otras) y depende a su vez del punto de polarización como del régimen de funcionamiento (pequeña o gran señal) de los dispositivos activos.

Existen diferentes criterios para determinar la estabilidad incondicional de una red de dos accesos [26][27]. Uno de los criterios más extendidos fue definido por Rollet y se conoce como factor de estabilidad K [28]:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad |\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (4.38)$$

La condición necesaria y suficiente para la estabilidad incondicional de una red de dos accesos es que  $k > 1$  junto con una de las siguientes condiciones auxiliares:

$$\begin{aligned} B_1 &= 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \\ B_2 &= 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \\ \beta_1 &= 1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}S_{21}| > 0 \\ \beta_2 &= 1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}S_{21}| > 0 \\ |\Delta| &= |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \end{aligned} \quad (4.39)$$

El factor de estabilidad K no puede aplicarse en el caso de dispositivos unilaterales ( $S_{12}=0$ ). Existen también otros criterios para determinar la estabilidad que solo involucran una variable y no necesitan condiciones auxiliares. Edward-Sinsky [29] definió la estabilidad de una red de dos accesos a partir de los siguientes parámetros:

$$\begin{aligned} \mu_1 &= \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} \\ \mu_2 &= \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta S_{22}^*| + |S_{12}S_{21}|} \end{aligned} \quad (4.40)$$

El parámetro  $\mu_1$  determina la estabilidad de la impedancia de entrada de una red de dos accesos en función de las impedancias en el plano de carga  $\Gamma_L$ . De forma complementaria,  $\mu_2$  determina la estabilidad de la impedancia de salida de la red en función de las impedancias en el plano del generador  $\Gamma_S$ . Los parámetros  $\mu_1$  y  $\mu_2$  se pueden

interpretar geoméricamente como la distancia que hay desde el centro de la Carta de Smith al punto de inestabilidad más cercano en los planos de carga  $\Gamma_L$  y generador  $\Gamma_S$  respectivamente. La condición necesaria y suficiente para la estabilidad incondicional de la impedancia de entrada y de salida de una red de dos accesos es que  $\mu_1 > 1$  y  $\mu_2 > 1$ .

Aunque el cumplimiento de cualquiera de los criterios de estabilidad anteriores es condición necesaria y suficiente para la estabilidad incondicional de una red de dos accesos, es necesario que previamente se cumpla una premisa conocida como Rollet 's proviso [30]. Esta condición previa establece que antes de aplicar los parámetros  $k$ - $\Delta_S$  o  $\mu$  para determinar la estabilidad de una red de dos accesos para cualquier tipo de impedancias de generador y carga, la red tiene que ser estable para un conjunto específico de terminaciones. En el caso de trabajar con parámetros  $S$  estas impedancias serían las que se han utilizado para definir los parámetros.

Sería deseable tener estabilidad incondicional en todo el rango de frecuencias de funcionamiento del amplificador. En la banda de trabajo se consigue con el diseño de RF mientras que para frecuencias fuera de la banda habitualmente se utilizan las redes de polarización.

Existen diferentes técnicas para mejorar la estabilización en la banda de trabajo, como por ejemplo; añadir una resistencia en serie en el terminal de puerta del transistor (tiene el inconveniente en amplificadores de bajo ruido de aumentar la figura de ruido) o la realimentación inductiva, añadiendo una inductancia en el terminal de fuente del transistor mediante hilos de bonding (actúa como una pequeña resistencia pero sin generar ruido). Con la realimentación inductiva se puede conseguir además que dispositivos con un comportamiento próximo a la unilateralidad tengan simultáneamente optimización en ruido y potencia [31][32]. En cualquiera de los casos la resistencia que se añade para mejorar la estabilidad tiene como contrapartida que reduce la ganancia del dispositivo.

Los problemas de estabilidad fuera de la banda de trabajo suelen producirse por las elevadas ganancias que generalmente tienen los amplificadores a baja frecuencia. Esta característica es generalmente indeseable ya que conduce a la inestabilidad. La manera habitual de reducir la ganancia del amplificador fuera de la banda es incluyendo resistencias y condensadores a tierra en las redes de polarización. Así se consigue filtrar y reducir la ganancia de las frecuencias no deseadas sin alterar el comportamiento del

amplificador, ya que las redes de polarización están diseñadas para estar desacopladas de la banda de trabajo (se comportan como un circuito abierto).

#### 4.7.1. Círculos de Estabilidad

La estabilidad en una red de dos accesos se puede estudiar mediante los círculos de estabilidad. Se trata de una forma adecuada de representar gráficamente la relación que las impedancias de generador y carga tienen respectivamente con la estabilidad a la salida y entrada de la red [20].

Los *círculos de estabilidad de entrada* representan en el plano  $\Gamma_s$  de la Carta de Smith las impedancias del generador que hacen que  $|\Gamma_{out}| = 1$ . Estos círculos permiten delimitar las regiones de estabilidad condicional e incondicional de las impedancias de generador. Para determinar la estabilidad correspondiente a las impedancias que se encuentran dentro y fuera de cada círculo basta fijarse en el parámetro  $S_{22}$ . Si  $|S_{22}| < 1$  ( $\Gamma_{out}|_{Z_s=Z_o} = S_{22}$ ), el centro de la Carta de Smith se encuentra necesariamente dentro de la región incondicionalmente estable.

Los *círculos de estabilidad de salida* representan en el plano  $\Gamma_L$  de la Carta de Smith las impedancias de carga que hacen que  $|\Gamma_{in}| = 1$ . Estos círculos permiten delimitar las regiones de estabilidad condicional e incondicional de las impedancias de carga. Para determinar la estabilidad correspondiente a las impedancias que se encuentran dentro y fuera de cada círculo basta fijarse en el parámetro  $S_{11}$ . Si  $|S_{11}| < 1$  ( $\Gamma_{in}|_{Z_L=Z_o} = S_{11}$ ), el centro de la Carta de Smith se encuentra necesariamente dentro de la región incondicionalmente estable.

En el caso de estabilidad incondicional, la totalidad de la Carta de Smith se encuentra dentro de la región estable que definen los círculos de estabilidad. Por el contrario, si el dispositivo es condicionalmente estable, parte de la Carta de Smith se encuentra fuera de la región de estabilidad.

Los círculos de estabilidad son de gran utilidad en el diseño de amplificadores de bajo ruido ya que facilitan la elección de las impedancias del transistor que no causen oscilación, proporcionando cierto margen de seguridad.

## 4.8. Linealidad

Un sistema se considera lineal cuando la señal de salida es directamente proporcional a la de entrada. Es decir, la señal de salida reproduce fielmente la señal de entrada. La relación entre las potencias de entrada y salida del dispositivo se representa gráficamente a través de una recta cuya pendiente está determinada por la ganancia del amplificador.

En la realidad no existe ningún dispositivo completamente lineal. Todos los dispositivos tienen algún tipo de pérdidas, por muy pequeñas que sean, que generan ruido térmico que siempre estará presente en la salida, incluso en ausencia de señal de entrada. En consecuencia, a niveles bajos de señal todos los dispositivos se pueden considerar no lineales a causa del ruido. Asimismo, algunos dispositivos también pueden convertirse en no lineales a niveles de señal elevados. Es el caso de dispositivos activos como los diodos y transistores, y por extensión los amplificadores.

La no linealidad de un dispositivo puede originar efectos no deseados tales como compresión de ganancia o generación de componentes espurios, que conllevan un aumento de las pérdidas, distorsión de la señal o posibles interferencias. Entre los posibles efectos de las no linealidades en los sistemas de microondas destacan:

- Generación de armónicos.
- Saturación o reducción de la ganancia,
- Distorsión por productos de intermodulación.
- Recrecimiento espectral.

La Figura 4.5 representa la relación típica entrada-salida de un amplificador. A niveles muy bajos de señal de entrada, la señal de salida queda enmascarada por el fondo de ruido que genera el amplificador. Por otro lado, a partir de ciertos niveles de señal de entrada el amplificador comienza a saturarse lo que hace que la ganancia decrezca y deje de comportarse de manera lineal.

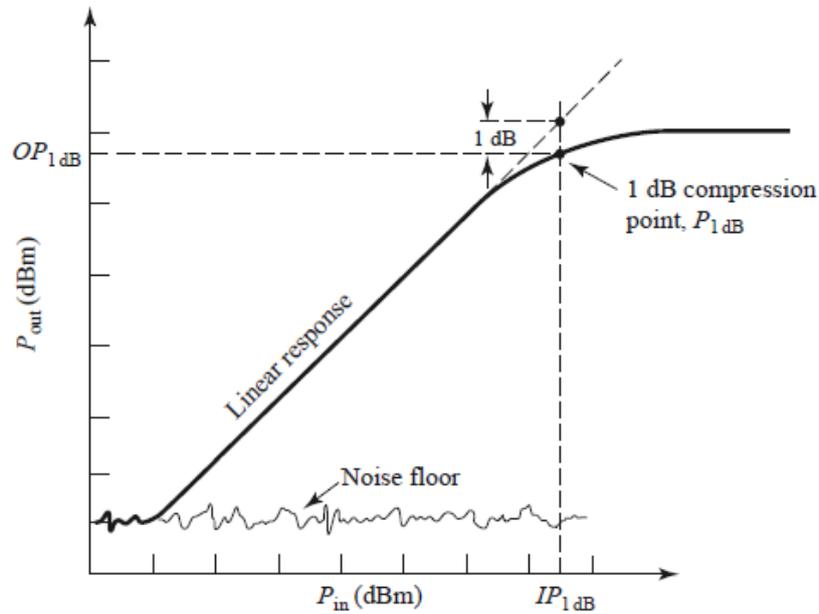


Figura 4.5 – Respuesta de un amplificador no lineal.

El rango de niveles de potencia de la señal de entrada donde el amplificador se comporta de manera lineal se conoce como *rango dinámico de funcionamiento*.

El nivel de potencia máximo hasta el cual se considera que el amplificador presenta un comportamiento lineal se llama *punto de compresión de 1dB*. Se trata del nivel de potencia (referido a la entrada o salida) donde la ganancia del amplificador cae 1dB.

Los niveles de potencia con los que trabajan los receptores en Banda K generalmente están dentro del rango dinámico de funcionamiento de los amplificadores de bajo ruido. Se puede considerar que tiene un comportamiento lineal, lo que facilita el diseño al poder trabajar el modelo equivalente en pequeña señal de los transistores.

# *Capítulo 5*

---

## *Modelo de Imagen Negativa*

### **5.1. Introducción**

El diseño de un amplificador implica alcanzar cierto grado de compromiso entre diferentes características como la figura de ruido, ganancia, estabilidad o adaptación, en todo el rango de frecuencias de funcionamiento. El diseño de las redes de adaptación de entrada y salida que permitan obtener unas determinadas especificaciones es una tarea complicada. Por lo general, no existe un único conjunto de impedancias de generador y carga que permita cumplir con los objetivos de diseño propuestos. Además, una vez encontradas estas impedancias, no existe la garantía de que puedan ser realizadas. El modelo de imagen negativa facilita encontrar las impedancias de generador y carga del amplificador que permiten conseguir el rendimiento deseado, proporcionando un punto de partida más preciso para sintetizar las redes de adaptación y una mejor predicción del rendimiento que puede lograrse.

### **5.2. Explicación del Modelo de Imagen Negativa**

El modelo de imagen-negativa fue propuesto por primera vez en 1979 por Medley y Allen [33]. Se trata de una técnica bastante precisa para calcular modelos de impedancias de generador y carga de un dispositivo a partir de los parámetros S y los parámetros de ruido. Permite determinar la ubicación del conjunto de impedancias de

generador y carga que cumplen con los requisitos exigidos y modelarlas de forma simple y sencilla. A partir de estos modelos simplificados se pueden sintetizar las redes de adaptación de entrada y salida de manera directa.

La aplicación del modelo de imagen negativa en el diseño de amplificadores de bajo ruido [34][35] facilita en gran medida el diseño, donde encontrar un punto de compromiso entra el ruido, la ganancia y el ancho de banda no es fácil de conseguir. En cualquier amplificador de bajo ruido, el conjunto de impedancias de generador y carga que proporcionan estas prestaciones no es único. Este hecho dificulta el diseño del amplificador de manera satisfactoria, especialmente en aquellos casos en los que se necesita un gran ancho de banda de funcionamiento. Además, en pocas ocasiones está claro lo bien que se puede adaptar la red de entrada del amplificador a la impedancia óptima del generador con la que conseguir la mínima figura de ruido, especialmente cuando se añaden restricciones relacionadas con la ganancia o el ancho de banda. El modelo de imagen negativa establece un criterio práctico para determinar un conjunto de impedancias de generador y carga realizables que cumplan con cualesquiera que sean los requisitos establecidos en la banda de interés.

El diseño de amplificadores de bajo ruido mediante el modelo de imagen negativa se puede dividir en tres fases:

- Diseño del amplificador usando elementos reactivos negativos.
- Síntesis de las redes de adaptación reales.
- Obtención del amplificador completo.

### **5.2.1. Diseño del Amplificador usando Elementos Reactivos Negativos**

El esquema de un amplificador con el modelo de imagen negativa se muestra en la Figura 4.5. En primer lugar se crean las redes de adaptación de entrada y salida con unos puertos resistivos variables y una configuración de elementos discretos con valores reactivos (bobinas y condensadores) negativos como se indica en la Figura 5.2. Estas redes pueden tener cualquier topología aunque es recomendable emplear aquellas que mejor reflejen el comportamiento de los elementos parásitos del dispositivo. Es preferible que sean lo más simples posibles para facilitar el proceso de síntesis de las redes de adaptación reales. En caso de no lograr el rendimiento deseado se puede incrementar el

número de elementos de la red, aunque ello dificulta el proceso de síntesis posterior de las redes de adaptación reales.

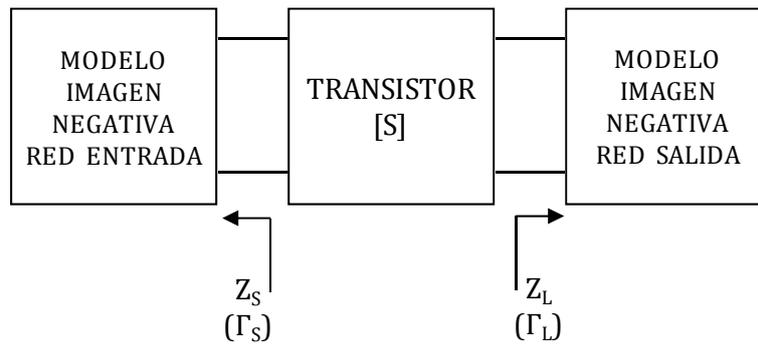


Figura 5.1 – Esquema del modelo de imagen negativa.

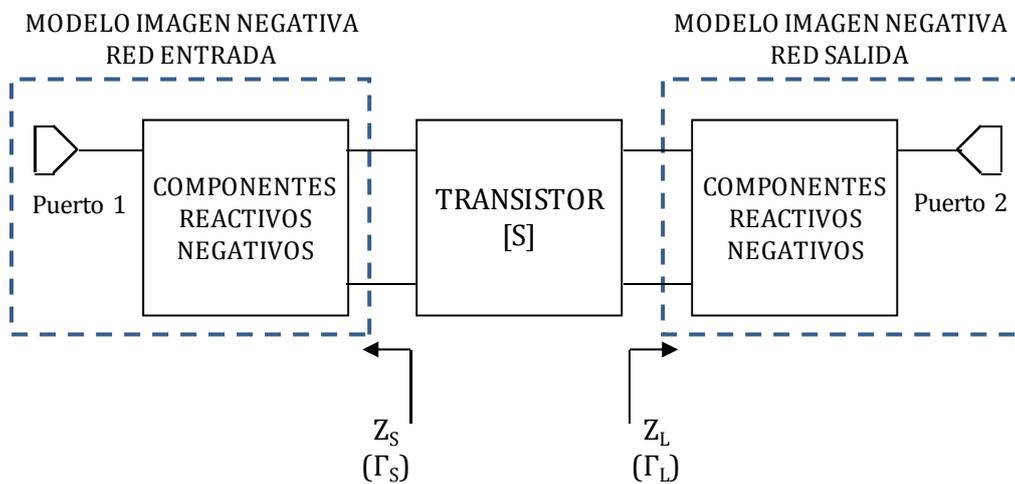


Figura 5.2 – Caracterización de las redes de adaptación de entrada y salida en el modelo de imagen negativa.

Una vez escogidas las topologías de las redes de adaptación de entrada y salida, el siguiente paso es optimizar tanto los componentes reactivos de valor negativo como los puertos resistivos. Esta es la parte más crítica del diseño. El criterio de optimización puede ser cualquiera que se considere oportuno; figura de ruido, ganancia, estabilidad o cualquier otro parámetro de interés. El resultado que se obtenga será el que tendrá el amplificador final, con las limitaciones del proceso de síntesis de las redes de adaptación de entrada y salida. Esta optimización será mucho más sencilla que la optimización de las redes de adaptación reales.

### 5.2.2. Síntesis de las Redes de Adaptación Reales

Cuando que se ha logrado el rendimiento deseado, hay que sintetizar las redes de adaptación reales usando como carga la versión positiva de las redes de adaptación de entrada y salida del modelo de imagen negativa que se han obtenido previamente. Para ello simplemente hay que convertir en positivo el valor de los componentes reactivos.

Las redes de adaptación reales pueden tener la configuración que se quiera. Generalmente se utilizan puertos con impedancias de  $50\Omega$  que es la impedancia de referencia estándar de los dispositivos que se conectarán al amplificador completo tanto a la entrada como a la salida. De este modo las prestaciones del amplificador no se ven alteradas cuando se conecte con otros dispositivos.

El proceso de síntesis de las redes de adaptación se puede realizar de diferentes maneras posibles. La bibliografía al respecto es extensa [36] aunque la forma más fácil y rápida es hacer uso de un programa de simulación que permita optimizar la síntesis de las redes de adaptación, aún a pesar de que la configuración inicial elegida para las mismas no sea la más adecuada.

En la Figura 5.3 se puede ver la síntesis de la red de adaptación de entrada. En la medida que la adaptación sea perfecta ( $S_{11}=0$ ) se conseguirá que  $Z_{S_{red}}=Z_S$ .

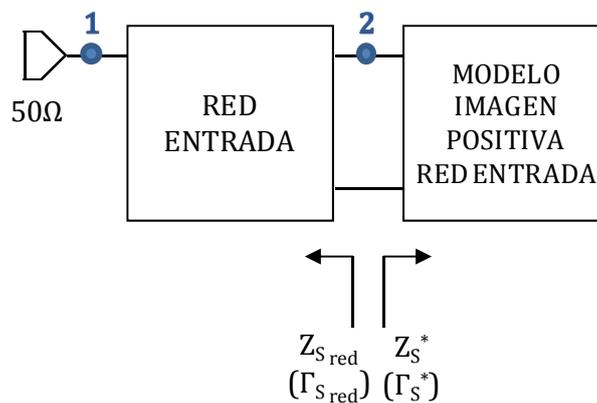


Figura 5.3 – Síntesis de la red de adaptación de entrada.

En la Figura 5.4 se muestra la síntesis de la red de adaptación de salida. Del mismo modo, en la medida que la adaptación sea perfecta ( $S_{11}=0$ ) se conseguirá que  $Z_{L_{red}}=Z_L$ .

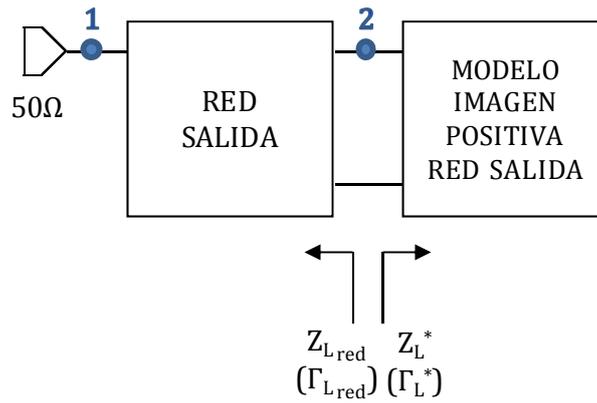


Figura 5.4 – Síntesis de la red de adaptación de salida.

Si este proceso de síntesis se ha realizado correctamente las redes de adaptación reales tendrán un comportamiento equivalente a las redes de adaptación de elementos discretos negativos.

### 5.2.3. Obtención del Amplificador Completo

El circuito del amplificador completo se consigue conectando el transistor a las nuevas redes sintetizadas como se indica en la Figura 5.5. Es necesario prestar especial atención a la orientación de la red de adaptación de salida. Para que la impedancia que ve el transistor sea  $Z_{L_{red}}$  hay que invertir la red respecto a la disposición de la Figura 5.4.

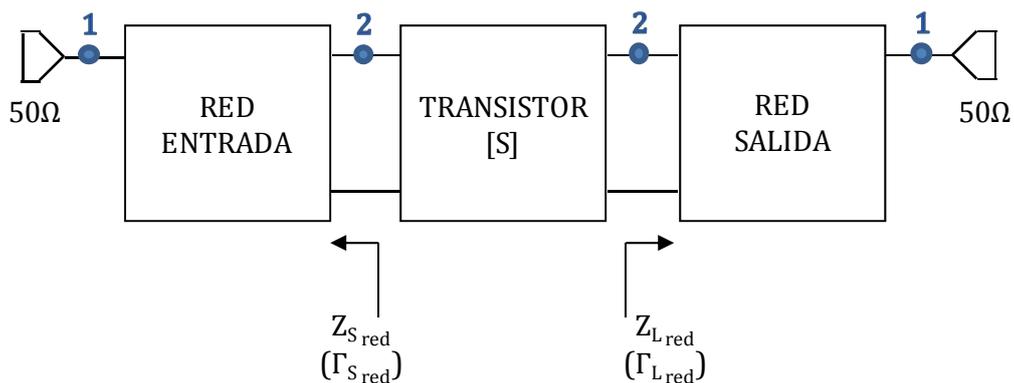


Figura 5.5 – Obtención del amplificador completo.

Si las redes de adaptación reales se adaptaron bien a sus respectivas cargas formadas por las redes de elementos discretos con imagen positiva, el amplificador completo debería tener el mismo comportamiento que el modelo de imagen negativa. En

la práctica las redes de adaptación reales no están perfectamente adaptadas con lo que el funcionamiento puede que no sea exactamente el mismo, aunque en todo caso se aproximará bastante. Llegados a este punto, una ligera optimización del valor de los parámetros de la red proporcionaría valores más adecuados y, por lo tanto, minimizaría el error.

### **5.3. Elección de las Redes de Entrada y Salida en un FET**

Los diseños de amplificadores de bajo ruido normalmente se realizan con transistores de efecto de campo (FET por sus siglas en inglés), y en particular, con transistores de alta movilidad electrónica (HEMT por sus siglas en inglés) por el mejor comportamiento en ruido que ofrecen. Los aspectos relacionados con la elección del tipo de transistor se abordarán más adelante.

Como primer paso del modelo de imagen negativa hay que crear las redes de adaptación de entrada de entrada y salida usando componentes reactivos de valor negativo. La configuración de estas redes puede ser cualquiera pero es recomendable la topología que mejor replique el comportamiento del dispositivo y que sea lo más sencilla posible para facilitar la síntesis de las redes de adaptación reales.

En la Figura 5.6 se observa el circuito equivalente en pequeña señal de un FET. Analizando el circuito se puede aproximar que la impedancia de entrada es una combinación RC serie. A las frecuencias de trabajo (Banda X) la inductancia que se genera en el terminal de puerta es muy pequeña por lo que se puede despreciar. Por el contrario, la combinación que mejor modela la impedancia de salida es una RC paralelo. En este caso la inductancia generada en el terminal de drenador es mayor que la del terminal de puerta, por lo es posible que no pueda ser ignorada. Habitualmente pudiera ser suficiente con aproximar el comportamiento de salida del transistor con una combinación RC paralelo, pero después de cierta experimentación se ha comprobado que es imposible obtener una respuesta plana en la banda de funcionamiento simplemente con un condensador, de forma que es necesario incluir una bobina en paralelo [37]. La inclusión de esta bobina en paralelo a la salida tiene la ventaja añadida que el circuito resonante paralelo LC se comportará como un paso banda que permitirá reducir la ganancia a frecuencias bajas, un problema habitual en el diseño de amplificadores de banda ancha.

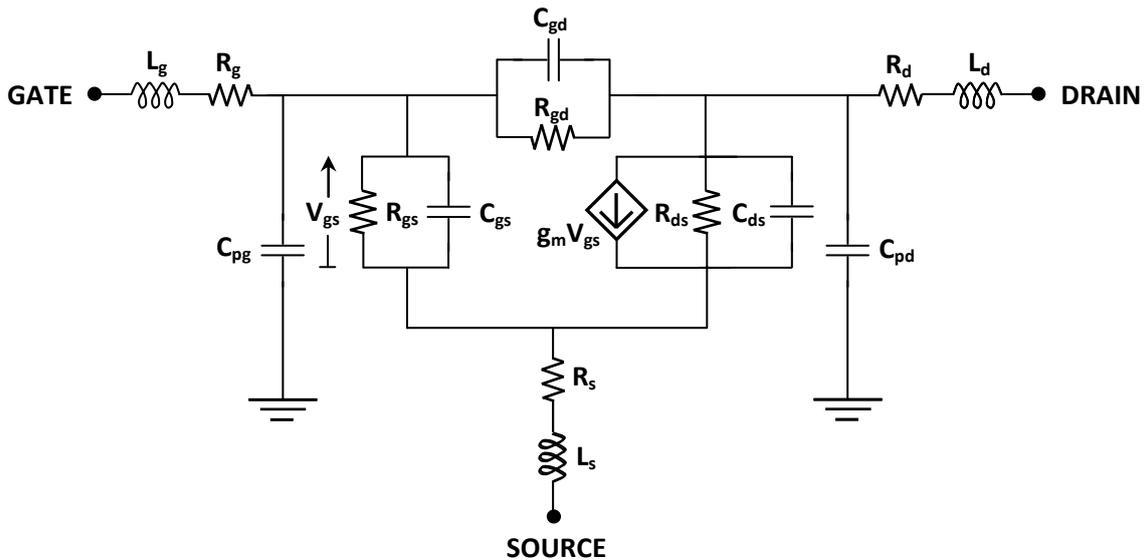


Figura 5.6 – Modelo equivalente en pequeña señal de un FET.

En consecuencia, la topología de las redes de adaptación del modelo de imagen negativa para un FET estarán formadas por un combinación RC serie a la entrada con el valor del condensador negativo y una combinación RCL paralelo a la salida con el valor del condensador y la bobina negativos como se indica en la Figura 5.7.

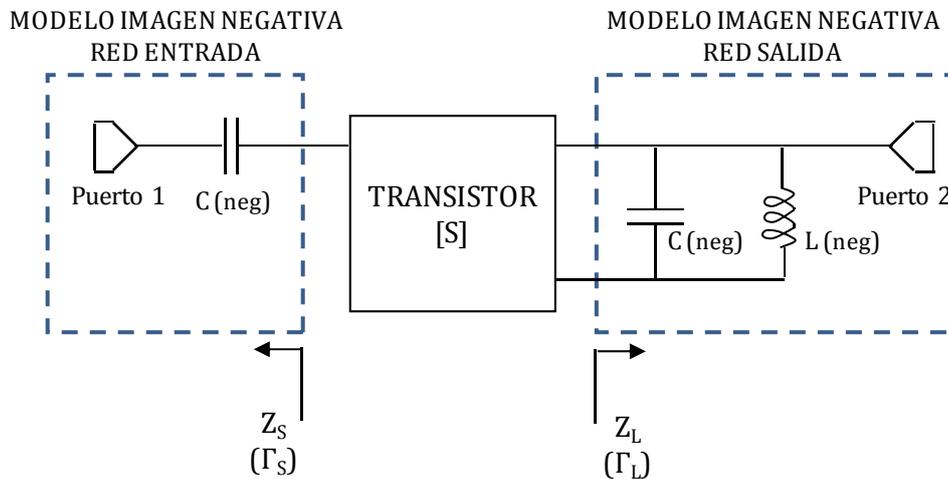


Figura 5.7 – Topología de las redes de adaptación de entrada y salida en el modelo de imagen negativa de un FET.

Con el objetivo de poder minimizar el ruido, criterio prioritario en el diseño de un amplificador de bajo ruido, la red de entrada debe poder aproximarse a la impedancia óptima de ruido del generador que tiene el transistor.

Las expresiones del ruido óptimo de un HEMT en función de la admitancia del generador se definen como [38]:

$$\begin{aligned}
 Y_{OPT} &= G_{OPT} + jB_{OPT} \\
 G_{OPT} &= \sqrt{G_{IN}^2 + \frac{G_{IN}}{R_N}} \\
 B_{OPT} &= -B_{IN}
 \end{aligned}
 \tag{x.1}$$

donde  $G_{IN}$   $B_{IN}$  son las conductancias y susceptancias de entrada del transistor:

$$\begin{aligned}
 G_{IN} &= \frac{\omega^2 C_{GS}^2 R_T}{1 + \omega^2 C_{GS}^2 R_T^2} \\
 B_{IN} &= \frac{\omega C_{GS}}{1 + \omega^2 C_{GS}^2 R_T^2}
 \end{aligned}
 \tag{x.2}$$

Los valores de susceptancia óptimos de ruido son positivos ( $B_{opt}>0$ ), de forma que los coeficientes de reflexión óptimos del generador para conseguir la figura de ruido mínima  $F_{min}$  se sitúan en la mitad superior de la Carta de Smith. Los coeficientes de reflexión  $\Gamma_S$  de la topología RC serie (C negativo) de la red de adaptación de entrada del modelo de imagen negativa también se encuentran en la mitad superior de la Carta de Smith, lo que permitirá optimizar el modelo de imagen negativa para minimizar el ruido del amplificador.

Como se ha visto, con la topología RC serie a la entrada del modelo de imagen negativa se consigue reflejar el comportamiento de la impedancia de entrada del transistor, lo que facilita la optimización de la ganancia y adaptación, a la vez que es posible lograr alcanzar la figura de ruido mínima del transistor.

## 5.4. Aplicación del Modelo de Imagen Negativa en el Diseño de un LNA

La mejor manera de explicar el proceso del modelo de imagen negativa en el diseño de un amplificador de bajo ruido es mediante un ejemplo. Se propone diseñar un amplificador en el rango de frecuencias de 8-12GHz (Banda X) con una figura de ruido por debajo de 0.9dB y una ganancia mínima de 13dB. Se empleará como transistor el modelo NE32400A de NEC (ver Anexo A) y se trabajará en un sustrato de alúmina de 0.635mm de espesor. Se hará uso de Microwave Office como herramienta de simulación [39].

### 5.4.1. Modelo de Imagen Negativa

En primer lugar se crea el modelo de imagen negativa del amplificador. Como se ha explicado previamente, se empleará una configuración de red RC serie en la entrada y RCL paralelo en la salida.

Se optimizan tanto los elementos reactivos negativos como los puertos, centrando la optimización en cualquier aspecto que se considere importante según la aplicación que se quiera dar al amplificador. En este caso se buscan unos valores de figura de ruido inferiores a 0.9dB y unos valores de ganancia por encima de 13dB en toda la banda de trabajo.

El valor de los elementos de la red optimizada se muestra en la Figura 5.8. En la Figura 5.9 se puede comprobar cómo los resultados del amplificador del modelo de imagen negativa cumplen los requisitos exigidos de figura de ruido por debajo de 0.9dB y ganancia por encima de 13dB.

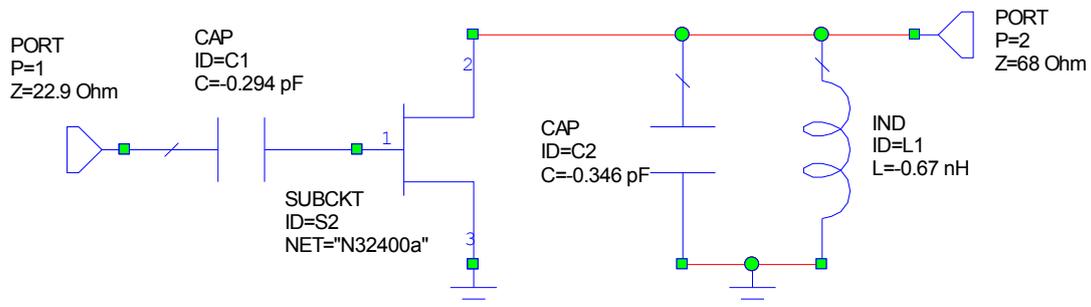


Figura 5.8 – Modelo de imagen negativa optimizado del amplificador NE32400A.

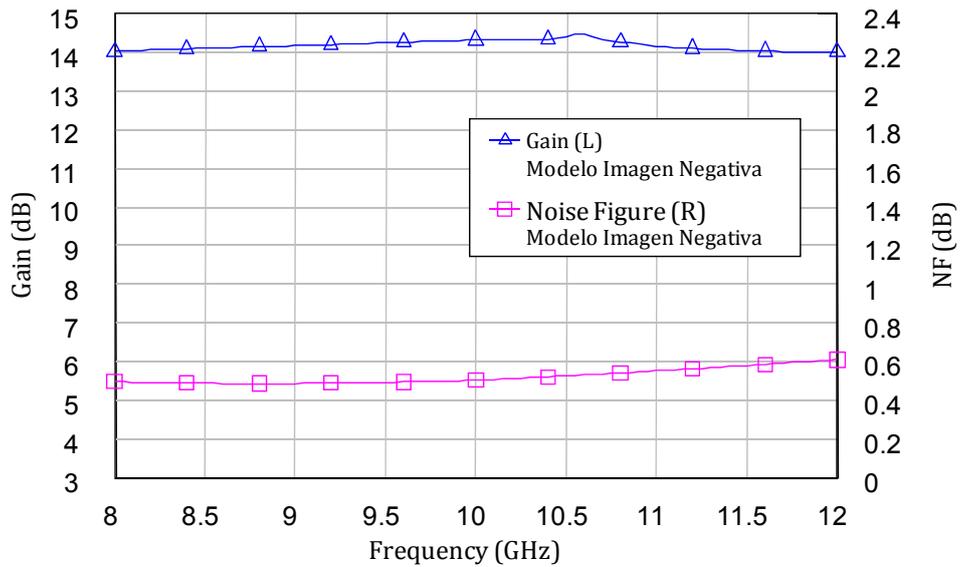


Figura 5.9 – Ganancia y figura de ruido del modelo de imagen negativa del amplificador NE32400A.

### 5.4.2. Síntesis de las Redes de Adaptación

El siguiente paso es sintetizar las redes de adaptación reales de entrada y salida del amplificador. En la Figura 5.10 y Figura 5.11 se puede ver cómo se realiza este proceso. Cada una de las redes utiliza como carga las redes de entrada y salida del modelo de imagen negativa optimizado de la Figura 5.8 convirtiendo los valores negativos de las reactancias en positivos.

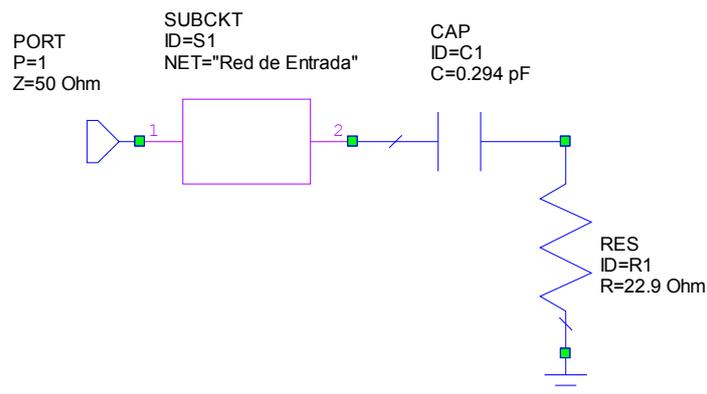


Figura 5.10 – Síntesis de la red de adaptación de entrada del amplificador NE32400A.

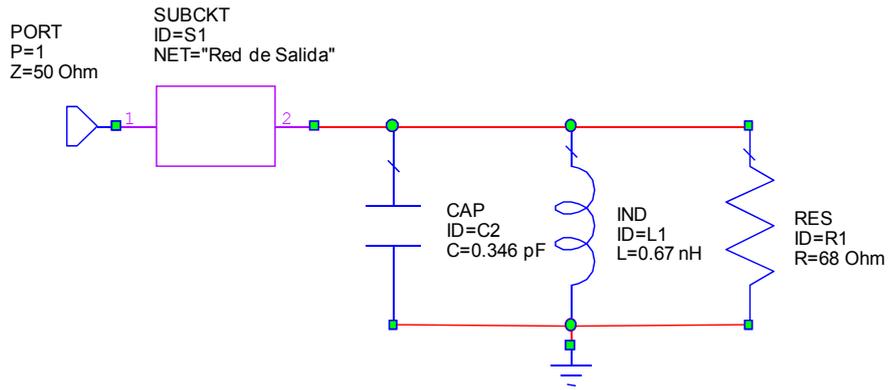


Figura 5.11 – Síntesis de la red de adaptación de salida del amplificador NE32400A.

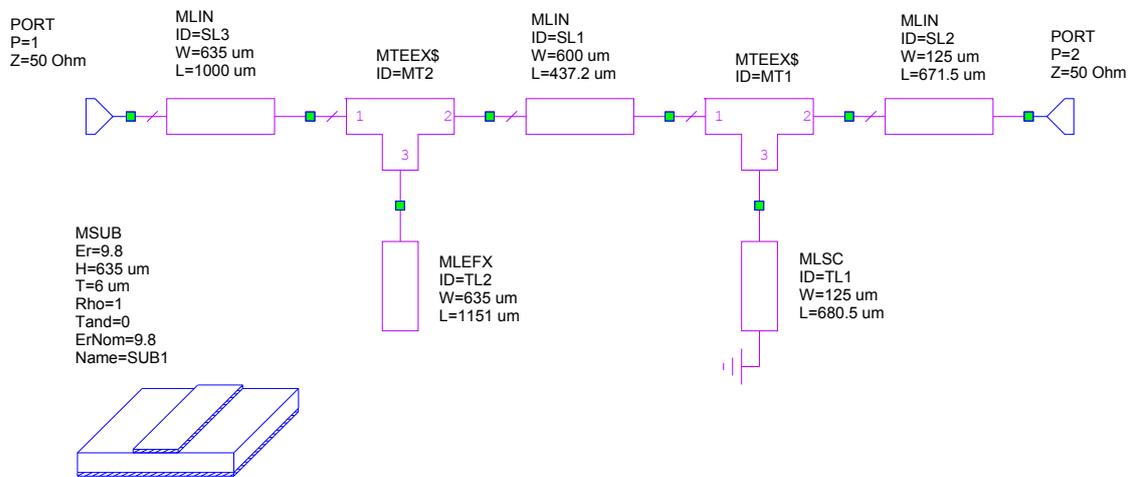


Figura 5.12 – Red de adaptación de entrada del amplificador NE32400A.

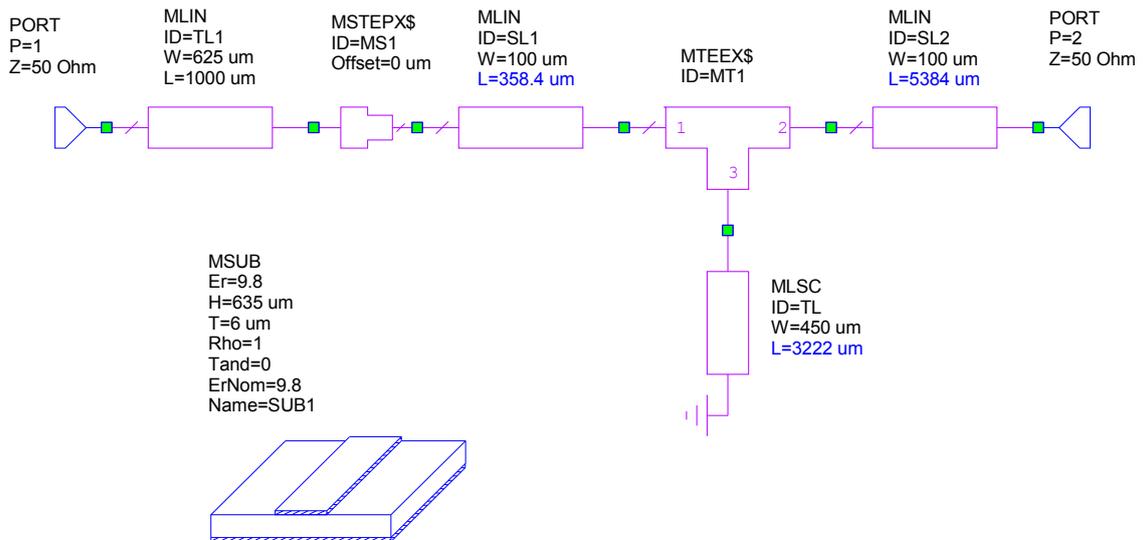


Figura 5.13 – Red de adaptación de salida del amplificador NE32400A.

Las redes de adaptación reales pueden tener cualquier configuración. En la Figura 5.12 y Figura 5.13 se pueden ver las configuraciones escogidas en este ejemplo con los valores optimizados de las longitudes y anchuras de las líneas. Para sintetizar correctamente las redes de adaptación es preciso conseguir la mejor adaptación posible con la ayuda de Microwave Office. Si este proceso de síntesis se realiza correctamente, las redes de adaptación reales tendrán un comportamiento equivalente a las redes de adaptación de elementos discretos negativos.

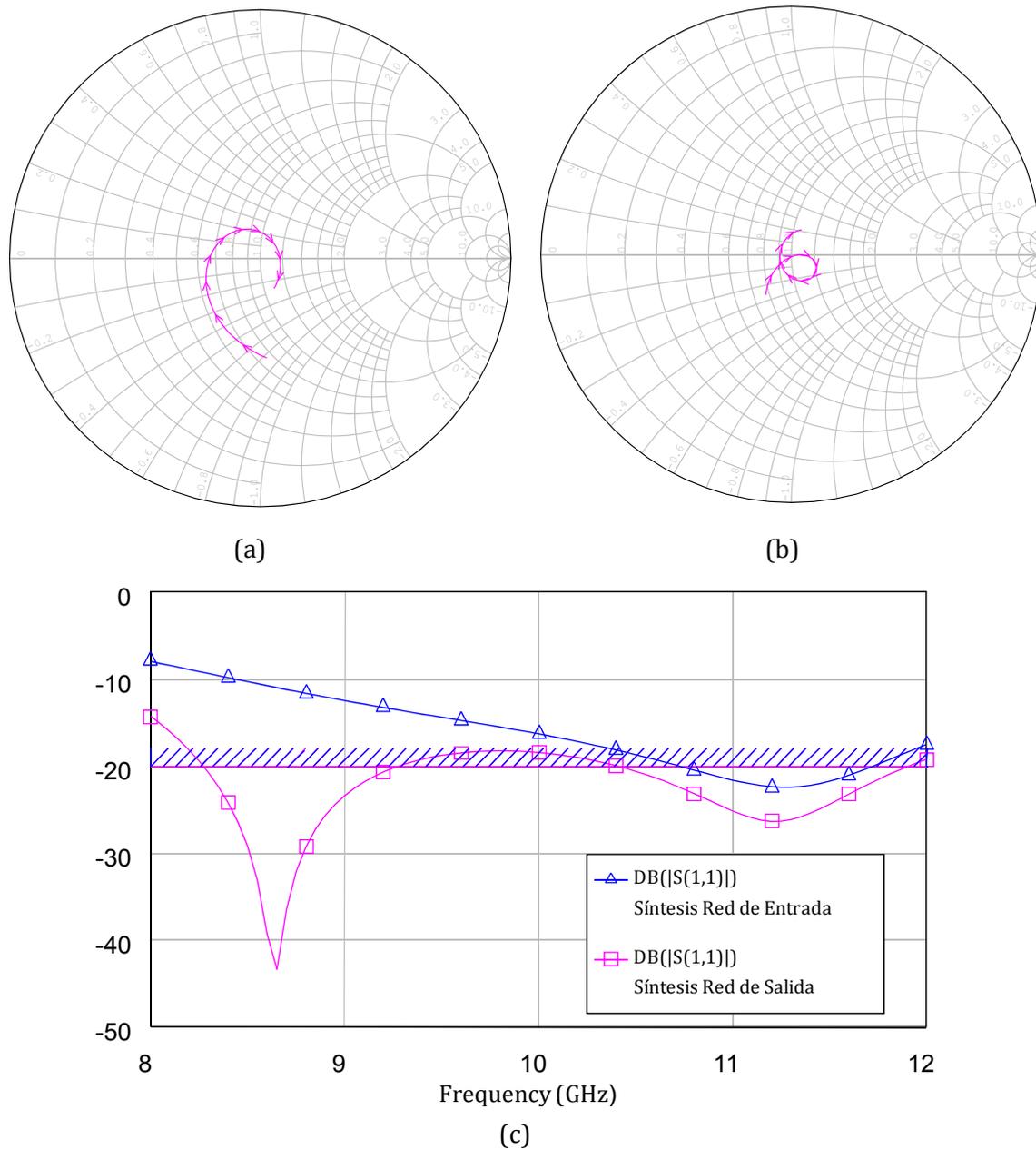


Figura 5.14 – Coeficientes de reflexión de las síntesis de las redes de adaptación del amplificador NE32400A (a) Red de entrada (b) Red de salida (c) Ambas redes.

Se optimizan las redes buscando que el módulo del coeficiente de reflexión sea inferior a -20dB. En los resultados de la Figura 5.14 se observa como en la red de adaptación de salida se consigue el objetivo de optimización prácticamente en toda la banda, a excepción del tramo inicial de la misma. El peor caso se da a 8GHz, donde el coeficiente de reflexión supera ligeramente los -15dB, de manera que se puede considerar que el proceso de síntesis de la red es satisfactorio.

En lo que respecta a la red de adaptación de salida, se obtienen peores resultados. Prácticamente no se cumple el objetivo de optimización. El comportamiento empeora a medida que disminuye la frecuencia hasta alcanzar un peor resultado de  $S_{11}=-8\text{dB}$  en el límite inferior de la banda. En casos donde no se pueda sintetizar la red de adaptación de entrada en toda la banda de interés de la forma deseada, es preferible tener peor desadaptación a bajas frecuencias donde la figura de ruido es más pequeña.

### 5.4.3. Amplificador Completo

El último paso para obtener el amplificador completo es conectar el transistor a las redes de adaptación sintetizadas como se indica en la Figura 5.15. La red de salida está invertida respecto a la forma en que se sintetizó en la Figura 5.11 para que la salida del transistor vea la impedancia de carga  $Z_{L, \text{red}}$ .

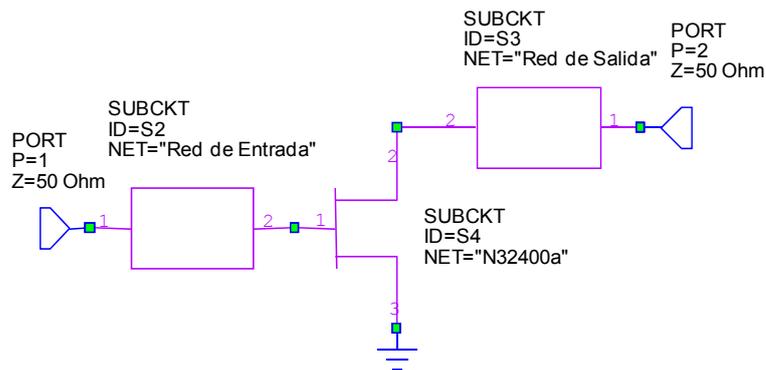


Figura 5.15 – Amplificador completo NE32400A.

Los resultados del amplificador completo de la Figura 5.16 muestran que la figura de ruido es inferior a los 0.9dB propuestos en toda la banda de trabajo. Por el contrario, no se cumple que la ganancia sea superior a 13dB en frecuencias próximas a 12GHz.

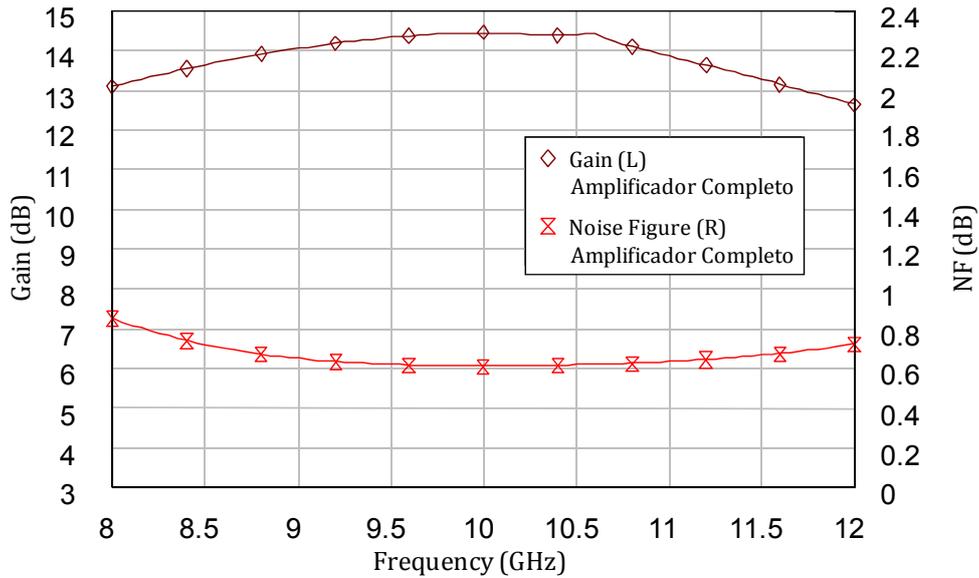


Figura 5.16 – Ganancia y figura de ruido del amplificador NE32400A.

En la comparación de resultados de la Figura 5.17 se observa cómo no haber conseguido una perfecta adaptación en la síntesis de las redes de adaptación hace que se modifique el comportamiento del amplificador completo respecto al amplificador del modelo de imagen negativa.

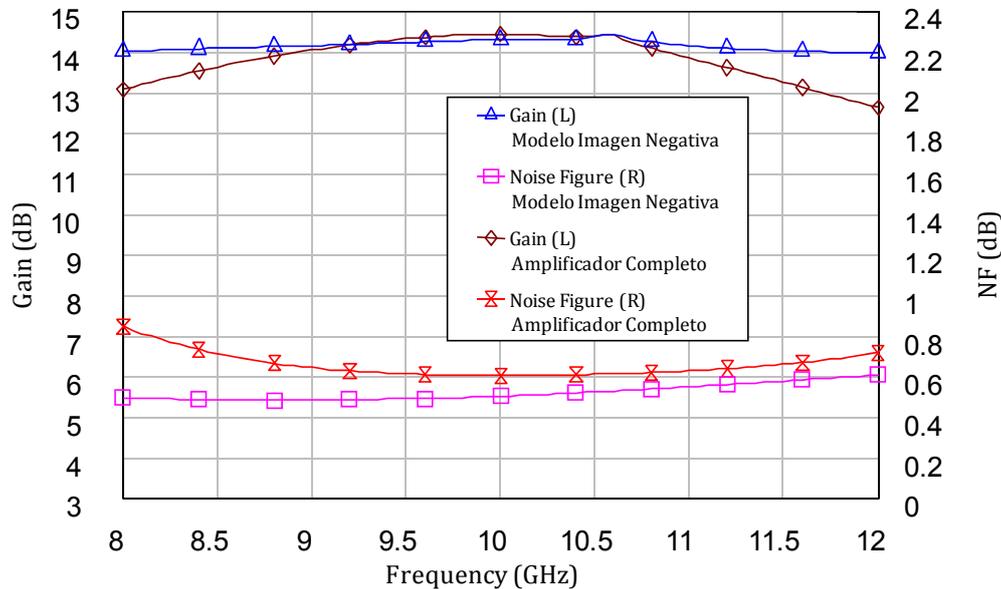


Figura 5.17 – Comparativa de la ganancia y figura de ruido entre el amplificador del modelo de imagen negativa y el amplificador completo del NE32400A.

La figura de ruido del amplificador completo se aproxima bastante a lo esperado, siendo aproximadamente 0.1dB superior respecto al modelo de imagen negativa. Esta

diferencia se incrementa en el rango bajo de frecuencias, coincidiendo con la zona donde se obtuvo peor adaptación en la síntesis de la red de adaptación de entrada como se puede ver en la Figura 5.14. En cuanto a la ganancia, se obtiene prácticamente la misma respuesta en el centro de la banda, mientras que en los extremos cae algo menos de 1dB en el caso del límite inferior, estando esta caída ligeramente por encima de 1dB en el límite superior, no alcanzando los 13dB inicialmente propuestos.

#### 5.4.4. Validez para Diferentes Topologías de Redes de Adaptación

En el modelo de imagen negativa se puede aplicar para cualquier tipo de red de adaptación. Sin embargo, es conveniente utilizar aquellas que resulten más apropiadas según la configuración de las redes de entrada y salida del modelo de imagen negativa con el fin de obtener mejores resultados en el amplificador completo final.

Se van a utilizar unas redes de adaptación de entrada y salida diferentes (OPCION 2) para comprobar la validez del modelo de imagen negativa para diferentes topologías. Repitiendo los mismos pasos que en el diseño anterior, en la Figura 5.18 y Figura 5.19 se pueden ver los valores optimizados de las longitudes y anchuras de las líneas para las nuevas redes de adaptación escogidas en la OPCION 2.

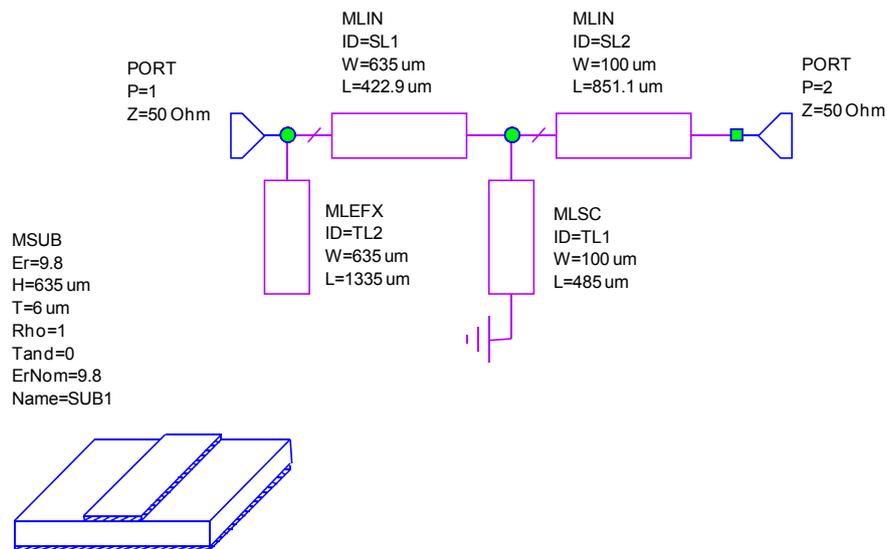


Figura 5.18 – Red de adaptación de entrada OPCION 2 del amplificador NE32400A.

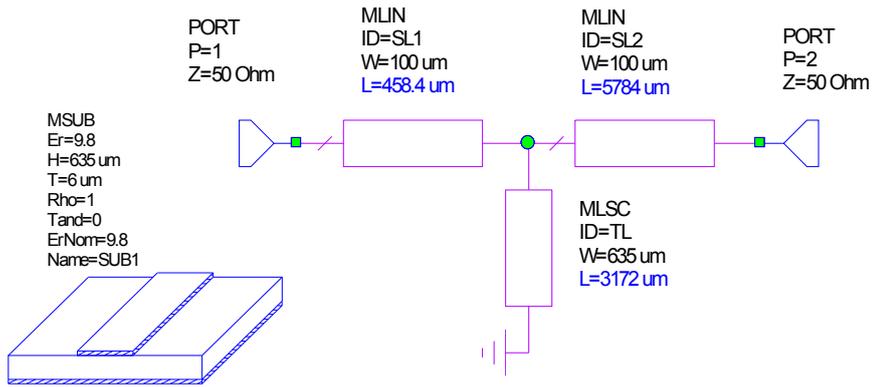


Figura 5.19 – Red de adaptación de salida OPCION 2 del amplificador NE32400A.

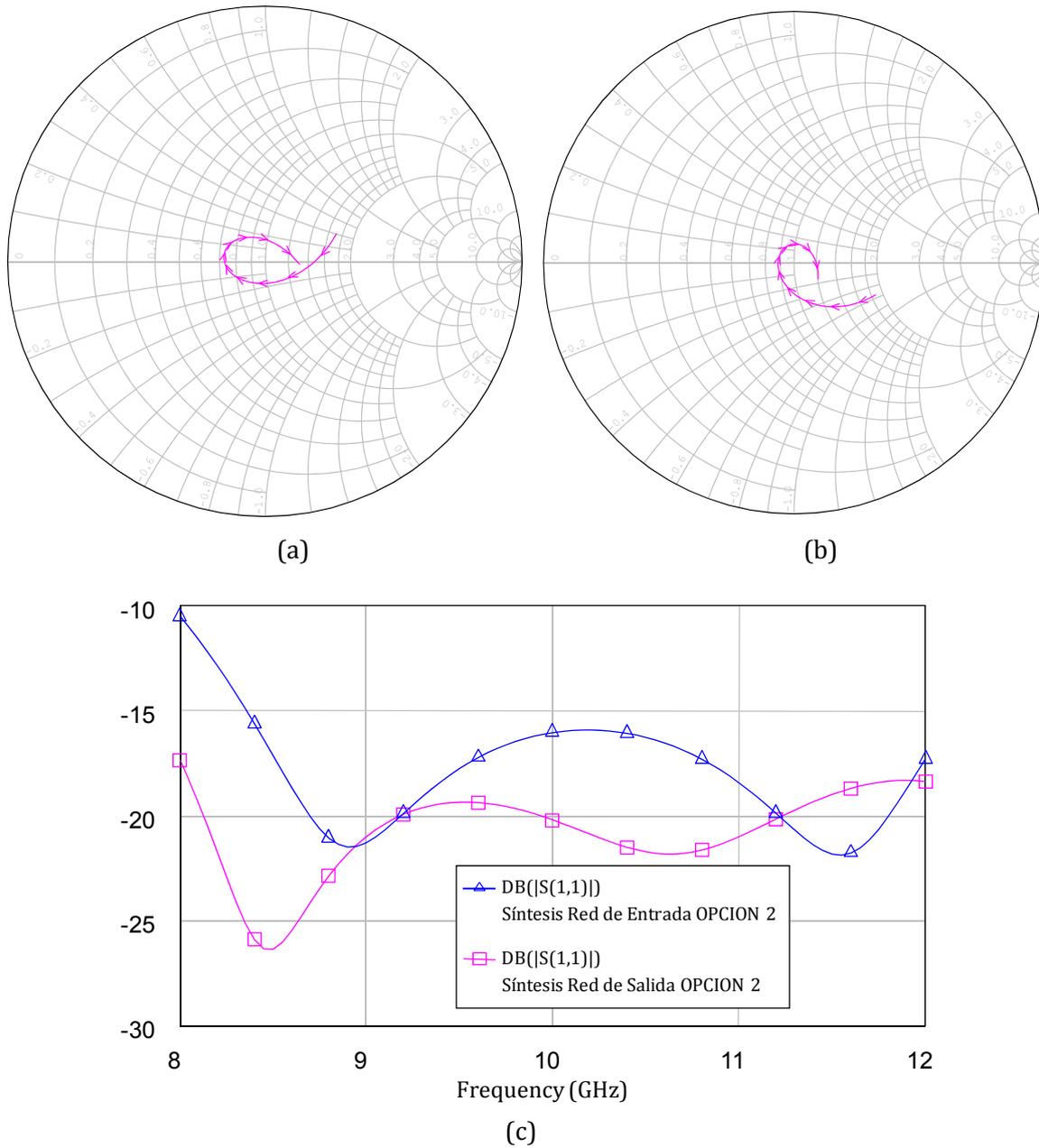


Figura 5.20 – Coeficientes de reflexión de las síntesis de las redes de adaptación OPCION 2 del amplificador NE32400A (a) Red de entrada (b) Red de salida (c) Ambas redes.

Se ha seguido el mismo criterio que antes en la síntesis de las redes de adaptación, buscando como objetivo de optimización tener una buena adaptación de entrada ( $|S_{11}| < -20\text{dB}$ ). En la Figura 5.20 se puede ver como los resultados han mejorado ligeramente, consiguiendo coeficientes de reflexión inferiores a -10dB en ambas redes en todo el rango de frecuencias de funcionamiento. Esta pequeña mejora en la adaptación se refleja en los resultados del nuevo amplificador completo como se puede comprobar en la Figura 5.21. Conseguir una mejor adaptación en la síntesis de la nueva red de entrada, especialmente en la rango inferior de frecuencias, hace que la figura de ruido del nuevo amplificador se aproxime a la del modelo de imagen negativa, mejorando por tanto los resultados con relación al amplificador completo con la primera configuración de red de entrada propuesta. En lo relativo a la ganancia, también mejora en el rango inferior de frecuencias, para caer levemente en el centro de la banda y volver a subir en el límite superior. En este nuevo amplificador completo si se cumple el objetivo de diseño inicial de ganancias por encima de 13dB en todo el rango de frecuencias de funcionamiento.

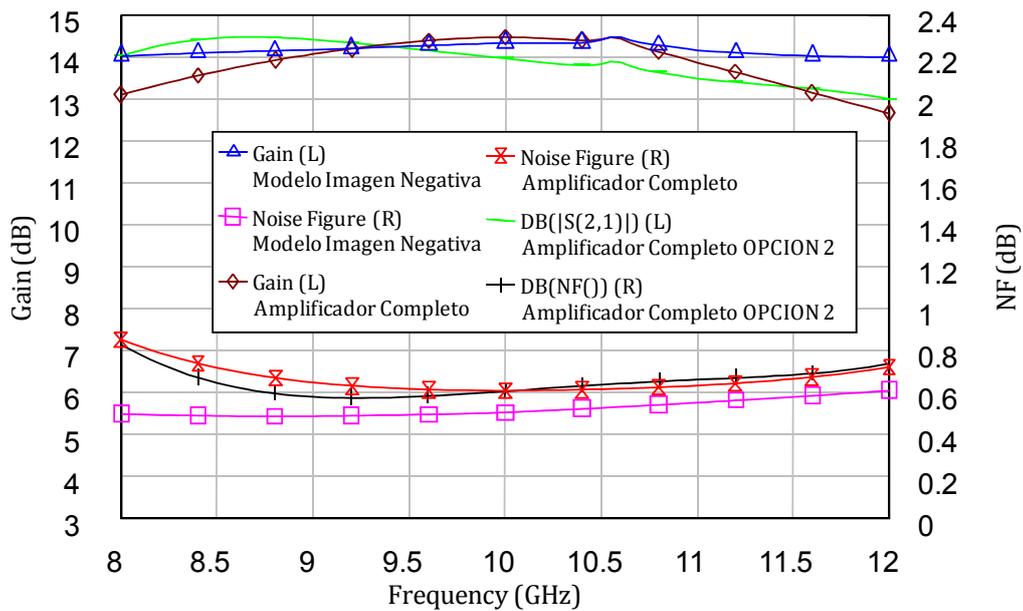


Figura 5.21 – Comparativa de la ganancia y figura de ruido entre el amplificador del modelo de imagen negativa, el amplificador completo y el amplificador completo OPCION 2 del NE32400A.

# *Capítulo 6*

---

## *Diseño del LNA*

### **6.1. Introducción**

A pesar de que en la actualidad existen transistores de bajo ruido con grandes prestaciones, el problema de la optimización sigue siendo tan importante como siempre. De hecho, no tiene sentido dedicar enormes cantidades de gasto y esfuerzo en desarrollar dispositivos de altas prestaciones si el diseñador no crea circuitos capaces de aprovechar todo su potencial. En este capítulo se va a realizar el diseño de un amplificador de bajo ruido perteneciente al bloque de bajo ruido (LNB) de entrada de un receptor para comunicaciones en Banda Ka, cuyo rango de frecuencias de funcionamiento se encuentra entre 20.2-21.2GHz (Banda K). A partir del modelo de transistor más apropiado, se buscará alcanzar un punto de compromiso entre las prestaciones del amplificador. Se priorizará por encima de otros aspectos como la ganancia o adaptación, la consecución de la mejor figura de ruido posible con la que sea posible lograr los objetivos de ruido propuestos en el receptor. El diseño del LNA se realizará aplicando el modelo de imagen negativa para encontrar las impedancias de generador y carga que sean más adecuadas que servirán como punto de partida para sintetizar las redes de adaptación.

## 6.2. Elección del Transistor

El transistor es la parte más importante del amplificador. Se trata del dispositivo activo que permite amplificar la señal, pero además, es una fuente generadora de ruido importante. Su comportamiento varía en función del tipo de transistor, de la geometría y al necesitar alimentación exterior para realizar su función, también del punto de polarización.

### 6.2.1. Tipos de Transistores

Existen dos grandes familias de transistores; los bipolares (BJT) y los transistores de efecto de campo (FET). En ambos casos, la corriente del circuito de salida es controlada por un parámetro del circuito de entrada; en el caso de los BJT, son dispositivos controlados por corriente, mientras que los FET son dispositivos controlados por tensión.

Desde el punto de vista del ruido, los FET presentan un mejor comportamiento. Los elementos resistivos parásitos en los terminales de puerta y fuente de un FET son muchos más pequeños que las resistencias en el emisor y la base de los BJT. Este hecho, unido a que el producto ganancia de corriente-ancho de banda es superior, hace que a pesar de que el ruido no térmico del drenador sea mayor, los FET ofrezcan un menor rendimiento respecto al ruido [34].

La figura de ruido de los FET se establece en función de diversos factores, principalmente el ruido térmico de las resistencias parásitas (especialmente las de los terminales de puerta y fuente) y la intensidad de ruido de drenador. La transconductancia de la mayoría de los FET no depende tanto de la corriente de polarización como sucede con los BJT, sin embargo esta corriente de drenador sí que tiene gran influencia en el ruido de disparo, especialmente a altas frecuencias. Como resultado, la figura de ruido óptima de la mayoría de los FET se produce a una corriente de drenador baja, desde un valor típico del 15% hasta un máximo del 25% de la corriente de saturación  $I_{dss}$ . En los FET de microondas, esto es aproximadamente entre 1 y 2dB por debajo de la corriente que proporciona la máxima ganancia y muy por debajo del nivel que ofrece menor distorsión. Optimizar la figura de ruido de un FET implica tener que llegar a un compromiso entre la ganancia, distorsión y el ruido.

Dentro de la familia de los FET, los transistores de alta movilidad electrónica (HEMT) ofrecen las mejores prestaciones de ruido [38]. Presentan figuras de ruido extraordinariamente bajas a frecuencias elevadas (ver Figura 6.1) gracias a la alta movilidad electrónica y a la combinación de procesos de optimización para reducir las resistencias parásitas, especialmente en el terminal de puerta. Los niveles de corriente tan bajos con los que trabaja hace que tengan una capacidad limitada en potencia que provoca una compresión que aumenta la no linealidad de la transconductancia, dándoles mayores niveles de distorsión que los MESFET convencionales. A pesar de ello, desde el punto de vista del ruido los HEMT son apropiados para diseño de un LNA.

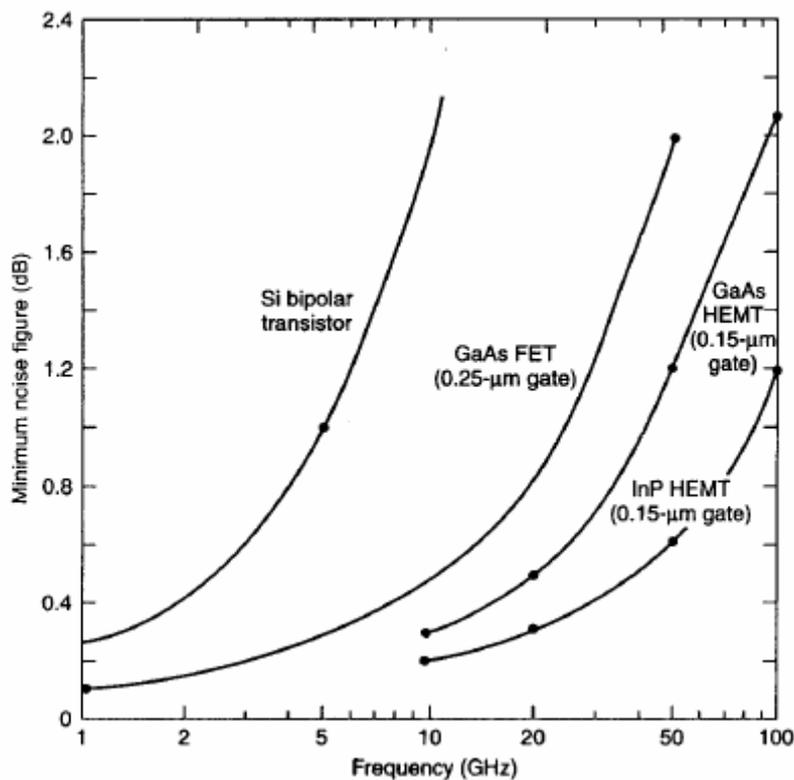


Figura 6.1 – Figura de ruido mínima de los transistores en función de la frecuencia.

### 6.2.2. Polarización del Transistor. Curvas Características

La polarización del transistor es un aspecto muy importante que no debe pasarse por alto. Al estar trabajando en pequeña señal se puede aproximar que el punto de operación del transistor para la señal de RF se mantiene constante en el punto de polarización de continua. La selección de este punto de polarización determinará los valores del circuito equivalente en pequeña señal del transistor de la Figura 5.6, haciendo

que los parámetros S y parámetros de ruido dependan de la polarización elegida. En consecuencia, la polarización del transistor influye en gran medida en las características del amplificador, afectando entre otros a los niveles de ruido y a la ganancia.

El objetivo de un buen diseño de la polarización del circuito es elegir el punto de trabajo adecuado y mantenerlo constante a pesar de las variaciones de parámetros del transistor o de la temperatura. Una mala polarización del transistor puede hacer que el amplificador sea inestable, de manera que también es importante evitar posibles rizados de la fuente de alimentación.

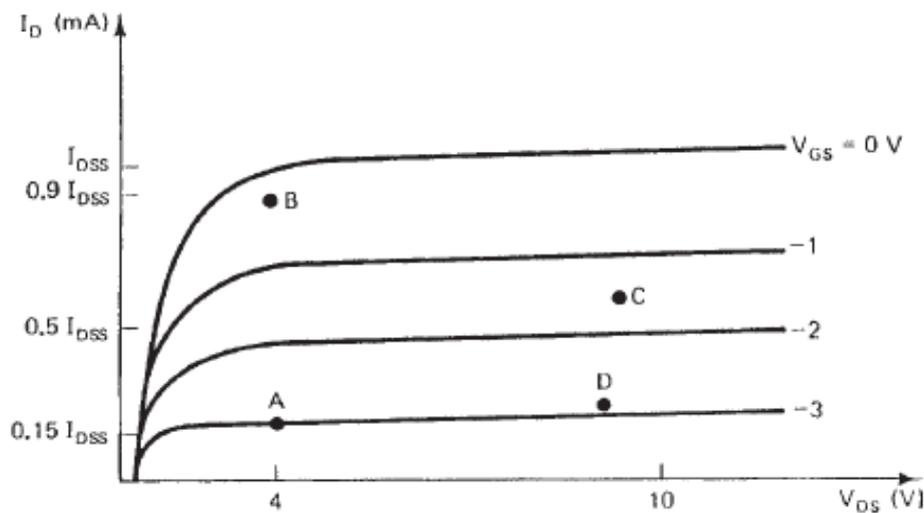


Figura 6.2 – Puntos de trabajo de un transistor GaAs FET [40].

La selección del punto de polarización depende bastante de la aplicación. Algunos de los puntos más representativos se muestran en la Figura 4.4:

- A. Bajo ruido y baja potencia.
- B. Bajo ruido y alta ganancia.
- C. Potencia elevada y alta eficiencia. Punto de operación Clase A
- D. Potencia elevada y alta eficiencia. Punto de operación Clase AB o C.

El punto de operación que habitualmente recomiendan los fabricantes en sus hojas de características para aplicaciones de bajo ruido corresponde con el punto A. La tensión drenador-fuente  $V_{ds}$  y la corriente de drenador  $I_d$  son pequeñas, con un valor típico para ésta última de un 15% de la corriente de saturación  $I_{dss}$ .

En la Tabla 6.1 se pueden ver diferentes estructuras de polarización del transistor.

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

Tabla 6.1 – Cinco tipos de redes de polarización básicas [17].

### 6.2.3. Transistores Seleccionados para el Diseño del LNA

En el diseño del LNA se ha supuesto que los transistores pueden ser tratados como una red de dos accesos lineal a partir de los parámetros de ruido y parámetros S. El comportamiento de estos parámetros depende de factores como la frecuencia de funcionamiento, el punto de polarización del transistor, así como la temperatura de

trabajo. Se han considerado los puntos de polarización y temperatura de trabajo recomendados por el fabricante en las hojas de características.

El modelo de transistor NE32400A de NEC que se utilizó en el ejemplo para explicar el modelo de imagen negativa tenía unos parámetros de ruido adecuados para conseguir figuras de ruido por debajo de 0.9dB entre 8-12GHz (ver Anexo A). Sin embargo, el parámetro  $F_{\min}$  aumenta en exceso al subir en frecuencia, con valores superiores a 1.2dB a partir de 20GHz, por lo que se debe descartar este transistor si se buscan figuras de ruido en el receptor alrededor de 1.3dB. Es preciso ser muy selectivo en la elección del transistor.

Se ha buscado entre los dispositivos existentes en el mercado los transistores con prestaciones de ruido que permitan satisfacer los objetivos propuestos al principio del proyecto, seleccionando dos modelos de transistores HEMT; el FHR20X de Fujitsu (ver Anexo B) y el MGFC4453A de Mitsubishi Electric (ver Anexo C). El grupo de RF y Microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria ya ha empleado estos transistores en algunos de sus trabajos y se han comprobado sus prestaciones. El valor de  $F_{\min}$  del FHR20X está entre 0.86-0.93dB para frecuencias comprendidas entre 20-21GHz, mientras en el caso del MGFC4453A el valor  $F_{\min}$  es inferior a 0.74dB para frecuencias por debajo de 22GHz. El modelo de Mitsubishi tiene mejor comportamiento en ruido, incluso a pesar de trabajar en un punto de polarización con un valor de  $I_d$  de 10mA que es el doble con relación a la del FHR20X. Tiene por tanto el inconveniente de un mayor consumo de potencia. Es importante destacar que los parámetros S y parámetros de ruido del FHR20X que proporciona el fabricante se han medido teniendo en cuenta los hilos de bonding de conexión de los terminales de puerta, drenador y fuente a tierra, por lo que los resultados que se obtendrán serán más realistas.

Ambos transistores tienen el coeficiente de reflexión óptimo de ruido ( $\Gamma_{\text{opt}}$ ) con fase positiva (parte superior de la Carta de Smith). De manera que se puede aplicar el modelo de imagen negativa con un circuito RC serie a la entrada para conseguir minimizar el ruido a la vez que facilita tener una buena adaptación de entrada al replicar el comportamiento de entrada del transistor.

### 6.3. Líneas de Transmisión

Hasta la aparición de la tecnología planar, sobretodo microstrip, las guías de onda fueron las grandes protagonistas de los dispositivos y sistemas de microondas. De hecho en la actualidad, siguen teniendo un papel relevante cuando se trata de manejar grandes potencias o de trabajar a muy altas frecuencias, próximas a las centenas de GHz.

En la Tabla 6.2 se pueden ver las principales características de varios sistemas de transporte de señal resumidos de forma cualitativa. Las tecnologías planares (microstrip, etc) son ampliamente utilizadas. Entre sus características se puede ver que presentan un ancho de banda de funcionamiento elevado, a la vez que proporcionan unos circuitos compactos y ligeros, generalmente económicos de producir al poder ser integrados en circuitos en las frecuencias de RF y microondas (MIC). Tienen una mayor utilización típicamente en aplicaciones de baja y media potencia. Una de sus grandes ventajas es permitir una fácil integración entre distintos componentes, tanto activos como pasivos, lo que hace que sean idóneas para el diseño de amplificadores. Por el contrario, su capacidad de manejo de potencia es limitada y tienen mayores pérdidas, y a diferencia de la guía de onda tradicional, no están cerradas, lo que hace que sea susceptible de captar gran cantidad de ruido y de radiación no intencional.

Característica		Coaxial	Guía de Onda	Stripline	Microstrip
Modo	Preferido	TEM	TE <sub>10</sub>	TEM	<b>Cuasi-TEM</b>
	Otro	TM, TE	TM, TE	TM, TE	<b>TM, TE Híbrido</b>
Dispersión		No	Media	No	<b>Baja</b>
Ancho de Banda		Alto	Bajo	Alto	<b>Alto</b>
Pérdidas		Medias	Bajas	Altas	<b>Altas</b>
Capacidad de Manejo de Potencia		Media	Alta	Baja	<b>Baja</b>
Tamaño		Grande	Grande	Medio	<b>Bajo</b>
Facilidad de Fabricación		Media	Media	Alta	<b>Alta</b>
Integración con resto de componentes		Difícil	Difícil	Moderado	<b>Fácil</b>

Tabla 6.2 – Comparativa de las características de varios sistemas de transporte de señal [3].

### 6.3.1. Comparativa

Existen diversas estructuras que se emplean para fabricar líneas de transmisión para los MICs. Inclusive dentro de las mismas estructuras base, se forman adaptaciones especiales de acuerdo a condiciones y necesidades que se requieran en cada aplicación.

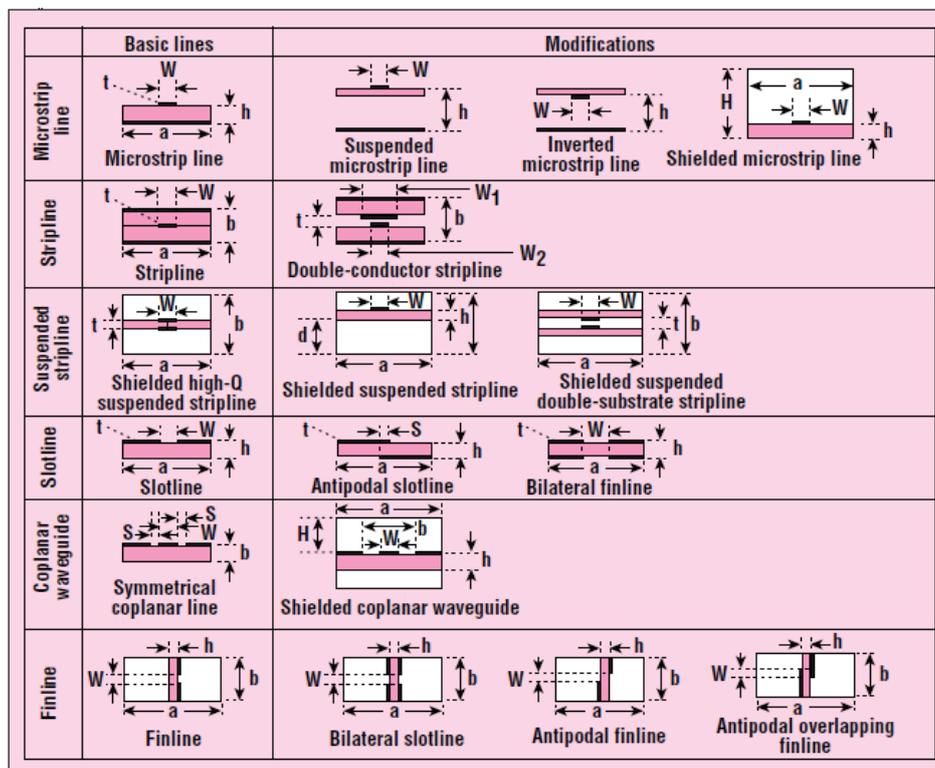


Figura 6.3 – Tipos de líneas de transmisión empleadas en circuitos integrados de microondas [41].

A comparison of various transmission-line types					
Transmission line	Q factor	Radiation	Dispersion	Impedance range	Chip mounting
Microstrip (dielectric) (GaAs, Si)	250 100 to 150	Low High	Low	20 to 120	Difficult for shunt, easy for series
Stripline	400	Low	None	35 to 250	Poor
Suspended stripline	500	Low	None	40 to 150	Fair
Slotline	100	Medium	High	60 to 200	Easy for shunt, difficult for series
Coplanar waveguide	150	Medium	Low	20 to 250	Easy for series and shunt
Finline	500	None	Low	10 to 400	Fair

Figura 6.4 – Comparativa entre los distintos tipos de líneas de transmisión [41].

En la Figura 6.3 y Figura 6.4 se puede observar la configuración y una comparativa entre varias líneas de transmisión empleadas habitualmente en el diseño de circuitos integrados de microondas (MICs)

### 6.3.2. Líneas Microstrip

Entre los distintos tipos de líneas de transmisión planares, las líneas microstrip son habitualmente las más empleadas para circuitos integrados de microondas por las ventajas que ofrece tanto para el diseño como para la fabricación.

La línea microstrip presenta una estructura más abierta y simplificada que puede ser fácilmente construida e incorporada en los PCB. Gracias a esta estructura es posible realizar ajustes en la línea, así como integrar distintos tipos de componentes, lo que posibilita por ejemplo poder combinar elementos tanto activos como pasivos.

Su geometría consiste en una estrecha franja de conducción separada de un plano de masa por un sustrato dieléctrico como se puede ver en la Figura 6.5 y Figura 6.6.

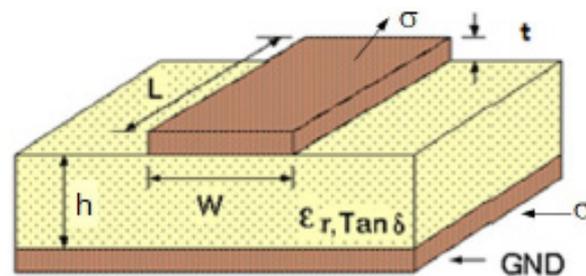


Figura 6.5 – Geometría de una línea microstrip (vista 3D).

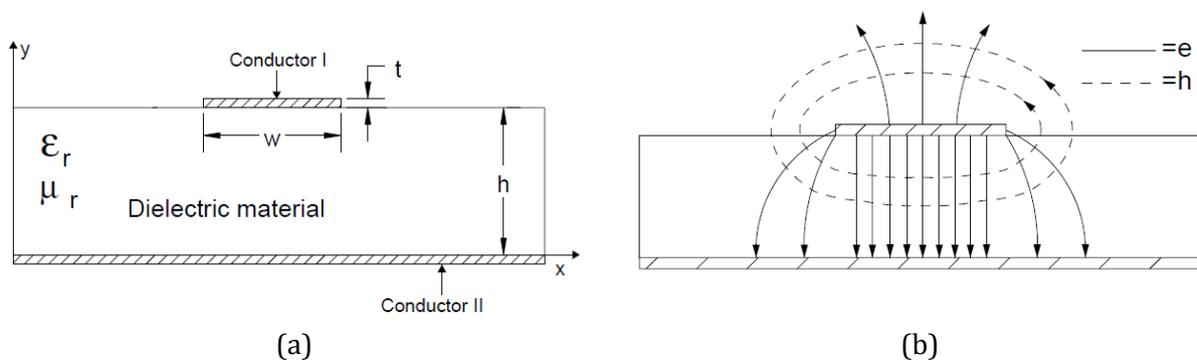


Figura 6.6 – Sección transversal de una línea microstrip (a) Geometría (b) Distribución de campos [42].

Los parámetros que definen la línea microstrip son los siguientes:

- $\epsilon_r$ : Permitividad relativa del sustrato.
- $\mu_r$ : Permeabilidad relativa del sustrato.
- $\tan \delta$ : Tangente de pérdidas del sustrato.
- $W$ : Anchura del conductor metálico.
- $H$ : Altura del sustrato.
- $T$ : Espesor del conductor metálico.
- $L$ : Longitud de la línea.
- $\sigma$ : Conductividad del conductor.
- $\rho$ : Resistividad del metal conductor relativa a la del oro.

Conocidos los parámetros del sustrato y las características físicas de la línea se pueden determinar otro tipo de parámetros para la frecuencia de trabajo; la impedancia característica de la línea ( $Z_0$ ), la constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_{\text{reff}}$ ), la longitud de onda ( $\lambda$ ) o las pérdidas de la línea.

Las pérdidas en las líneas microstrip dependen del dieléctrico ( $\tan \delta \neq 0$ ) y del conductor ( $\sigma \neq \infty$ ). En la realidad no existe una línea ideal, de manera que estas pérdidas, por muy pequeñas que sean, afectarán en cierta medida a las prestaciones de ruido y ganancia del LNA.

Una línea microstrip es un medio de propagación no homogéneo. Una parte de las líneas de campo de las ondas electromagnéticas viajan por el aire que está encima del sustrato dieléctrico y la otra parte por el propio sustrato. Como las constantes dieléctricas del aire y del sustrato son diferentes, la velocidad de propagación de las ondas en cada uno de los medios será distinta. Esto hace que las componentes del campo eléctrico (E) y magnético (H) tengan componente longitudinal en la dirección de propagación. Por esta razón no se generan modos TEM puros, dando lugar a la aparición de modos híbridos TE-TM [42]. En la práctica, la altura del sustrato es eléctricamente muy pequeña ( $h \ll \lambda$ ), de manera que se puede considerar que se propagan modos cuasi-TEM.

Al existir dos dieléctricos diferentes (aire y sustrato), en las líneas microstrip aparece el término *de constante dieléctrica efectiva* ( $\epsilon_{\text{reff}}$ ), que se define como la constante

dieléctrica que tendría un medio homogéneo equivalente como se representa en la Figura 6.7.

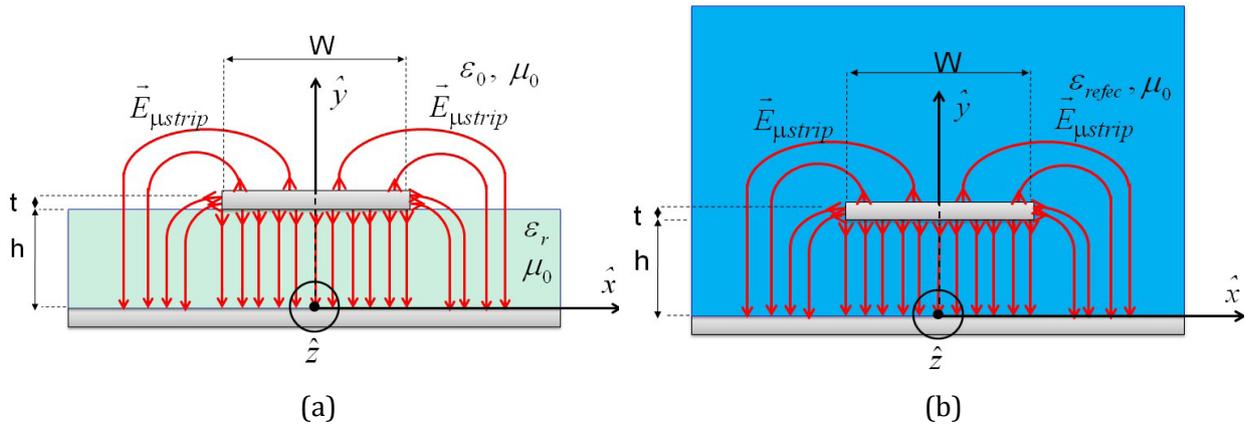


Figura 6.7 – Representación de las líneas de campo en una línea microstrip (a) Medios no homogéneos (b) Medio homogéneo equivalente.

De manera intuitiva, es de esperar que la constante dieléctrica efectiva tenga un valor intermedio entre ambas constantes dieléctricas. Su valor depende de la constante dieléctrica del material y de las dimensiones físicas de la línea (ver Figura 6.8) y se define a partir de la siguiente ecuación:

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 10 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \tag{6.1}$$

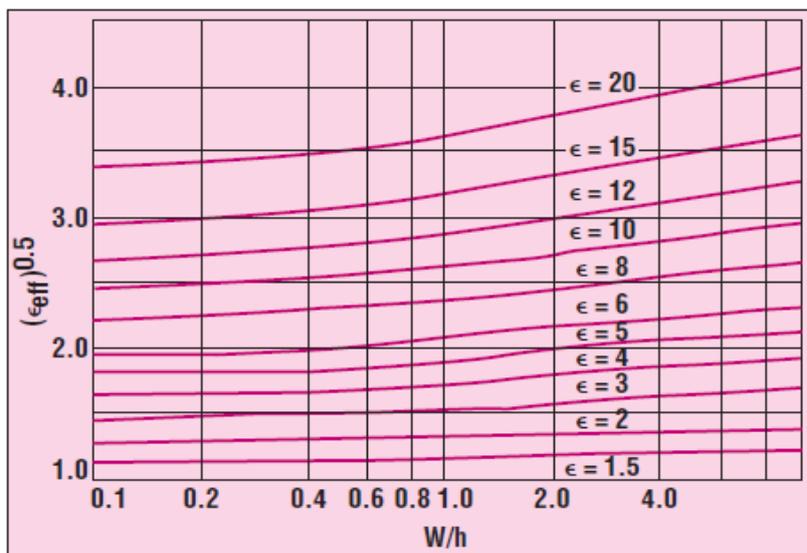


Figura 6.8 – Constante dieléctrica efectiva de la línea para diferentes relaciones de aspecto (W/H) y constantes dieléctricas [41].

Otro parámetro importante de las líneas microstrip es la *impedancia característica* ( $Z_o$ ) que se puede calcular mediante la fórmula siguiente:

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0.25\frac{W}{h}\right), \quad \left(\frac{W}{h} \leq 1\right)$$

$$Z_o = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \left[ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right) \right]^{-1}, \quad \left(\frac{W}{h} \geq 1\right) \quad (6.2)$$

Para  $W/h=1$  ambas expresiones difieren en un 0.4%.

En la Figura 6.9 se representa el comportamiento de la impedancia característica es función de la constante dieléctrica del material y de las dimensiones físicas de la línea. Al ser un medio no homogéneo se ha comprobado que la impedancia característica de la línea también cambia con la frecuencia.

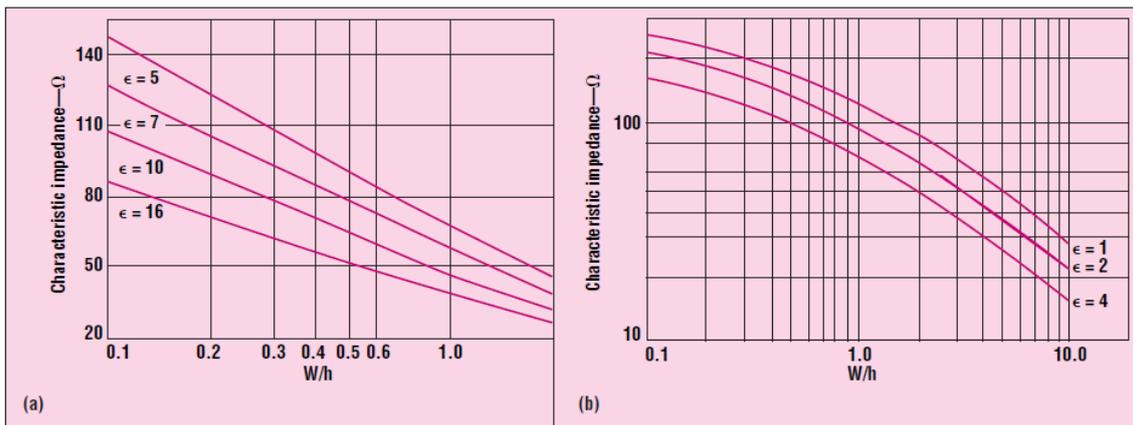


Figura 6.9 – Impedancia característica de la línea para diferentes relaciones de aspecto (W/H) y sustratos con alta (a) y baja (b) constante dieléctrica [41].

Otra característica importante de las líneas microstrip, consecuencia de la no homogeneidad de medios, es que son líneas dispersivas. En la Figura 6.10 se observa como a medida que aumenta la frecuencia, la constante dieléctrica efectiva se aproxima a la constante dieléctrica del sustrato, haciendo que la velocidad de propagación disminuya. Esta característica se sucede incluso con sustratos no dispersivos.

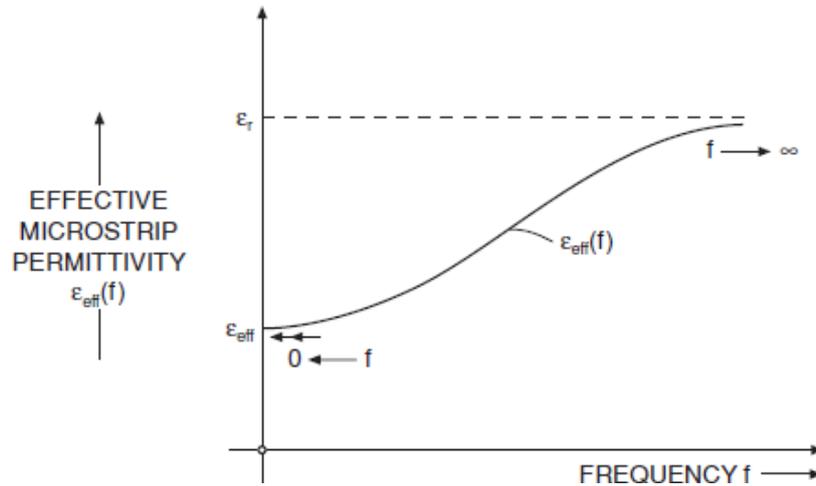


Figura 6.10 – Característica dispersiva de las líneas [40].

Un factor a considerar al trabajar con líneas microstrip es la limitación en frecuencia. A frecuencias de trabajo elevadas empiezan a aparecer elementos espurios tales como ondas de superficie o resonancias transversales metal-masa, que dan lugar modos de propagación TE y TM diferentes al modo cuasi-TEM deseado [43].

### 6.3.3. Sustrato Empleado en los Diseños

El sustrato empleado para los diseños del LNA es Cuclad. Se trata de un sustrato habitualmente utilizado en Banda K.

Los parámetros empleados se muestran en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor
$\epsilon_r$	2.2
$Tan \delta$ :	0.0009
$H$ :	0.254 (mm)
$T$ :	0.018 (mm)
$\sigma$	$5.88 \cdot 10^7$ (S/m)
$Rho$	1

Tabla 6.3 – Parámetros del sustrato empleados en los diseños del LNA.

## 6.4. Estrategias de Diseño

El comportamiento del transistor para impedancias de generador y carga estándar de  $50\Omega$ , como se indica en la Figura 6.11, en muchos casos no cumple las prestaciones de ruido, ganancia, adaptación, estabilidad, etc. requeridas. El diseño del LNA busca mejorar estas prestaciones. Para lograr este propósito, se diseñan las redes de adaptación de entrada y salida con las que el transistor tenga los coeficientes de reflexión de generador y carga más adecuados, obteniendo como resultado el amplificador de la Figura 6.12. En cierta forma se puede interpretar el diseño del amplificador como la obtención de unos ‘nuevos’ parámetros S y parámetros de ruido que mejoren los que proporciona el fabricante.

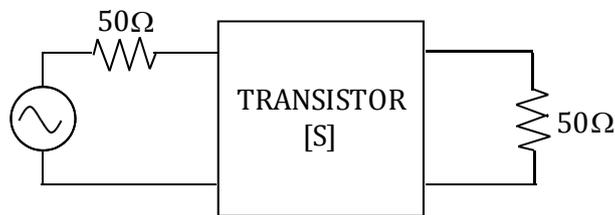


Figura 6.11 – Esquema del transistor conectado a las impedancias de referencia.

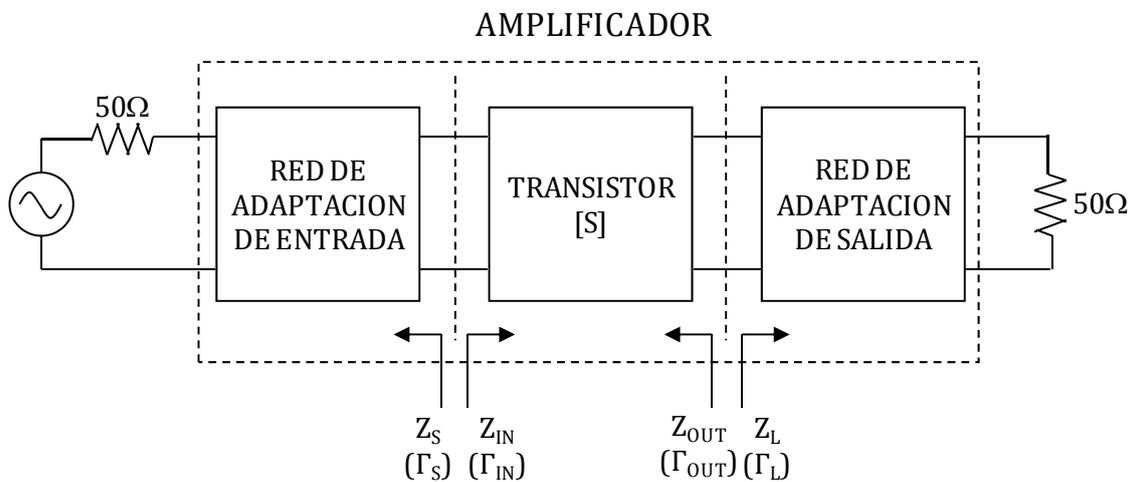


Figura 6.12 – Esquema del amplificador completo con las redes de adaptación.

El criterio de diseño de las redes de adaptación está condicionado por el compromiso que se busca entre las diferentes características del amplificador, surgiendo diferentes estrategias de optimización de las redes según que prestaciones resulten más importante en cada caso [17][35][40][44].

En el caso de trabajar con amplificadores multi-etapa el diseño individual de cada uno de los amplificadores se ve condicionado por la conectividad con otros dispositivos. La impedancia de entrada y salida de cada amplificador se ve afectada por la impedancia de entrada y salida del resto en caso de no estar perfectamente adaptados a  $50\Omega$ . Es decir, la impedancia de carga del primera amplificador será la impedancia de entrada que tenga el segundo. De forma equivalente, la impedancia de generador que ve el segundo será la impedancia de salida del primero. El diseño de cada amplificador se hace en función del resto, siguiendo diversas estrategias en función del parámetro que se desee optimizar:

- A. Si lo que se pretende es dar prioridad al ruido, se busca que el primer amplificador tenga una muy buena adaptación de salida, para no empeorar las prestaciones de ruido del segundo amplificador que se ha diseñado para obtener el coeficiente de reflexión de generador óptimo.
- B. Si se busca la mejor ganancia posible, la impedancia de salida del primer amplificador debe ser la complejo conjugada de la impedancia de entrada del segundo, obteniendo de este modo adaptación en potencia.
- C. Desde el punto de vista de la estabilidad, cuando dos amplificadores separados se combinan formando un amplificador multi-etapa, se debe prestar especial atención en asegurar que el amplificador resultante sea estable. Si los dos amplificadores son incondicionalmente estables en todo el rango de frecuencias de trabajo, el amplificador multi-etapa también será estable. En el caso de que una o más etapas no sean incondicionalmente estables, es necesario tener cuidado con el diseño de la red inter etapa. En todos los casos se requiere que la impedancia de salida del primer amplificador se encuentre en la región estable de impedancias del generador de la segunda etapa, así como que la impedancia de entrada del segundo amplificador se encuentre en la región estable de impedancias de carga de la primera etapa.

Los diseños de LNAs realizados en este proyecto se han centrado fundamentalmente en amplificadores de una única etapa, priorizando el resultado de la figura de ruido por encima del resto de parámetros del amplificador.

### 6.4.1. Red de Entrada

Más allá de los parámetros de ruido que proporciona el fabricante una vez seleccionado el transistor, (función del punto de polarización y temperatura de trabajo), la figura de ruido del LNA depende única y exclusivamente del coeficiente de reflexión  $\Gamma_s$  que ve el transistor en su entrada. Por lo tanto, con el objetivo marcado de conseguir un LNA con las mejores prestaciones de ruido posibles, el diseño de la red de adaptación de entrada debe orientarse prioritariamente en conseguir que  $\Gamma_s \rightarrow \Gamma_{opt}$ .

### 6.4.2. Red de Salida

Una vez fijada la red de adaptación de entrada ( $\Gamma_s$ ) para minimizar el ruido, el diseño de la red de salida se optimizará para obtener las mejores prestaciones posibles en el resto de parámetros del amplificador. Esta es la parte del diseño que resulta más compleja, y la que requiere un mayor grado de compromiso. Se trata de buscar una ganancia alta, con una respuesta lo más plana posible en la banda de trabajo, junto con una adaptación de entrada y de salida satisfactorias. Todo ello evitando que el amplificador trabaje en una zona de inestabilidad. Por las características del modelo equivalente en pequeña señal del FET visto en la Figura 5.6, el valor del coeficiente de reflexión de salida  $S_{22}$  es habitualmente más pequeño que el de entrada  $S_{11}$  (el condensador  $C_{DS}$  está en paralelo con  $R_{DS}$ ) será más fácil conseguir una buena adaptación en la salida que la entrada.

## 6.5. Diseño de las Redes de Polarización

El transistor es un dispositivo activo que requiere de alimentación para realizar su función. En los diseños se trabaja con los parámetros  $S$  y parámetros de ruido proporcionados por el fabricante. Con estos parámetros queda caracterizado el comportamiento en pequeña señal del transistor para el punto de polarización escogido y se podría continuar con el proceso de diseño obviando la alimentación del transistor. Sin embargo, es necesario diseñar la red de polarización por medio de la cual se haría llegar dicha alimentación al transistor.

El esquema de polarización propuesto para ambos transistores se muestra en la Figura 6.13.

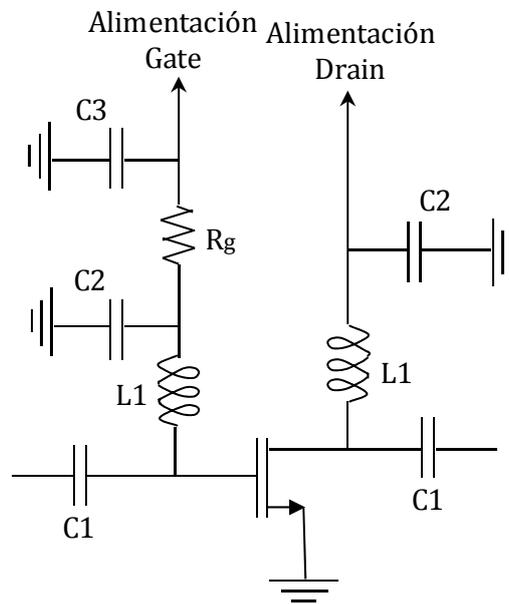


Figura 6.13 – Esquema de polarización del transistor.

Los condensadores C1 permiten desacoplar la señal de continua de la entrada y salida del amplificador. Las inductancias L1, también conocidas como de choque, se comportan como un circuito abierto a altas frecuencias, impidiendo que pase señal de RF a las redes de polarización, mientras que en continua actúan como un cortocircuito permitiendo que la alimentación llegue al transistor. Los condensadores C2 y C3 son condensadores de bypass que permiten tener tierra virtual en dichos puntos. Estos condensadores se utilizan para cortocircuitar un posible rizado de la fuente de alimentación que pudiera dar lugar a cambios en el punto de polarización del transistor, modificando los parámetros S y parámetros de ruido, y en consecuencia, el funcionamiento del amplificador. Asimismo, estos condensadores son de gran utilidad para mejorar la estabilidad en baja frecuencia. En el caso de los condensadores más próximos a la fuente de alimentación usados para filtrar los efectos de un posible rizado de la misma, se suelen emplear condensadores electrolíticos de gran capacidad. En los diseños realizados se han escogido condensadores de 1000pF.

A frecuencias de microondas se descarta el uso de bobinas por los efectos parásitos asociados a las mismas. El método más habitual para conseguir el efecto de choque que proporciona L1 es utilizar un línea  $\lambda/4$  de alta impedancia característica acabada en cortocircuito. Por sus propias características, una línea muy estrecha presenta una alta

impedancia como un inductor. Además, si la línea longitud eléctrica de la línea en la banda de interés es  $\lambda/4$  y está conectada a tierra, la impedancia de entrada de la línea es teóricamente un circuito abierto, permitiendo así desacoplar la red de polarización del camino de RF del amplificador. Para tener tierra al otro extremo de la línea  $\lambda/4$  sin afectar a la señal de continua se puede emplear un condensador de bypass, aunque para conseguir un efecto de mayor ancho de banda es preferible emplear un stub radial. El aumento gradual de la anchura de este tipo de stubs permite un mejor rendimiento en un ancho de banda superior. En la Figura 6.14 y Figura 6.15 se muestran los resultados de optimización obtenidos en el diseño del stub radial.

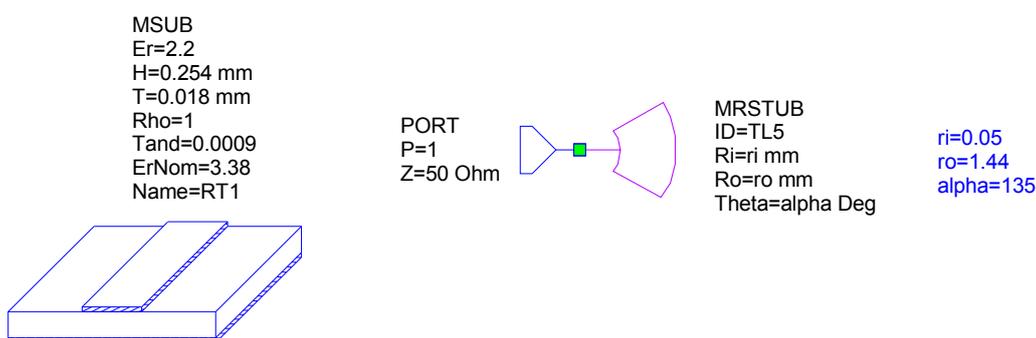


Figura 6.14 – Stub radial de las redes de polarización.

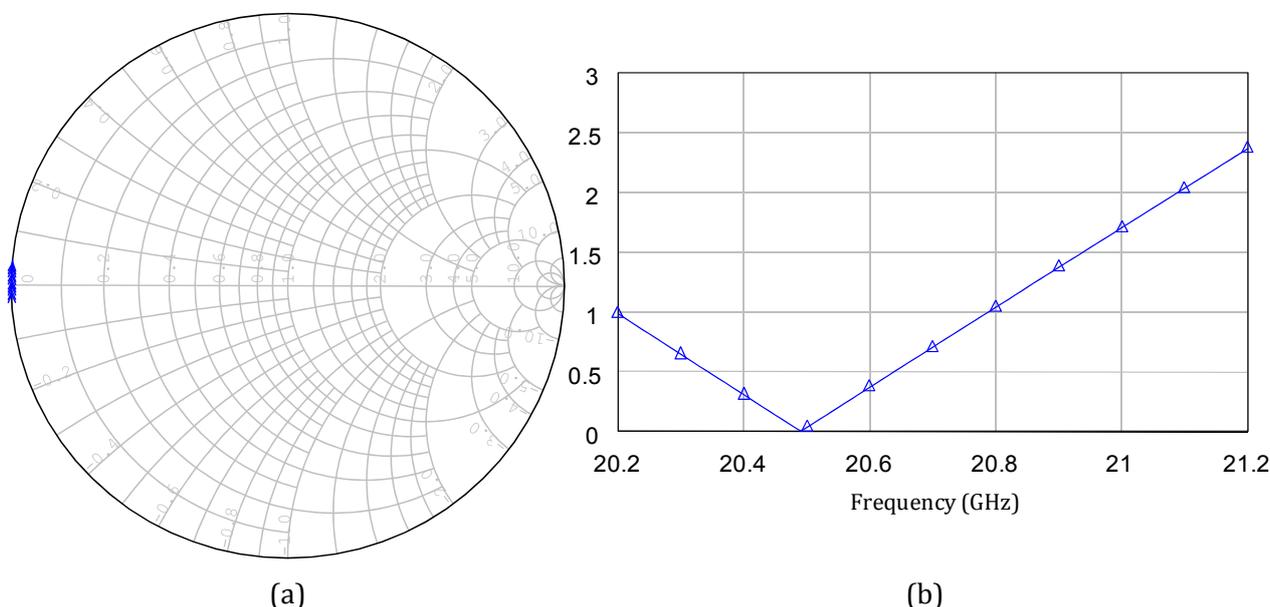


Figura 6.15 – Impedancia del stub radial de las redes de polarización en (a) Carta Smith (b) Gráfico rectangular.

En la práctica, las redes de polarización también se emplean como redes de estabilización para conseguir mejorar la estabilidad a bajas frecuencias y reducir el problema de ganancias elevadas que suele producir este tipo de oscilaciones. Esto se

consigue intercalando una batería de condensadores de bypass conectados a tierra separados por tramos de líneas que permiten eliminar las frecuencias indeseadas. Jugando con las longitudes de las líneas se puede conseguir que la impedancia de entrada de la redes de polarización para dichas frecuencias sea pequeña y se pueda filtrar parte de la señal. En teoría, lo ideal para conseguir tener tierra virtual es que los condensadores de bypass tengan un alto valor de capacidad (cuanto más grandes mejor), pero hay que tener en cuenta el comportamiento real de estos componentes y su frecuencia de resonancia, es decir, la frecuencia hasta donde tienen verdaderamente un comportamiento capacitivo, como se puede observar en la Figura 6.16. Un condensador cuanto mayor valor capacitivo tiene, menor es su frecuencia de resonancia. Sería necesario emplear condensadores de high Q con frecuencias de resonancia elevadas. Por esta razón, los condensadores más grandes, con frecuencias de resonancia más pequeñas, se emplean para cortocircuitar frecuencias más bajas.

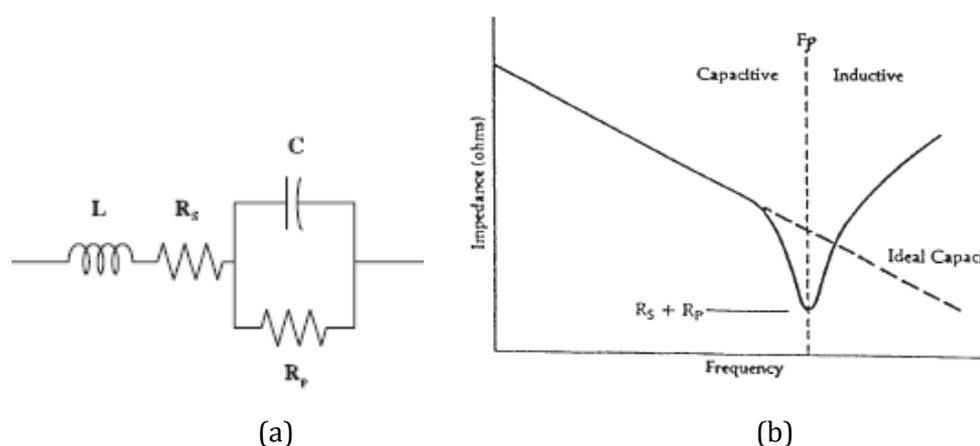


Figura 6.16 – Condensador real (a) Circuito equivalente (b) Impedancia característica.

La tensión negativa entre los terminales de puerta y fuente del transistor ( $V_{gs} < 0V$ ) hace que prácticamente no entre ninguna corriente a través del terminal de puerta. Es habitual introducir una resistencia elevada en la red de polarización de puerta (se ha escogido  $R_g = 1K\Omega$ ) con el fin de mejorar la estabilidad fuera de la banda. Esta resistencia no introduce ruido al amplificador. Si la red de polarización está bien diseñada, debe comportarse como un circuito abierto a las frecuencias de RF de forma que no generará ni ruido térmico ni ruido de disparo.

Los resultados finales de las redes de polarización que se muestran en la Figura 6.17 y Figura 6.18 muestran impedancias bastante altas, especialmente en el centro de la banda a 20.7GHz, teniendo un valor mínimo por encima de 2.5K $\Omega$  en los extremos de la

banda. Para minimizar los efectos que las redes de polarización tienen en las redes de adaptación del circuito, es conveniente conectarlas a un punto de baja impedancia.

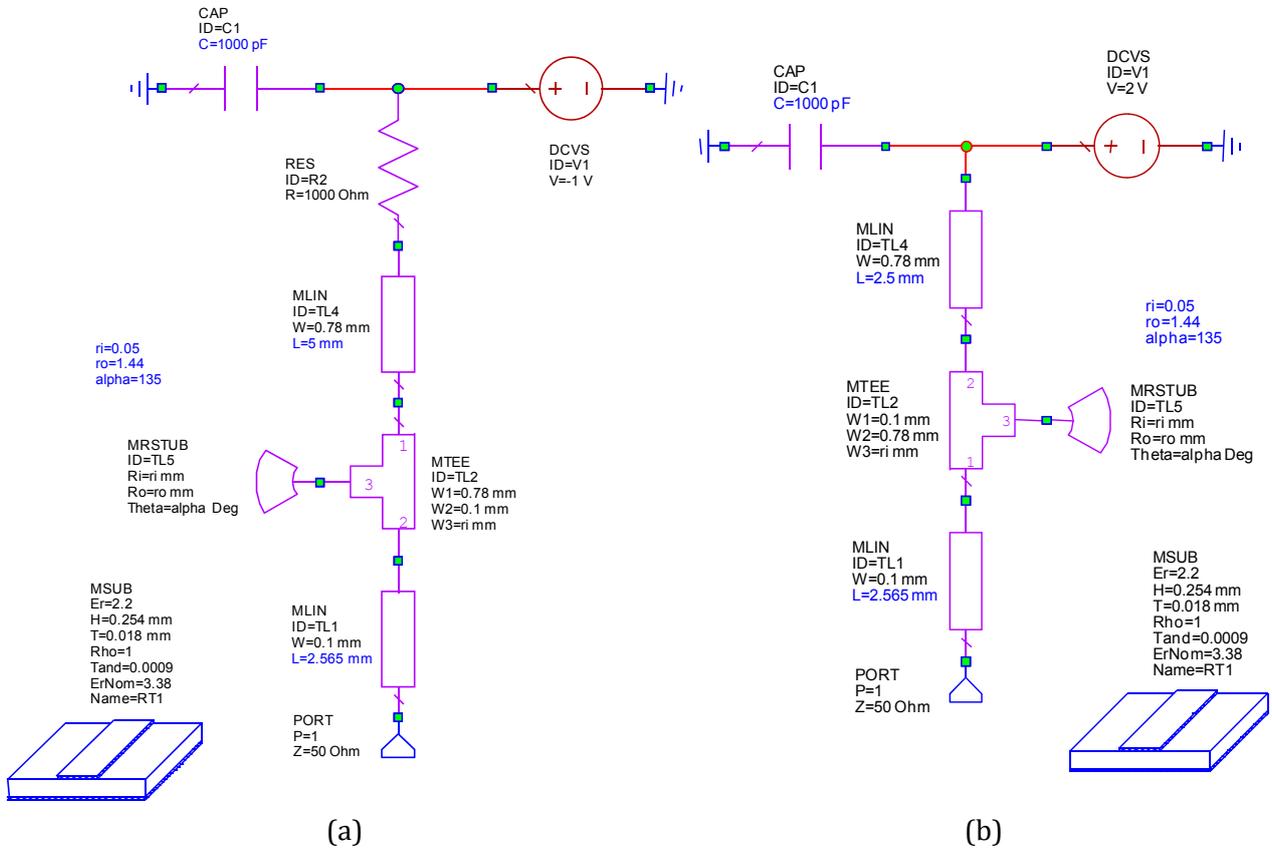


Figura 6.17 – Redes de polarización (a) Puerta (b) Drenador.

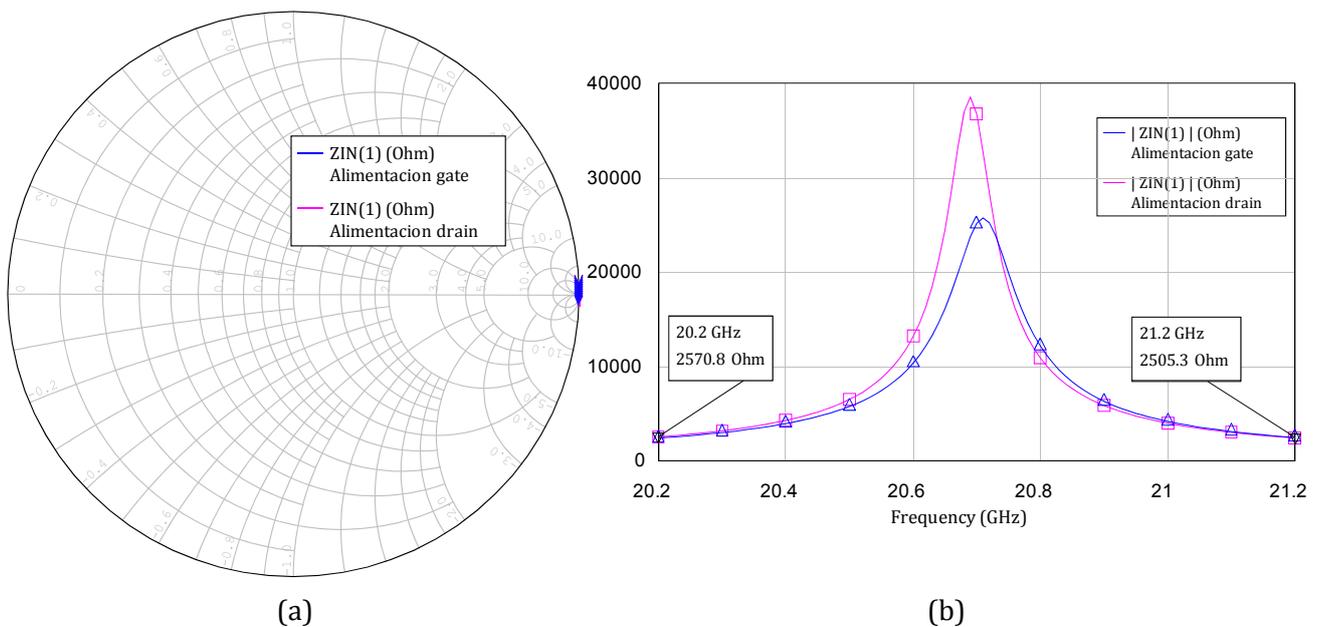


Figura 6.18 – Impedancia de entrada de las redes de polarización (a) Carta de Smith (b) Gráfico Rectangular.

## 6.6. Configuración de las Redes de Adaptación

La configuración de las redes de adaptación es un aspecto importante del diseño al que conviene prestar especial atención. Elegir la red adecuada es fundamental para facilitar el proceso de síntesis de las mismas cuando se aplique el modelo de imagen negativa. Además, las limitaciones de ancho de banda asociadas a la red condicionarán los resultados finales que se obtengan del amplificador [45][46].

Las redes de adaptación están compuestas por líneas de transmisión y componentes reactivos, fundamentalmente condensadores de desacoplo de continua. Idealmente se trata de redes sin pérdidas, sin embargo, el comportamiento real del sustrato y del conductor hace que las líneas microstrip introduzcan pérdidas. Lo mismo sucede con el comportamiento de los condensadores de desacoplo en alta frecuencias. Estas pérdidas en las redes de adaptación dificultan el proceso de diseño ya que afectan a las prestaciones de ruido y ganancia del LNA.

El LNA es un dispositivo integrado junto con el resto de componentes del receptor en un sistema de impedancia de referencia  $50\Omega$  como el de la Figura 6.19, de modo que los puertos de las redes de adaptación deben diseñarse con impedancias de referencia de  $50\Omega$  para que las prestaciones del amplificador no se modifiquen cuando se conecte con otros dispositivos.

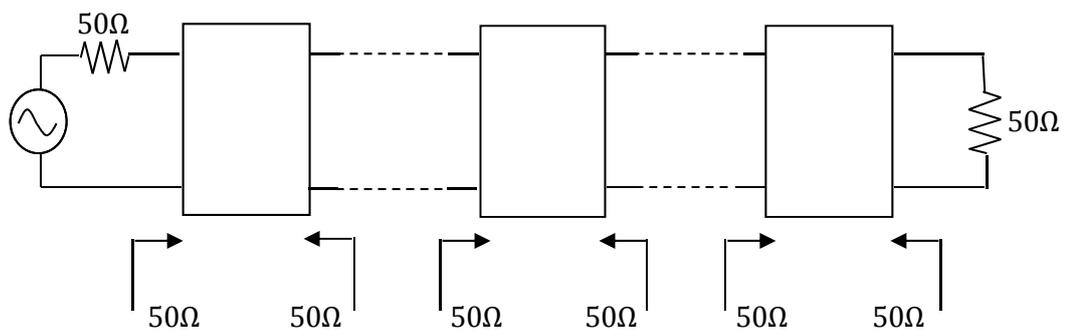


Figura 6.19 – Esquema de un sistema multi-etapa de  $50\Omega$ .

Existe un gran número de opciones para configurar las redes de adaptación en función del tipo de líneas escogidas y la distribución que se haga de las mismas. Entre otras opciones se pueden emplear stubs, tapers (segmentos de línea de anchura progresiva), líneas acopladas, transformadores multi-step, etc.

En un primer momento se valoró la posibilidad de emplear líneas acopladas para evitar tener que introducir condensadores que desacoplen la señal de polarización del transistor de los puertos de generador y carga del amplificador. Las limitaciones de ancho de banda que presentan las líneas acopladas para el rango de frecuencias de funcionamiento desaconsejaron su uso, optando en su lugar por una combinación de tramos de línea y stubs en paralelo.

En los diseños se han empleado stubs terminados en abierto mejor que en cortocircuito por los problemas asociados a perforar el sustrato para introducir el vias al plano de masa de la línea microstrip y la dificultad de conseguir una conexión exacta a tierra por la inducción parásita que genera el propio vias. La terminación en cortocircuito podía ser aprovechada en su defecto para introducir la señal de polarización en dicho punto reemplazando la conexión a tierra por un condensador de bypass, pero aún así, se ha preferido usar stubs terminados en abierto.

La configuración de la Figura 6.20 escogida para la red de adaptación de entrada es una doble sección de línea más stub terminado en circuito abierto para poder conseguir un mejor ancho de banda de funcionamiento. La primera sección permitirá optimizar la figura de ruido en el centro de la banda y la segunda ampliar el ancho de banda de este comportamiento al resto de la banda.

La red de salida del modelo de imagen negativa es un circuito resonante RLC paralelo. En un primer momento se valoró una configuración simplificada que permitiese realizar ese mismo resonador empleando un único stub  $\lambda/4$  de alta impedancia terminado en cortocircuito. Mediante este stub se trataría de tener un circuito abierto en la banda de interés que no afectase a la señal de RF, al mismo tiempo que permitiese reducir la ganancia de las frecuencias fuera de la banda, especialmente a bajas frecuencias, al no comportarse en estos casos como un circuito abierto. Los problemas de ancho de banda descartaron esta opción ya que no se obtuvieron los resultados deseados. Se decidió entonces emplear la configuración de la Figura 6.21, idéntica a la red de adaptación de entrada, por la versatilidad que proporciona al simulador el poder trabajar con un mayor número de variables de optimización. Con el diseño de la red de adaptación de salida se pretende obtener una ganancia alta y plana, a la vez que la mejor adaptación posible en la entrada y salida del amplificador. Este diseño tiene además la limitación de tener la red de entrada previamente fijada para minimizar la figura de ruido. En consecuencia, para facilitar el proceso de optimización será aconsejable proporcionar al simulador el mayor número de variables posibles.

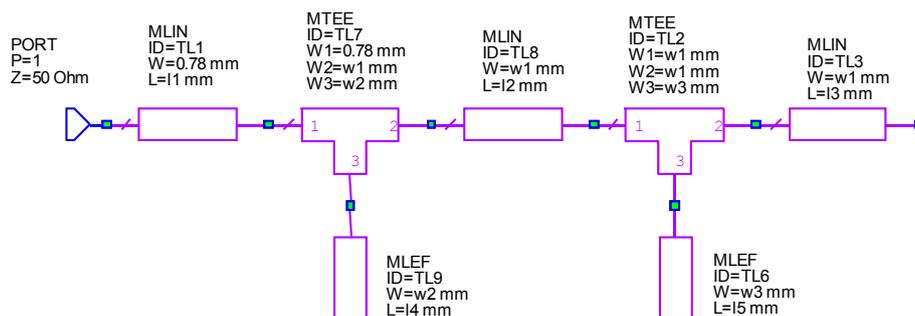


Figura 6.20 – Esquema de las secciones línea-stub para optimizar la red de adaptación de entrada.

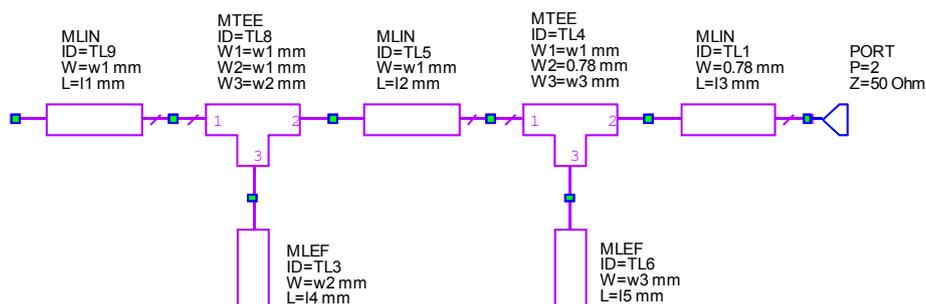


Figura 6.21 – Esquema de las secciones línea-stub para optimizar la red de adaptación de salida.

Con la idea de facilitar una futura implementación física del LNA, las líneas de entrada y salida de las redes de adaptación se diseñan con impedancias de  $50\Omega$  que permitan ajustar el diseño a las dimensiones físicas de la caja. La anchura de la línea microstrip correspondiente a una impedancia de  $50\Omega$  en el centro de nuestra banda de trabajo se puede calcular fácilmente haciendo uso de la aplicación TXLINE disponible en Microwave Office, obteniéndose un valor aproximado para la anchura de 0.78mm.

Dentro de las redes de adaptación de entrada y salida se han incluido las redes de polarización de puerta y drenador con la finalidad de obtener un resultado final más preciso al sintetizar las redes de adaptación cuando se aplique el modelo de imagen negativa. En teoría, introducir las redes de polarización no debiera modificar el funcionamiento del amplificador ya que están diseñadas para comportarse como un circuito abierto a las frecuencias de trabajo, sin embargo se tendrán en cuenta en los diseños para obtener unos resultados más precisos.

Las redes de polarización de puerta y drenador se introducen respectivamente en las redes de adaptación de entrada y salida entre el transistor y el condensador de desacoplo como se indica en la Figura 6.22 y Figura 6.23. Se han puesto unos tramos de

línea de  $50\Omega$  de 1mm de longitud para dejar una separación física con el transistor y facilitar así la conexión con los hilos de bonding. Esta misma separación se ha dejado también respecto al condensador de desacoplo, para el que se ha seleccionado un valor de capacidad de 120pF que asegure un comportamiento como cortocircuito en RF.

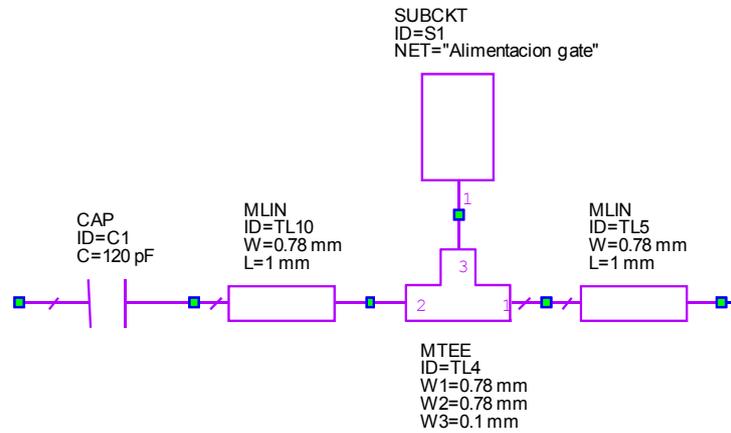


Figura 6.22 – Introducción de la red de polarización de puerta en la red de adaptación de entrada.

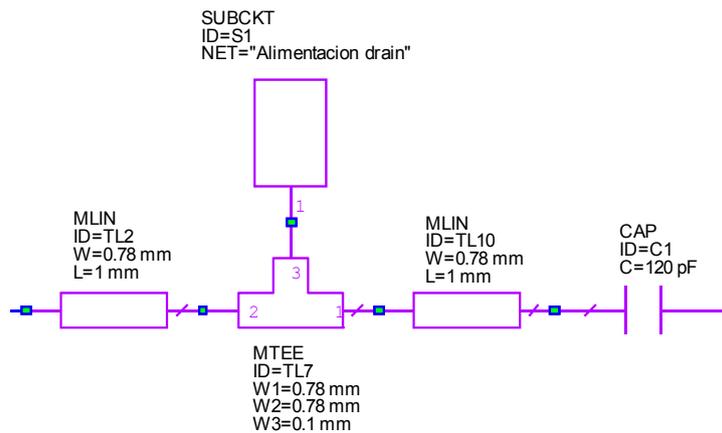


Figura 6.23 – Introducción de la red de polarización de drenador en la red de adaptación de salida.

## 6.7. Resultados del Diseño del LNA para el modelo FHR20X

En los diseños del LNA no se ha considerado al transistor como un dispositivo unilateral. A frecuencias elevadas la capacidad parásita entre los terminales de puerta-drenador ( $C_{GD}$ ) puede interactuar con las impedancias de generador y carga, produciendo realimentación positiva a ciertas frecuencias que causen oscilación o inestabilidad. El valor

por construcción que puede tener  $C_{GD}$  es aproximadamente la décima parte del valor de la capacidad entre los terminales puerta-fuente ( $C_{GS}$ ).

Las capacidades parásitas cobran importancia a medida que se sube en frecuencia, afectando a las impedancias de entrada de entrada y salida del transistor, y por lo tanto, a las adaptaciones del amplificador. Es necesario conocer qué impedancias de generador y carga son la que pueden llevar al amplificador a oscilar, por lo que en primer lugar se estudiarán las regiones de estabilidad del transistor.

En los círculos de ruido y estabilidad del transistor FHR20X de la Figura 6.24 se observa como el dispositivo no es incondicionalmente estable en la banda de trabajo. Los coeficientes de reflexión óptimos para obtener las figuras de ruido mínimas están dentro de la región estable de los círculos de estabilidad de entrada del transistor, de modo que será posible optimizar la red de adaptación de entrada para intentar conseguir la figura de ruido mínima, pero dada su proximidad a la región de inestabilidad, resulta necesario prestar especial atención a los resultados que se obtengan en la optimización de la red, ya que al estar completamente orientada a obtener la figura de ruido mínima ruido, puede que el resultado caiga en la zona de inestabilidad o en un punto cercano a ella, haciendo en este caso que la estabilidad sea marginal.

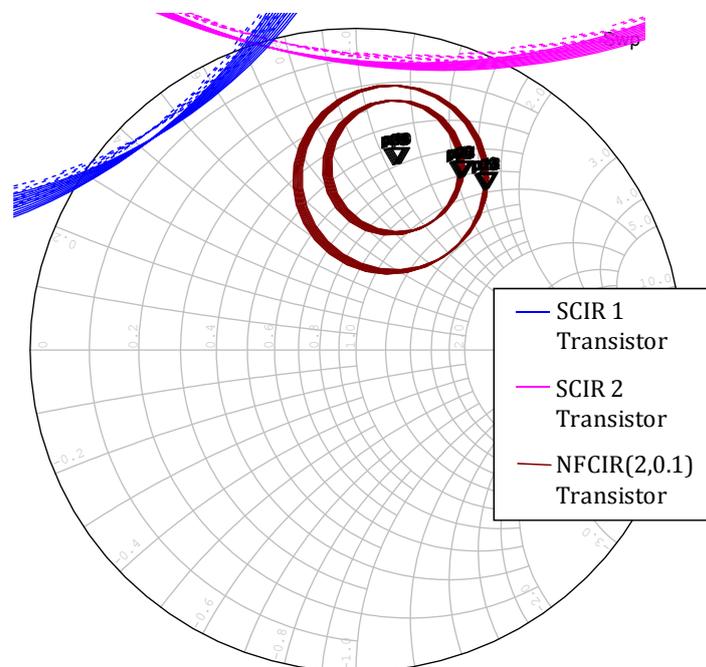


Figura 6.24 – Círculos de ruido (marrón) y estabilidad de entrada (azul) y salida (rosa) del transistor FHR20X.

### 6.7.1. Modelo de Imagen Negativa

Se crea el modelo de imagen negativa del amplificador empleando una configuración RC serie en la red de entrada y RCL paralelo en la salida. Se optimiza el circuito buscando valores de figura de ruido inferiores a 0.9dB y ganancias por encima de 12dB en toda la banda de trabajo. Se ha priorizado el objetivo de ruido por encima del de la ganancia, dándole una mayor ponderación en la optimización.

El valor de los elementos de la red optimizada se muestra en la Figura 6.25. En la Figura 6.26 se puede comprobar que los objetivos de optimización eran demasiado rigurosos y el optimizador no ha podido cumplirlos. Aún así, se ha conseguido una figura de ruido comprendida entre 0.94-1.01dB que puede considerarse bastante satisfactoria. Lo mismo sucede con la ganancia, que a pesar de no conseguir superar los 12dB se aproxima bastante, manteniendo un comportamiento bastante plano entre 11.91-11.48dB.

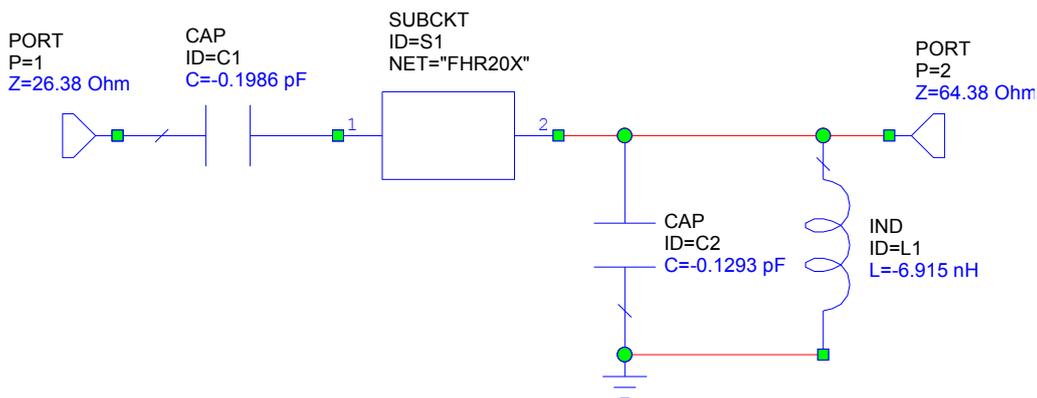


Figura 6.25 – Modelo de imagen negativa optimizado del amplificador FHR20X.

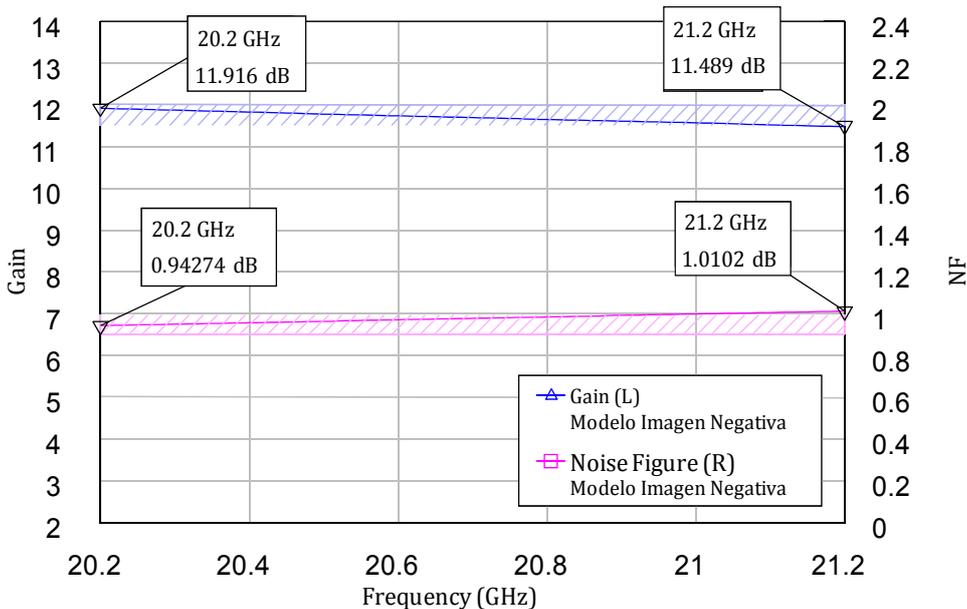


Figura 6.26 – Ganancia y figura de ruido del modelo de imagen negativa del amplificador FHR20X.

### 6.7.2. Redes de Adaptación

En la Figura 6.27 y Figura 6.28 se indica el proceso de síntesis de las redes de adaptación de entrada y salida. En el caso particular de la red de salida, está invertida respecto a la orientación que muestra la Figura 6.30 para conseguir que la impedancia del puerto 1 que se va a conectar a la salida del transistor sea  $Z_{L_{red}}$ . Como se explicó en el apartado 6.5, en las redes de adaptación de entrada y salida se han incluido respectivamente las redes de polarización puerta y drenador. Cada una de las redes de adaptación utiliza como carga las redes de entrada y salida del modelo de imagen negativa optimizado de la Figura 6.25 convirtiendo los valores negativos de las reactancias en positivos.

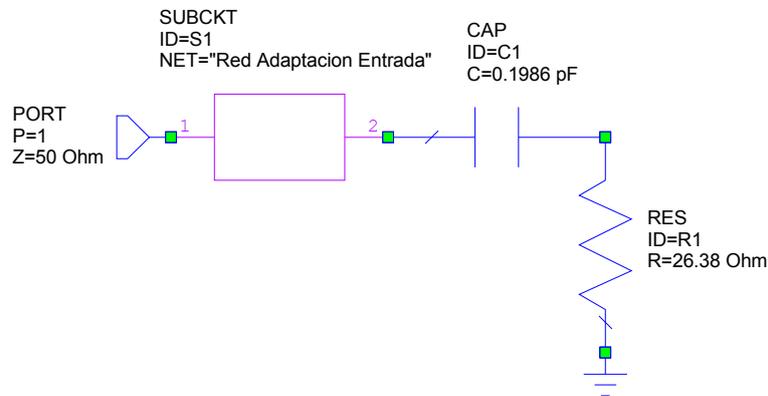


Figura 6.27 – Síntesis de la red de adaptación de entrada del amplificador FHR20X.

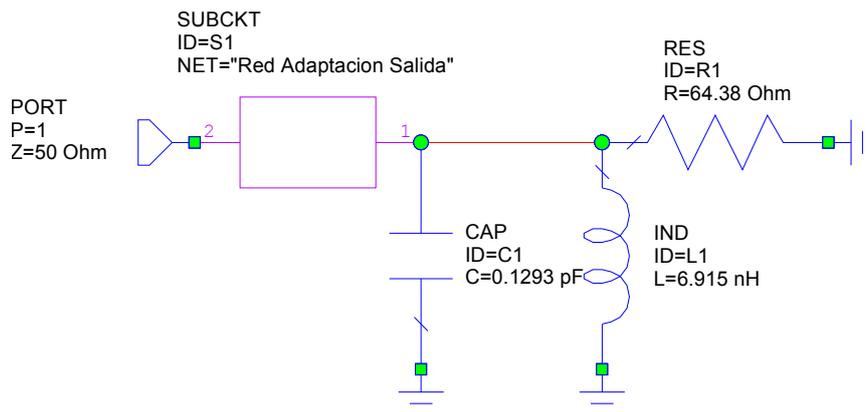


Figura 6.28 – Síntesis de la red de adaptación de salida del amplificador FHR20X.

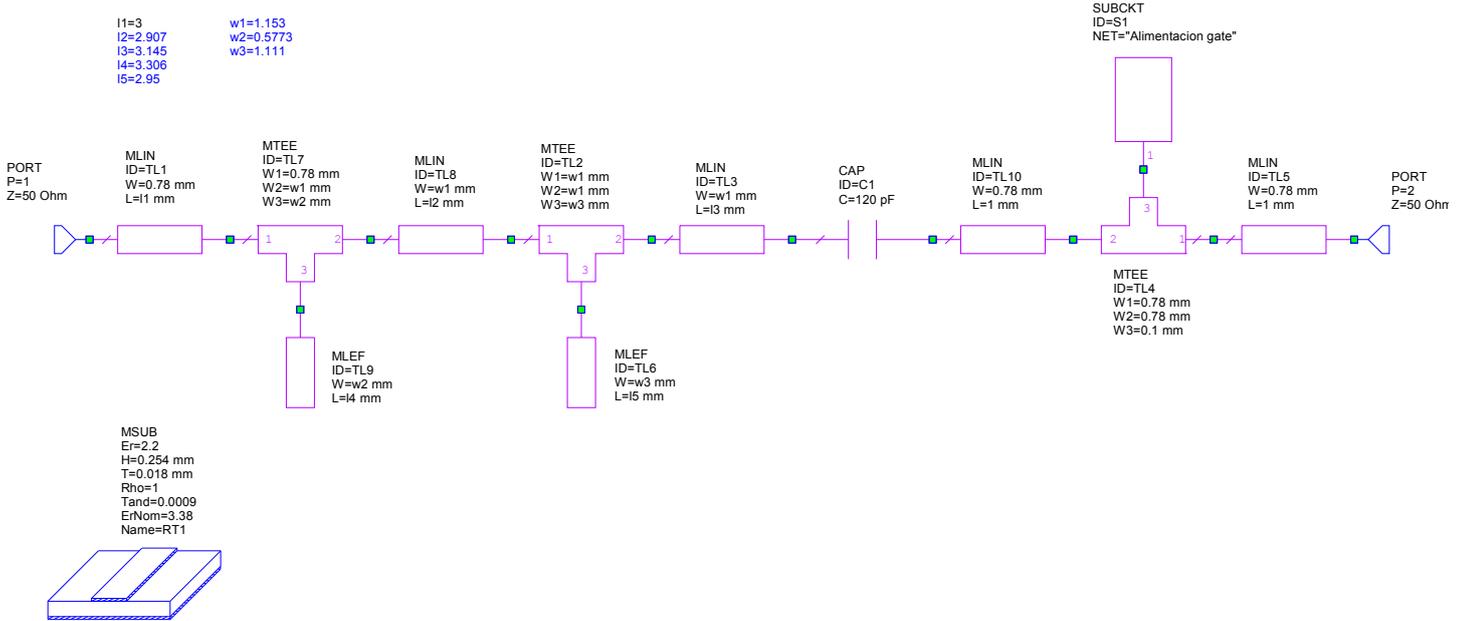


Figura 6.29 – Red de adaptación de entrada del amplificador FHR20X.

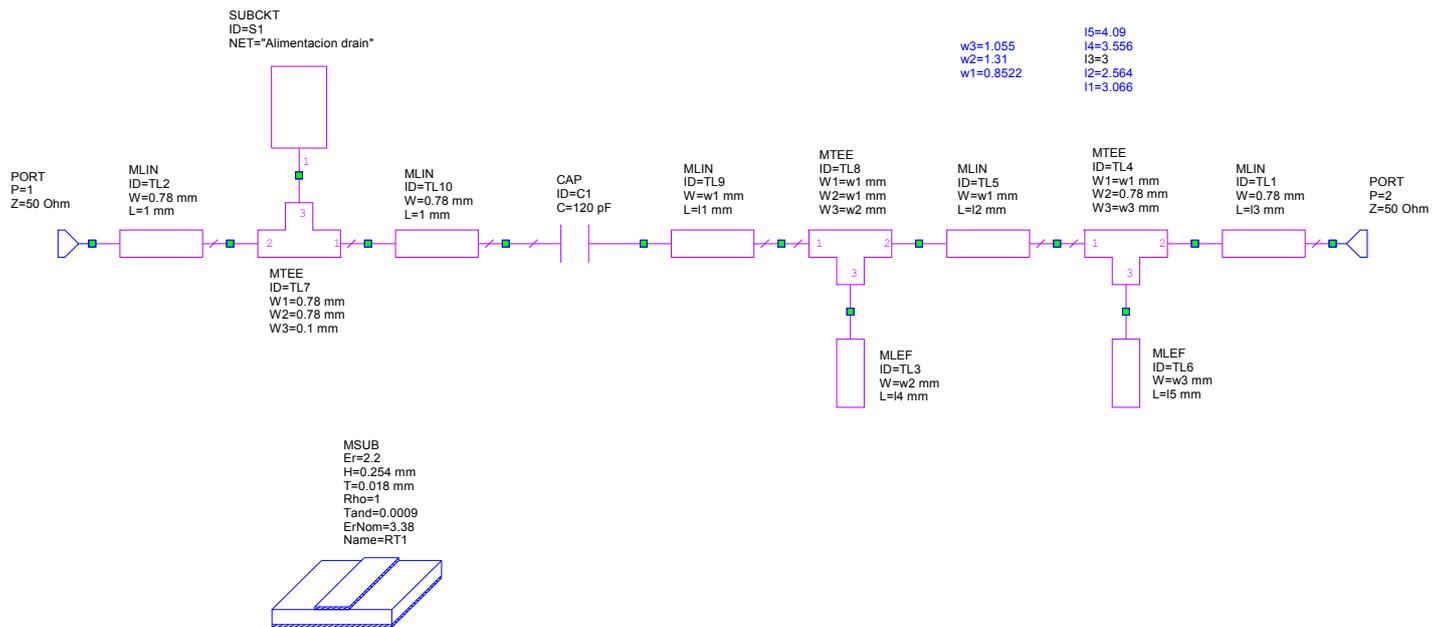


Figura 6.30 – Red de adaptación de salida del amplificador FHR20X.

En la Figura 6.29 y Figura 6.30 se pueden los valores optimizados de las longitudes y anchuras de las líneas. Las redes de polarización de fuente y drenador de la Figura 6.17 están incluidas como subcircuitos dentro de las redes de adaptación. En el proceso de síntesis de las redes de adaptación se ha buscado que el módulo del coeficiente de reflexión sea inferior a  $-30\text{dB}$ . En los resultados de la Figura 6.31 se comprueba que la optimización realizada ha conseguido adaptaciones realmente buenas en la síntesis de las

redes de adaptación, con coeficientes de reflexión prácticamente inferiores a -30dB en toda la banda.

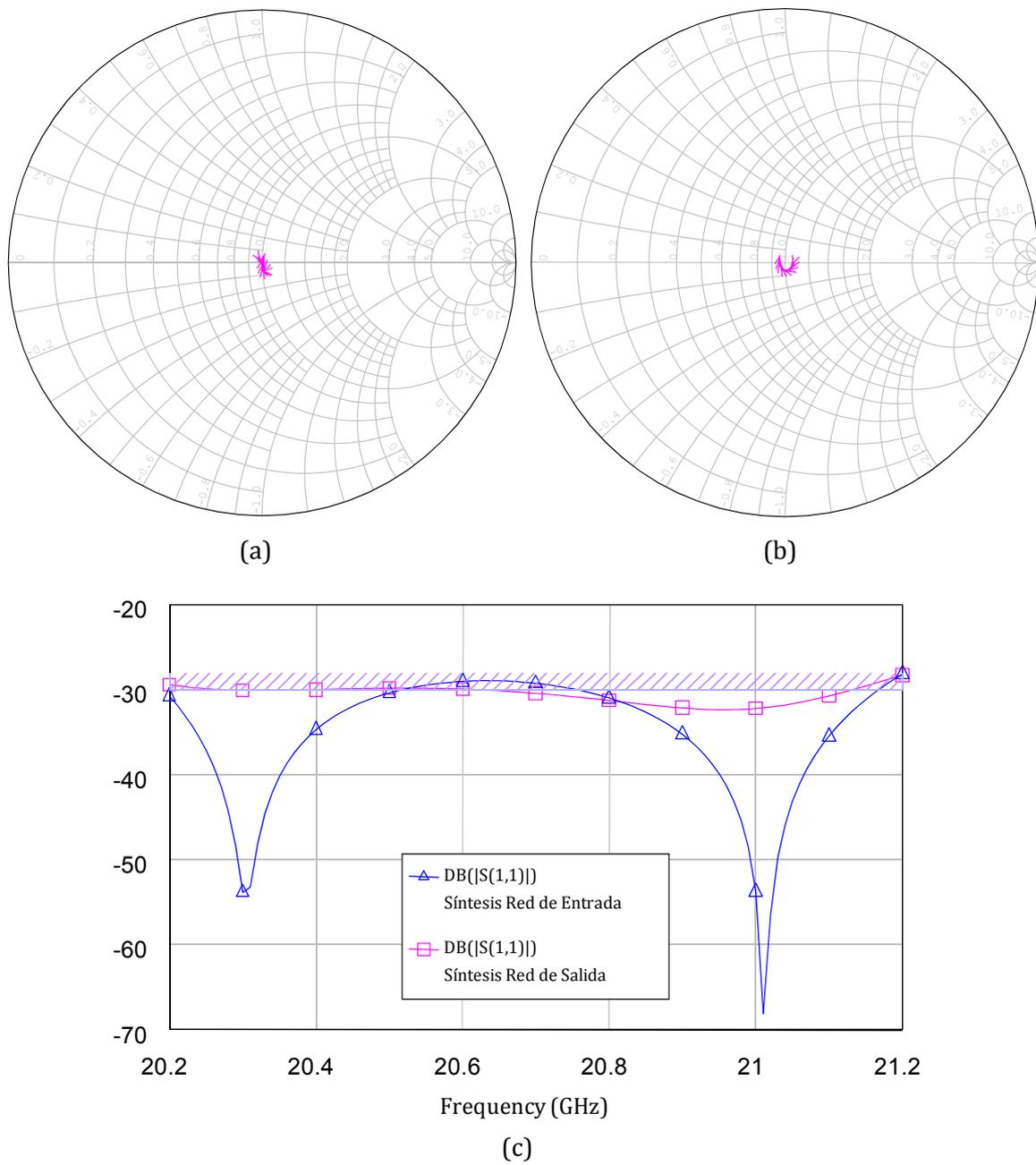


Figura 6.31 – Coeficientes de reflexión de las síntesis de las redes de adaptación del amplificador FHR20X (a) Red de entrada (b) Red de salida (c) Ambas redes.

### 6.7.3. Amplificador Completo

Una vez diseñadas las redes de adaptación, se conectan al transistor para obtener el amplificador completo como se indica en la Figura 6.32.

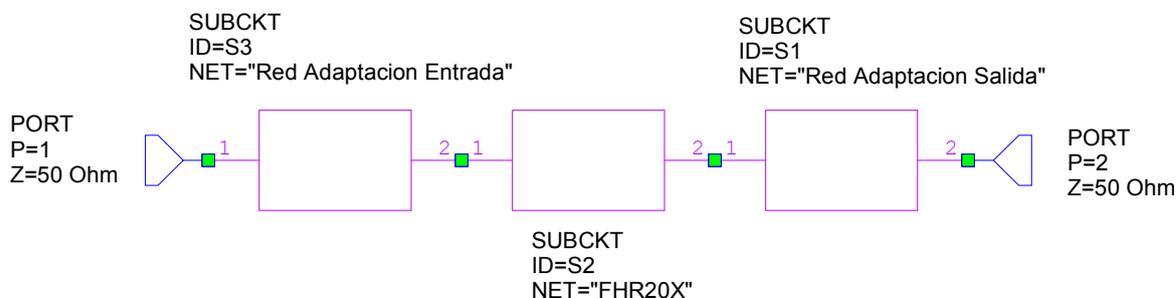


Figura 6.32 – Amplificador completo FHR20X.

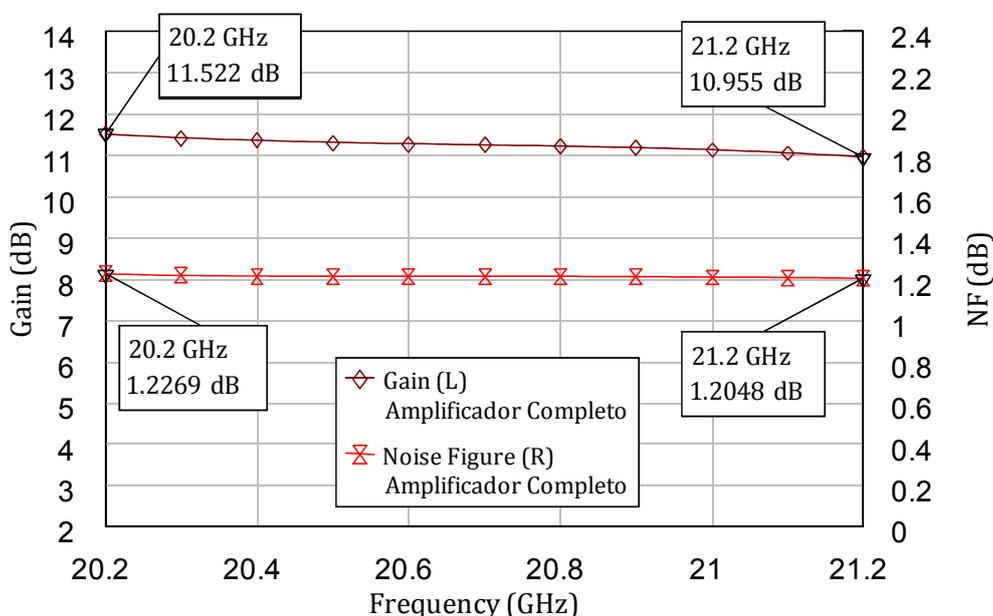


Figura 6.33 – Ganancia y figura de ruido del amplificador FHR20X.

En la Figura 6.33 se muestran los resultados obtenidos en el diseño del LNA empleando el transistor FHR20X. La figura de ruido tienen un comportamiento prácticamente plano en toda la banda con unos valores entre 1.20-1.22dB. En lo que respecta a la ganancia, su respuesta también es bastante plana, manteniéndose en un rango entre 11.5-10.95dB.

Comparando los resultados con los obtenidos en la Figura 6.26 para el modelo de imagen negativa, se observa un aumento en la figura de ruido alrededor de 0.25dB, así como una caída de la ganancia de aproximadamente 0.5dB. A pesar de la buena adaptación

conseguida en los procesos de síntesis de las redes de adaptación, que inicialmente pudiera hacer suponer que el comportamiento iba a ser el mismo, las pérdidas reales que introducen las líneas microstrip hacen que empeoren las prestaciones del amplificador respecto a las inicialmente diseñadas en el modelo de imagen negativa.

Los coeficientes de reflexión de la Figura 6.34 muestran una adaptación bastante buena en la salida del amplificador con valores inferiores a -10dB en todo el rango de frecuencias de trabajo, estando situado el valor más alto en el límite inferior de la banda con un valor de -11.63dB. En lo que respecta a la entrada, la adaptación no es tan buena como hubiera sido deseable. Las limitaciones de diseño en esta red, orientada fundamentalmente a minimizar el ruido, reducen el grado de libertad y dificultan la obtención de una mejor adaptación.

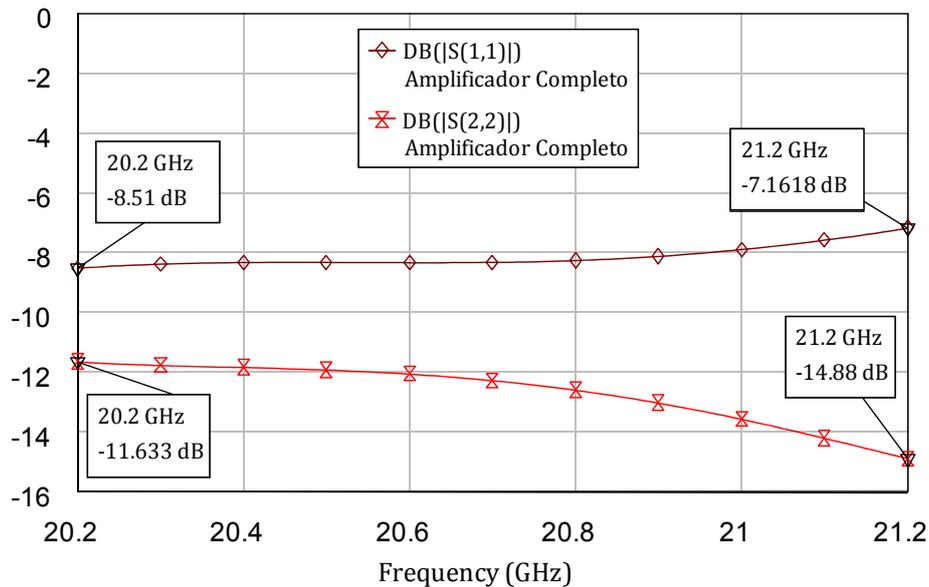


Figura 6.34 – Coeficientes de reflexión del amplificador FHR20X.

En la Figura 6.35 se puede comprobar que el LNA no es incondicionalmente estable en la banda de trabajo. Los factores geométricos de estabilidad  $\mu_1$  y  $\mu_2$  indican que las regiones de inestabilidad están bastante alejadas del centro de la Carta de Smith, de forma que no habría problemas de estabilidad al conectar el LNA con los otros dispositivos del receptor, teóricamente diseñados para tener impedancias de entrada y salida de  $50\Omega$ .

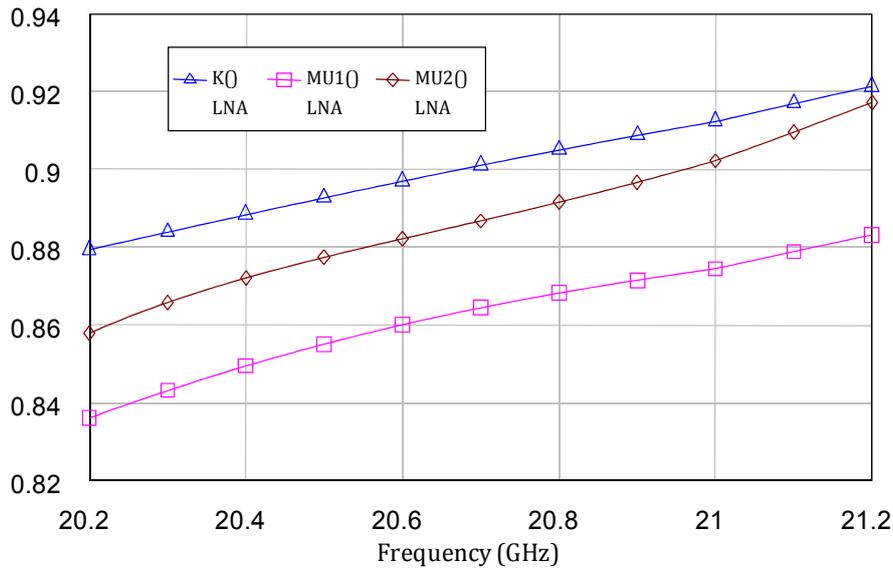


Figura 6.35 – Estabilidad del amplificador FHR20X.

## 6.8. Resultados del Diseño del LNA para el modelo MGFC4453A

Se ha repetido el mismo proceso de diseño para el transistor MGFC4453A. Este transistor presenta mejor comportamiento en ruido, pero está más limitado en ganancia.

Los objetivos de optimización del modelo de imagen negativa buscan en este caso figuras de ruido inferiores a 0.9dB y ganancias por encima de 11dB en toda la banda de trabajo. Al igual que en el diseño anterior, se ha priorizado el objetivo de ruido por encima del de la ganancia, dándole una mayor ponderación en la optimización.

El valor de los elementos optimizados del modelo de imagen negativa se muestra en la Figura 6.36. En la Figura 6.37 se puede comprobar que los objetivos de optimización, al igual que en el caso anterior, eran demasiado rigurosos y tampoco han podido cumplirse. Aún así, la figura de ruido es ligeramente mejor que en el diseño anterior, con unos valores entre 0.87-0.94dB. La ganancia, a pesar de no conseguir superar los 11dB, presenta un comportamiento bastante plano entre 10.58-10.1dB, pero con valores más pequeños en relación al FHR20X por la limitación en ganancia del MGFC4453A.

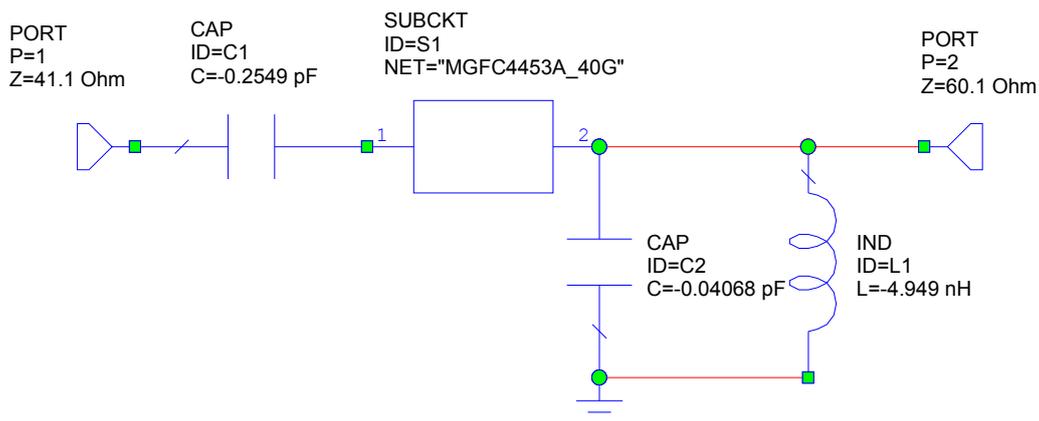


Figura 6.36 – Modelo de imagen negativa optimizado del amplificador MGFC4453A.

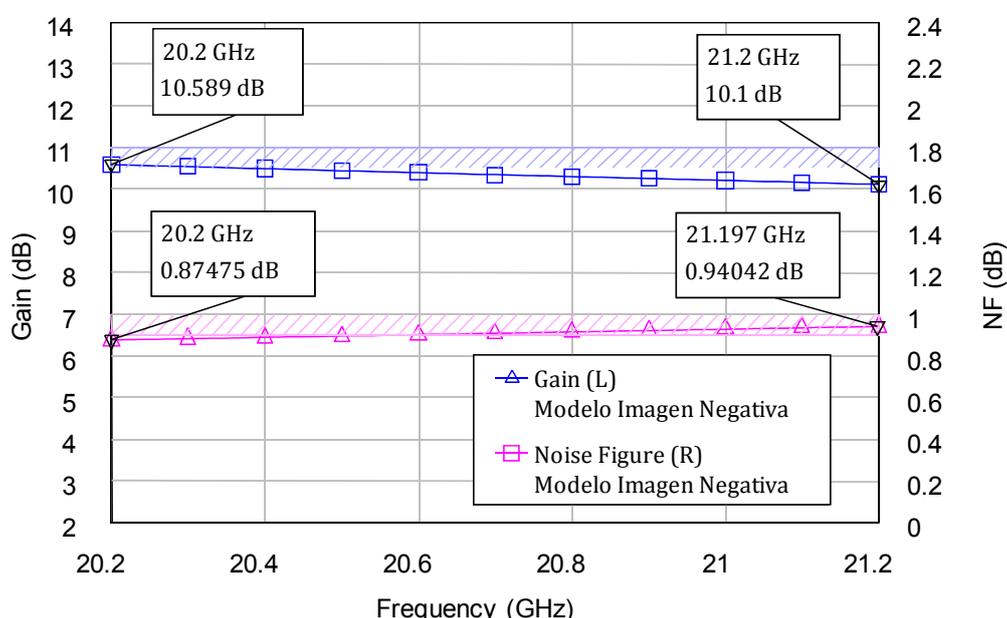


Figura 6.37 – Ganancia y figura de ruido del modelo de imagen negativa del amplificador MGFC4453A.

Se sigue el mismo proceso de síntesis de las redes de adaptación de entrada y salida para conseguir los valores adecuados de las redes que mejor se adapten al modelo de imagen negativa.

En la Figura 6.38 se muestran los resultados obtenidos en el diseño del LNA empleando el transistor MFCC4453A. La figura de ruido es mejor que la del diseño previo, con un valor prácticamente constante de 1.12dB. En lo que respecta a la ganancia, su respuesta también es bastante plana, manteniéndose en un rango aproximado entre 10-9.80dB en toda la banda. Al igual que antes, las pérdidas reales que introducen las líneas microstrip empeoran las prestaciones del amplificador respecto a las del modelo de imagen negativa de la Figura 6.37.

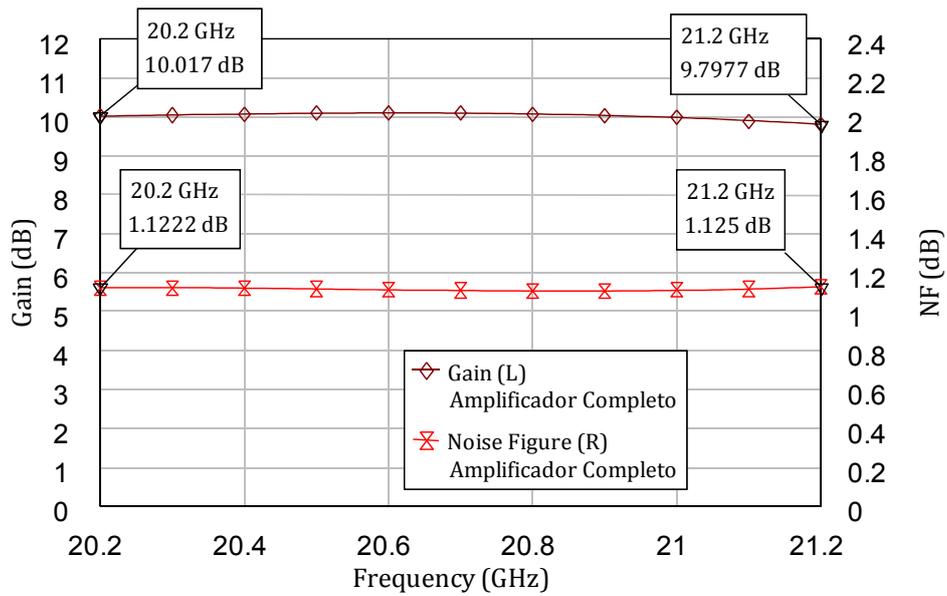


Figura 6.38 – Ganancia y figura de ruido del amplificador MGFC4453A.

Los coeficientes de reflexión de la Figura 6.39 muestran una adaptación de salida aceptable, con valores por debajo de -10dB prácticamente en toda la banda, a excepción del tramo inferior, donde tiene un valor máximo de -9.61dB a la frecuencia de 20.2GHz. Por el contrario, las limitaciones de diseño de la red de adaptación de entrada para conseguir la mejor figura de ruido posible implican una adaptación de entrada bastante pobre, con valores ligeramente por debajo de -3dB.

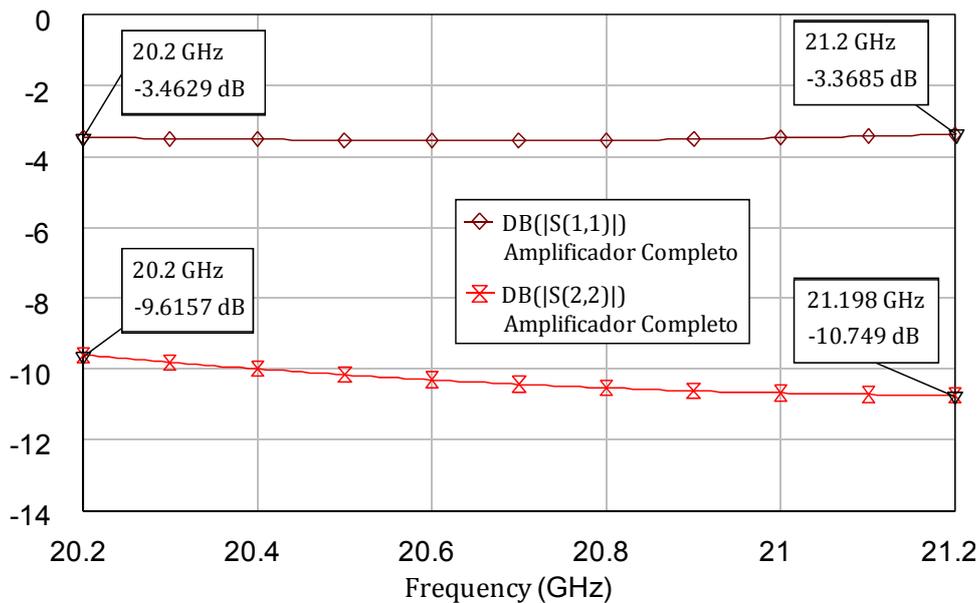


Figura 6.39 – Coeficientes de reflexión del amplificador MGFC4453A.

El diseño del LNA con este transistor hace que el amplificador sea de nuevo incondicionalmente como se aprecia en la Figura 6.40. Los factores geométricos  $\mu_1$  y  $\mu_2$  son menores que en el diseño anterior, pero siguen estando lo suficientemente alejados del centro de la Carta de Smith para no tener problemas de estabilidad al conectarlo con otros dispositivos de con impedancias de  $50\Omega$ .

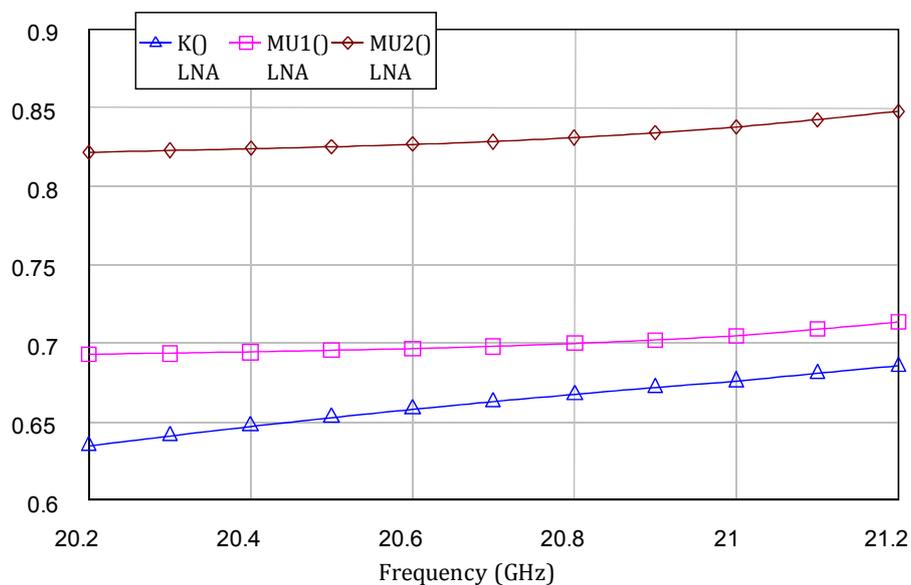


Figura 6.40 – Estabilidad del amplificador MGFC4453A.

# *Capítulo 7*

---

## *Conclusiones y Líneas Futuras*

### **7.1. Conclusiones**

Este proyecto se ha centrado en el estudio de uno de los elementos más críticos de los receptores de microondas como es el ruido. Los niveles de señal tan pequeños que se reciben hacen que sea necesario minimizar su presencia en el receptor para satisfacer la relación señal a ruido requerida. Con el objetivo de conseguir un receptor de altas prestaciones, se ha trabajado con una figura de ruido de referencia de 1.3dB, correspondiente con los valores más bajos de las especificaciones comerciales para el bloque de bajo ruido (LNB) de los receptores para comunicaciones Banda Ka.

Se ha realizado un estudio del comportamiento del ruido el receptor en función de las características individuales de los elementos que integran su entrada, comprobando la importancia de las primeras etapas de amplificación en la figura de ruido del receptor, obteniéndose las prestaciones necesarias que deben tener estos elementos para cumplir objetivo de ruido propuesto en el receptor.

En ocasiones los dispositivos existentes en el mercado no tienen el comportamiento deseado, entre otras razones, por los efectos parásitos de los encapsulados, de forma que es necesario realizar diseños propios. Se ha comprobado la necesidad de seleccionar el transistor adecuado para cumplir con el objetivo de ruido deseado. En la actualidad existen transistores de bajo ruido muy buenos, pero la optimización sigue siendo muy importante para aprovechar todo su potencial.

Se han realizado diversos diseños aplicando el modelo de imagen negativa, que ha demostrado ser una herramienta muy útil en el diseño de amplificadores de bajo ruido de banda ancha en Banda K haciendo uso de transistores HEMT en tecnologías GaAs. Este método facilita encontrar impedancias de generador y carga representativas del compromiso entre las diferentes características del amplificador, facilitando la síntesis de las redes de adaptación y permitiendo una mejor predicción del rendimiento que se puede lograr. Para que los resultados obtenidos en los diseños se aproximen lo máximo posible al comportamiento real, se han tenido en cuenta los problemas relacionados con la futura implementación física de los mismos, como las pérdidas en el sustrato, lo que hace que los resultados de las simulaciones obtenidos varíen ligeramente respecto de los obtenidos con el modelo de imagen negativa.

Se ha demostrado la potencia de Microwave Office como herramienta aplicable en el diseño y simulación de dispositivos de microondas, en especial en los amplificadores de bajo ruido. Haciendo uso de las facilidades que ofrece Microwave Office se simplifica todo el proceso de diseño. Los resultados de las simulaciones muestran como el criterio prioritario de optimización de minimizar la figura de ruido reduce el grado de libertad y dificulta la obtención de mejores resultados en la ganancia o adaptación.

La frecuencia tan alta de la banda de trabajo dificulta el diseño de los componentes haciendo que aumente el ruido, disminuya la ganancia y aparezcan elementos parásitos. En general el comportamiento de los componentes empeora al aumentar la frecuencia, de manera que en el rango de frecuencias de microondas, y en sistemas de comunicaciones en Banda Ka en particular, son necesarios dispositivos de altas prestaciones.

En conclusión, el tiempo empleado en el análisis y proceso de diseño de un receptor para sistemas de comunicaciones en Banda Ka, y en particular en el LNA, unido al manejo de las herramientas de diseño y simulación, sirven de gran experiencia y preparación para acometer el diseño de futuros proyectos.

## **7.2. Líneas Futuras.**

Al adecuar los diseños de los dispositivos a la situación real en la que van a trabajar, se puede aproximar con gran exactitud los resultados obtenidos de las simulaciones al comportamientos real de los dispositivos una vez construidos. Una

implementación física de los amplificadores de bajo ruido diseñados una vez que se disponga de los transistores permitiría comprobar las simulaciones obtenidas y dar validez del modelo de imagen negativa.

La aplicación del modelo de imagen negativa permite abrir diferentes vías de investigación. Su aplicación en el diseño de amplificadores multi-etapa podría ser una de ellas.

Para mejorar las prestaciones del receptor se podría optimizar el amplificador a partir de los parámetros de las redes de adaptación de entrada y salida. Además, sería necesario ser más precisos en la selección del transistor, buscando dispositivos con mejores prestaciones que permitan además de reducir el ruido, aumentar la ganancia, y sobre todo mejorar la adaptación, para que la integración del amplificador con el resto de componentes del receptor no modifique las prestaciones del mismo.

Desde el punto de vista de mejorar el modelo de imagen negativa y obtener resultados más precisos, sería de gran ayuda poder modelar los componentes reactivos empleados en las redes de entrada para que se aproximen al comportamiento real de las líneas de transmisión. Del mismo modo, sería conveniente analizar las ventajas e inconvenientes de trabajar con diferentes elementos y topologías en las redes de adaptación desde el punto de vista de los costes, de la simplificación de los diseños o de la minimización del tamaño de los equipos.

# *Bibliografía*

---

- [1] Nomenclature of the Frequency and Wavelength Bands Used in Telecommunications, Recommendation ITU-R V.431-7.
- [2] IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands, IEEE Std 521-1984.
- [3] David M. Pozar, "Microwave Engineering", Fourth Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [4] Kamilo Feher, "Digital Communications: Microwave Applications", Reprinted by permission of Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, NJ, 1981.
- [5] C. Pérez Vega, J. M. Zamanillo y A. Casanueva, "Sistemas de Telecomunicación", Servicio de Publicaciones de la Universidad de Cantabria, 2007.
- [6] J. B. Johnson, "Thermal Agitation of Electricity in Conductors", Phys. Rev. 32, 97, July 1928.
- [7] H. Nyquist, "Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors", Phys. Rev. 32, 110, July 1928.
- [8] 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.
- [9] Radio Noise, Recommendation ITU-R pp. 372-378.
- [10] Juan Luis Cano, Luisa de la Fuente, Eduardo Artal, "Amplificador de Bajo Ruido basado en Tecnología mHEMT para Receptores de Radio Astronomía".
- [11] J. L. Cano de Diego, "Cryogenic Technology in the Microwave Engineering: Application to MIC and MMIC Very Low Noise Amplifier Design", Tesis Doctoral, Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Mayo 2010.
- [12] Agilent Application Note 57-1, "Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements", Agilent Technologies Inc., October 2006.

- 
- [13] H. T. Friis, "Noise Figures of Radio Receivers", Proceedings of the IRE, pp. 419-422, July 1944.
- [14] Agilent Application Note 57-2, "Noise Figure Measurement Accuracy – The Y-Factor Method", Agilent Technologies Inc., February 2014.
- [15] H. A. Haus and R. B. Adler, "Optimum Noise Performance of Linear Amplifiers" Proc. of the IRE, vol. 46, pp. 1517-1533, August 1958.
- [16] J. Uher, J. Bornemann and U. Rosenberg, 'Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD', Artech House, December 1993.
- [17] Guillermo Gonzalez, "Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design", Second Edition, Prentice Hall, 1997.
- [18] G. D. Vendelin, A. M. Pavio and U. L. Rohde, "Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques", 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [19] Michael Golio, "The RF and Microwave Handbook", CRC Press LLC, 2001.
- [20] S. J. Orfanidis, "Electromagnetic Waves and Antennas", Rutgers University, S. J. Orfanidis, <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa>, 1996-2014.
- [21] S. J. Mason, "Power Gain in Feedback Amplifier", Trans. IRE Professional Group on Circuit Theory, vol. CT-1, No 2, pp. 20-25, June 1954. (This work was previously reported in Tech. Rep. No. 257, Research Laboratory of Electronics, MIT, Cambridge, MA, 1953.
- [22] M. S. Gupta, "Power Gain in Feedback Amplifiers, a Classic Revisited", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, No. 5, May 1992.
- [23] H. A. Haus (chairman), "Representation of Noise in Linear Two Ports", IRE Subcommittee 7.9 on Noise, Proceedings of the IEEE, pp. 69-74, January, 1960.
- [24] H. A. Haus and R. B. Adler, "Invariants of linear networks", IRE Conv. Rec., pt. 2, pp. 53-67, 1956.
- [25] H. Fukui, "Available Power Gain, Noise Figure, and Noise Measure of Two-Ports and Their Graphical Representations", IEEE Transactions on Circuit Theory, vol. CT-13, No. 2, June 1966.
- [26] E. L. Tan, X. Sun and K. S. Ang, "Unconditional Stability Criteria for Microwave Networks", PIERS Proceedings, pp 1524-1528, Beijing, China, March 2009.
- [27] W. H. Ku, "Unilateral Gain and Stability Criterion of Active Two-Ports in Terms of Scattering Parameters," Proc. IEEE (Correspondence), vol. 54, pp. 1617-1618, Nov. 1966.
- [28] J. M. Rollet, "Stability and Power-Gain Invariants of linear Twoports", IRE Trans. Circuit Theory, vol. CT-9, No. 3, pp. 29-32, March 1962.

- 
- [29] M. L. Edwards and J. H. Sinsky, "A New Criterion for Linear 2-Port Stability Using a Single Geometrically Derived Parameter," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, No. 12, pp. 2303-2311, December 1992.
- [30] 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.
- [31] Jakob Engberg, "Simultaneous input power match and noise optimization using feedback", *Microwave Conference 4th European*, pp. 385-389, September 1974.
- [32] 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.
- [33] M. W. Medley and J. L. Allen, "Broad-Band GaAs FET Amplifier Design Using Negative-Image Device Models", *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech*, vol. 27, No. 9, pp. 784-788, September 1979.
- [34] Stephen A. Maas, "Noise in Linear and Nonlinear Circuits", *Artech House Microwave Library*, 2005.
- [35] Stephen A. Maas, "Practical Microwave Circuits", *Artech House Microwave Library*, 2014.
- [36] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures", *Artech House Inc.*, 1980.
- [37] Stephen A. Maas, "Designing a Low-Noise Amplifier with VoltaireLS", *Applied Wave Research, Inc.*, 1999.
- [38] J. Michael Golio, "Microwave MESFETs and HEMTs", *Artech House Microwave Library*, 1991.
- [39] *AWR Design Environment 2010*, *Applied Wave Research, Inc.*
- [40] I. A. Glover, S. R. Pennock and P. R. Shepherd, "Microwave Devices, Circuits and Subsystems for Communications Engineering", *John Wiley & Sons, Ltd.*, 2005.
- [41] Leo G. Maloratsky, "Reviewing the Basics of Microstrip Lines", *Microwaves & RF*, pp. 79-88, March 2000.
- [42] Franco Di Paolo, "Networks and Devices Using Planar Transmission Lines", *CRC Press LLC*, 2000.
- [43] Beatriz Aja Abelán, "Amplificadores de Banda Ancha y Bajo Ruido Basados en Tecnología de GaAs para Aplicaciones de Radiometría", *Tesis Doctoral, Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria*, Octubre 2006.

- [44] G. Macchiarella, A. Raggi, and E. Di Lorenzo, "Design Criteria for Multistage Microwave Amplifiers with Match Requirements at Input and Output", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, No. 8, pp. 137-142, August 1993.
- [45] W. H. Ku and W. C. Peterson, "Optimum Gain-Bandwidth Limitations of Transistor Amplifiers as Reactively Constrained Active Two-Port Networks", *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-22, No 6, pp. 523-533, June 1975.
- [46] M. E. Mokari-Bolhassan and W. H. Ku, "Gain Bandwidth Limitations and Synthesis of Single-Stub Bandpass Transmission-Line Structures", *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-25, No. 10, pp. 848-852, October 1977.

# Anexo A

## Parámetros S y Parámetros de Ruido del N32400A

```

! FILENAME:    N32400A.S2P    VERSION: 5.0
! NEC PART NUMBERS: NE32400    DATE:06/91
! BIAS CONDITIONS: VDS=2V, IDS=10mA
! NOTE: S-PARAMETERS INCLUDES BOND WIRES.
! GATE: TOTAL 2 WIRES, 1 PER BOND PAD, EACH WIRE 0.0132"(335um) LONG.
! DRAIN: TOTAL 2 WIRES, 1 PER BOND PAD, EACH WIRE 0.0094"(240um) LONG.
! SOURCE: TOTAL 4 WIRES, 2 PER SIDE, EACH WIRE 0.0070"(178um) LONG.
! WIRE: 0.0007"(17.8um) DIAMETER, GOLD
# GHZ S MA R 50
0.1 .999 -1 5.04 179 .002 89 .62 -1
0.2 .999 -3 5.02 178 .004 89 .62 -1
0.5 .999 -6 4.97 175 .008 87 .62 -4
1.0 .997 -12 4.88 170 .016 84 .62 -8
2.0 .990 -23 4.70 161 .030 77 .61 -15
3.0 .980 -34 4.54 152 .042 71 .61 -22
4.0 .970 -44 4.38 144 .052 65 .61 -29
5.0 .950 -53 4.22 136 .062 59 .60 -36
6.0 .930 -62 4.08 128 .071 53 .59 -41
7.0 .910 -71 3.93 120 .079 48 .59 -46
8.0 .890 -79 3.80 113 .086 43 .58 -51
9.0 .870 -87 3.67 106 .092 38 .57 -56
10.0 .860 -94 3.54 99 .099 34 .56 -61
11.0 .840 -102 3.42 92 .104 30 .55 -65
12.0 .820 -108 3.30 86 .109 27 .54 -70
13.0 .800 -115 3.19 80 .114 24 .53 -74
14.0 .790 -121 3.08 74 .119 21 .51 -78
15.0 .770 -128 2.97 68 .123 18 .50 -83
16.0 .750 -134 2.87 63 .127 16 .49 -87
17.0 .740 -139 2.77 57 .131 14 .48 -91
18.0 .720 -145 2.68 52 .135 12 .47 -95
19.0 .710 -150 2.59 47 .138 10 .46 -98
20.0 .690 -155 2.50 42 .142 8 .45 -102
22.0 .660 -165 2.32 32 .148 6 .43 -109
24.0 .640 -175 2.16 23 .153 4 .42 -116
26.0 .610 177 2.01 15 .159 3 .41 -122
28.0 .590 168 1.87 7 .163 1 .41 -128
30.0 .570 160 1.73 -1 .168 0 .41 -134
!
!
!
!
!

```

---

**! NOISE PARAMETERS****! NOTE: NOISE PARAMETERS FOR 28 & 30 GHZ ARE EXTRAPOLATED, NOT MEASURED.****!**

1	0.30	.81	10	.39
2	0.31	.79	17	.36
4	0.33	.75	31	.33
6	0.38	.72	45	.30
8	0.43	.70	59	.27
10	0.50	.68	77	.24
12	0.60	.66	92	.22
14	0.71	.64	108	.19
16	0.85	.62	126	.18
18	1.00	.58	140	.15
20	1.20	.55	153	.13
22	1.50	.52	164	.11
24	1.80	.49	175	.10
26	2.10	.48	-176	.08
28	2.40	.46	-168	.07
30	2.80	.46	-160	.05

# Anexo B

## Parámetros S y Parámetros de Ruido del FHR20X

! fhr20x.s2p 12/96

! FHR20X

! @2V-5mA

! .1GHZ 30GHZ 32

! S-parameters and Noise parameters include bonding wires:

! gate: total 1 wires, 1 per bond pad, 0.3mm long each wire.

! drain: total 1 wire, 1 per bond pad, 0.3mm long each wire.

! source: total 4 wires, 2 per side, 0.3mm long each wire.

! wire: 25u dia.,gold.

# GHZ S MA R 50

!	f	S11	S21	S12	S22				
	.100	1.000	-0.5	3.554	179.4	.001	89.7	.804	-0.3
	.500	1.000	-2.5	3.554	177.2	.004	88.5	.803	-1.7
	1.000	.998	-5.1	3.552	174.3	.009	87.0	.802	-3.3
	2.000	.993	-10.2	3.545	168.7	.018	83.9	.799	-6.7
	3.000	.984	-15.3	3.533	163.1	.026	80.9	.793	-10.0
	4.000	.972	-20.3	3.517	157.4	.035	78.0	.785	-13.3
	5.000	.956	-25.4	3.496	151.8	.043	75.1	.776	-16.5
	6.000	.938	-30.6	3.471	146.3	.050	72.3	.764	-19.8
	7.000	.917	-35.7	3.442	140.7	.058	69.7	.750	-23.0
	8.000	.893	-40.8	3.409	135.2	.064	67.1	.735	-26.2
	9.000	.867	-46.0	3.372	129.8	.071	64.8	.719	-29.4
	10.000	.840	-51.2	3.332	124.4	.076	62.5	.701	-32.5
	11.000	.811	-56.4	3.289	119.0	.081	60.5	.683	-35.6
	12.000	.781	-61.7	3.244	113.7	.086	58.7	.663	-38.7
	13.000	.751	-67.1	3.197	108.5	.091	57.1	.644	-41.8
	14.000	.720	-72.6	3.147	103.3	.094	55.7	.624	-44.9
	15.000	.689	-78.1	3.096	98.2	.098	54.6	.604	-48.0
	16.000	.659	-83.8	3.044	93.1	.101	53.8	.583	-51.2
	17.000	.630	-89.6	2.991	88.1	.105	53.2	.563	-54.4
	18.000	.602	-95.5	2.937	83.2	.108	52.9	.544	-57.7
	19.000	.576	-101.6	2.884	78.3	.111	52.8	.525	-61.1
	20.000	.553	-108.0	2.829	73.5	.115	52.9	.506	-64.7
	21.000	.531	-114.5	2.775	68.7	.119	53.1	.488	-68.5

22.000	.513	-121.2	2.722	64.0	.123	53.5	.470	-72.5
23.000	.497	-128.1	2.668	59.3	.129	53.8	.454	-76.8
24.000	.485	-135.1	2.614	54.7	.134	54.2	.438	-81.4
25.000	.477	-142.3	2.561	50.0	.141	54.4	.424	-86.4
26.000	.473	-149.5	2.507	45.4	.149	54.5	.410	-91.8
27.000	.472	-156.7	2.453	40.8	.157	54.4	.399	-97.7
28.000	.475	-163.9	2.399	36.3	.166	54.0	.389	-104.1
29.000	.481	-170.9	2.344	31.7	.176	53.4	.381	-111.0
30.000	.491	-177.8	2.228	27.1	.187	52.5	.375	-118.5

!

! NOISE DATA

!

2	0.28	.93	3.3	.42
3	0.29	.90	9.1	.40
4	0.30	.88	14.7	.39
5	0.31	.85	20.1	.37
6	0.32	.83	25.3	.35
7	0.33	.81	30.3	.34
8	0.35	.79	35.1	.33
9	0.37	.77	39.7	.31
10	0.39	.75	44.1	.30
11	0.42	.74	48.3	.28
12	0.45	.72	52.3	.27
13	0.48	.71	56.1	.26
14	0.53	.70	59.7	.24
15	0.57	.68	63.1	.23
16	0.62	.67	66.2	.22
17	0.68	.66	69.2	.21
18	0.75	.65	72.0	.19
19	0.80	.64	74.5	.18
20	0.86	.63	76.9	.17
21	0.93	.62	79.0	.16
22	1.00	.61	81.0	.15
23	1.07	.60	82.7	.14
24	1.15	.59	84.3	.13
25	1.24	.58	85.6	.12
26	1.32	.57	86.7	.11
27	1.42	.56	87.6	.10
28	1.51	.55	88.4	.09
29	1.61	.54	88.9	.08
30	1.71	.53	89.2	.07

# Anexo C

## Parámetros S y Parámetros de Ruido del MGFC4453A

! MGFC4453A (Ta=25deg. C, VDS=2V, ID=10mA)

! /Mar./2002 revised

# GHz S M A R 50

! f (GHz)	S11		S21		S12		S22	
	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle
1.0	0.999	-7.3	4.839	173.6	0.009	85.0	0.586	-5.5
2.0	0.995	-14.6	4.817	167.3	0.019	80.0	0.583	-11.1
3.0	0.989	-21.9	4.780	161.0	0.028	75.0	0.577	-16.6
4.0	0.980	-29.1	4.729	154.7	0.037	70.0	0.569	-22.1
5.0	0.969	-36.3	4.666	148.5	0.045	65.2	0.559	-27.5
6.0	0.957	-43.4	4.592	142.4	0.053	60.4	0.547	-33.0
7.0	0.943	-50.5	4.507	136.4	0.061	55.7	0.534	-38.3
8.0	0.928	-57.4	4.414	130.4	0.068	51.1	0.519	-43.7
9.0	0.913	-64.3	4.314	124.5	0.074	46.6	0.503	-49.0
10.0	0.896	-71.2	4.208	118.8	0.080	42.2	0.487	-54.2
11.0	0.880	-77.9	4.098	113.2	0.086	38.0	0.470	-59.4
12.0	0.864	-84.5	3.985	107.6	0.091	33.8	0.454	-64.6
13.0	0.849	-91.1	3.870	102.2	0.095	29.8	0.437	-69.8
14.0	0.833	-97.5	3.754	96.9	0.099	25.9	0.420	-75.0
15.0	0.819	-103.8	3.638	91.7	0.102	22.1	0.404	-80.2
16.0	0.806	-110.0	3.522	86.6	0.105	18.5	0.388	-85.4
17.0	0.794	-116.1	3.408	81.6	0.107	14.9	0.373	-90.6
18.0	0.783	-122.1	3.295	76.7	0.109	11.5	0.359	-95.9
19.0	0.773	-128.0	3.108	71.9	0.110	8.2	0.346	-101.2
20.0	0.764	-133.7	3.076	67.2	0.112	5.0	0.334	-106.5
21.0	0.756	-139.3	2.970	62.6	0.112	1.9	0.324	-111.9
22.0	0.750	-144.7	2.867	58.1	0.113	-1.1	0.314	-117.4
23.0	0.745	-150.0	2.767	53.7	0.113	-3.9	0.306	-122.8
24.0	0.741	-155.1	2.670	49.3	0.113	-6.7	0.299	-128.3
25.0	0.738	-160.2	2.576	45.1	0.113	-9.4	0.293	-133.8
26.0	0.736	-165.0	2.484	40.9	0.112	-11.9	0.289	-139.3
27.0	0.735	-169.7	2.396	36.8	0.112	-14.4	0.287	-144.7
28.0	0.735	-174.3	2.311	32.7	0.111	-16.8	0.285	-150.1

29.0	0.735	-178.7	2.228	28.7	0.110	-19.0	0.285	-155.4
30.0	0.737	177.1	2.148	24.8	0.109	-21.2	0.286	-160.5
31.0	0.739	172.9	2.071	21.0	0.107	-23.3	0.289	-165.5
32.0	0.741	169.0	1.997	17.2	0.106	-25.3	0.292	-170.3
33.0	0.744	165.1	1.925	13.4	0.105	-27.2	0.296	-175.0
34.0	0.748	161.4	1.855	9.8	0.103	-29.0	0.302	-179.5
35.0	0.752	157.8	1.788	6.2	0.102	-30.7	0.308	176.2
36.0	0.756	154.4	1.723	2.6	0.100	-32.3	0.315	172.0
37.0	0.760	151.1	1.661	-0.9	0.099	-33.8	0.323	168.1
38.0	0.765	147.8	1.601	-4.3	0.097	-35.3	0.331	164.3
39.0	0.770	144.7	1.542	-7.7	0.096	-36.7	0.340	160.6
40.0	0.775	141.7	1.486	-11.0	0.094	-37.9	0.349	157.2

!

! Noise Parameters

!

4	0.21	0.76	21.9	0.35
8	0.31	0.74	42.8	0.30
12	0.41	0.70	63.9	0.25
18	0.60	0.59	96.3	0.19
22	0.74	0.52	118.9	0.15
26	0.88	0.45	142.7	0.13
30	1.03	0.41	168.0	0.11
35	1.23	0.40	157.9	0.09
40	1.43	0.46	120.3	0.08