

# **UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA**

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN**



## **DISEÑO Y FABRICACIÓN DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS DE BAJO RUIDO PARA SU APLICACIÓN EN RADIOASTRONOMÍA**

**Autor**

**Ricardo Alarcón Llamas**

**Director**

**José Luís Gómez Tornero**

**Subdirector**

**David Cañete Rebenaque**

**Titulación**

**Ingeniería de Telecomunicación**

**Cartagena, Enero 2006**



# Índice

---

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS.....	1
1.1 Introducción.....	1
1.2 Objetivos.....	9
CAPÍTULO 2: DESARROLLO TEÓRICO .....	11
2.1 Introducción.....	11
2.2 TEORÍA DE MICROONDAS .....	11
2.2.1 ¿Qué son las microondas? .....	11
2.2.2 Propiedades y Aplicaciones de las Microondas .....	13
2.2.2.1 Propiedades de las Microondas .....	13
2.2.4 Ecuaciones básicas .....	15
2.2.5 Señales Senoidales.....	19
2.2.6 Ondas estacionarias .....	23
2.2.7 La carta de Smith.....	24
2.2.7.1 Propiedades básicas de la carta de Smith.....	26
2.2.8 Circuitos de microondas. La matriz de dispersión .....	27
2.2.9 La línea Microtira (Microstrip) .....	30
2.3 AMPLIFICADORES .....	33
2.3.1 Transistores de Unión Bipolar (Microwave BJT) .....	34
2.3.2 Transistores Bipolares de Heterojunción (HBT).....	36
2.3.3 Diodo Túnel.....	37
2.3.4 Transistor de efecto de campo (FET).....	38
2.3.5 Transistores de Efecto de Campo de Unión (Junction Field-Effect Transistor)....	38
2.3.6 Transistor de Efecto de Campo de Unión Metal-Semiconductor (Metal-Semiconductor Field-Effect Transistor).....	39
2.3.7 Transistores de Alta Movilidad de Electrones (High Electron-Mobility Transistor - HEMT) .....	40
2.3.8 Transistores de Efecto de Campo de unión Metal Oxido Semiconductor (MOSFET's) .....	42
2.3.9 Transistores MOS.....	44
2.3.9.1 Dispositivos NMOS.....	44
2.3.9.2 Dispositivos CMOS.....	45
2.3.10 Amplificadores de bajo ruido .....	45
2.3.11 Caracterización de los Amplificadores.....	46
2.3.12 Relaciones de potencia en cuádrupolos amplificadores .....	47
2.3.12.1 Ganancia de transducción o de transferencia ( $G_T$ ) .....	48
2.3.12.2 Ganancia de potencia ( $G_p$ ).....	51
2.3.12.3 Ganancia disponible ( $G_D$ ).....	51
2.3.13 Condiciones de adaptación conjugada.....	51
2.3.14 Estabilidad de un Amplificador.....	52
2.3.14.1 Estabilidad a la entrada (circulo de $\rho_L$ ).....	55
2.3.14.2 Estabilidad a la salida (circulo de $\rho_S$ ) .....	58
2.3.15 Máxima Ganancia Disponible (Maximum Available Gain MAG) .....	59

2.3.16 Ruido de un Amplificador .....	59
2.3.16.1 Adaptación para obtener el ruido óptimo .....	60
2.3.16.2 Circunferencia de Ruido Constante .....	62
2.3.17 Proceso de Diseño de un Amplificador de Microondas .....	63
2.4 FILTROS DE MICROONDAS .....	67
2.4.1 Proceso de diseño de un Filtro Paso Banda .....	68
2.4.1.1 Especificaciones del Filtro .....	69
2.4.1.2 Conversión a prototipo paso bajo normalizado .....	69
2.4.1.3 Desnormalización en Frecuencia .....	73
2.4.1.3.1 Filtro paso banda con elementos concentrados .....	73
2.4.1.3.2 Filtro paso banda con líneas de transmisión .....	74
2.4.1.4 Filtro Paso Banda con Líneas Acopladas. Obtención de Parámetros Eléctricos .....	77
2.4.1.5 Filtro Paso Banda con Líneas Acopladas. Obtención de los parámetros físicos de cada línea .....	77
CAPÍTULO 3: PROCESO DE DISEÑO .....	79
3.1 DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE MICROONDAS DE UNA ETAPA .....	79
3.1.1 Introducción .....	79
3.1.2 Red de polarización del amplificador .....	82
3.1.3 Elección de los coeficientes de reflexión de fuente y carga .....	85
3.1.4 Diseño de la etapa de adaptación de entrada del amplificador .....	91
3.1.4.1 Método de líneas de transmisión con Stub en paralelo. ....	92
3.1.5 Diseño de la etapa de adaptación de salida del amplificador .....	100
3.1.5.1 Método de líneas de transmisión con Stub en paralelo. ....	101
3.1.6 Diseño final de amplificador .....	107
3.1.7 Implementación Física .....	109
3.1.7.1 Exportación a ficheros Gerber y fabricación .....	112
3.1.8 Simulaciones y gráficas .....	116
3.1.9 Medidas Reales .....	120
3.1.9.1 Introducción .....	120
3.1.9.2 Medidas de Polarización y consumo del transistor .....	120
3.1.9.3 Medidas de los parámetros S del amplificador .....	121
3.1.9.3.1 Adaptación a la entrada $ S_{11} $ .....	123
3.1.9.3.2 Adaptación a la salida $ S_{22} $ .....	124
3.1.9.3.3 Parámetro $ S_{12} $ .....	126
3.1.9.3.4 Parámetro $ S_{21} $ (Ganancia del amplificador) .....	127
3.1.9.4 Comparativa .....	128
3.1.10 Medida del factor de ruido del amplificador .....	133
3.1.11 Conclusiones Amplificador de una etapa .....	135
3.2 Diseño de un amplificador de dos etapas .....	137
3.2.1 Red de polarización .....	138
3.2.2 Diseño de la Segunda Etapa (Máxima Ganancia) .....	140
3.2.2.1 Integración del ATF-35143 con la red de polarización .....	140
3.2.2.2 Elección de los coeficientes de reflexión .....	143
3.2.3 Diseño de la Primera Etapa (Mínimo Ruido) .....	146
3.2.3.1 Elección de los coeficientes de reflexión de fuente y carga .....	148
3.2.4 Diseño de la red de adaptación entre transistores .....	153
3.2.5 Diseño de la etapa de adaptación de entrada .....	161

3.2.6	Diseño de la etapa de adaptación de salida.....	170
3.2.7	Amplificador final .....	175
3.2.8	Implementación Física.....	176
3.2.8.1	Exportación a ficheros Gerber y fabricación.....	179
3.2.9	Resultados de las simulaciones y gráficas.....	182
3.2.10	Medidas Reales.....	187
3.2.10.1	Medidas de Polarización y consumo del transistor .....	187
3.2.10.2	Medidas de los parámetros S del amplificador.....	188
3.2.10.2.1	Adaptación a la entrada $ S_{11} $ .....	190
3.2.10.2.2	Adaptación a la salida $ S_{22} $ .....	191
3.2.10.2.3	Parámetro $ S_{12} $ .....	192
3.2.10.2.4	Parámetro $ S_{21} $ (Ganancia del amplificador).....	193
3.2.10.3	Comparativa .....	194
3.2.11	Medida del factor de ruido del amplificador .....	198
3.2.12	Conclusiones Amplificador de dos Etapas .....	200
3.3	DISEÑO DE UN FILTRO DE MICROONDAS .....	203
3.3.1	Introducción:.....	203
3.3.2	Paso 1: Obtención del filtro paso bajo equivalente .....	204
3.3.3	Paso 2: Obtenemos el orden del filtro y los coeficientes.....	204
3.3.4	Paso 3: Deshacemos la transformación. Desnormalización en Frecuencia.....	207
3.3.5	Paso 4: Obtener las impedancias par e impar de cada línea acoplada y a partir de ellas la impedancia característica .....	208
3.3.6	Paso 5: Obtener los parámetros físicos de cada línea (ancho, longitud y separación entre líneas).....	212
3.3.7	Paso 6: Simular el comportamiento del filtro.....	213
3.3.8	Paso 7: Optimizar el diseño para lograr los objetivos deseados.....	214
3.3.9	Paso 8: Creación del Layout.....	216
	CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS .....	219
4.1	Conclusiones.....	219
4.2	Líneas Futuras .....	221
	BIBLIOGRAFÍA.....	223



## Índice Figuras

---

Figura 2.2-1: Espectro de ondas electromagnéticas .....	13
Figura 2.2-2: Definición de magnitudes y descomposición de la situación más general en la superposición de una simétrica, b y una antisimétrica, a.....	15
Figura 2.2-3: La diferencia de potencial (ddp) entre los conductores sólo tiene sentido si se define entre puntos situados en el mismo plano transversal. ....	16
Figura 2.2-4 Circuito equivalente de una sección elemental de línea .....	17
Figura 2.2-5 Composición en el plano complejo de V e I a partir de las correspondientes ondas positivas y negativas. (b) Caso particular de $ V_{\text{máx}} $ e $ I_{\text{mín}} $ .....	20
Figura 2.2-6 Situación empleada para el cálculo de la impedancia de entrada de una línea, $Z_i(\omega)$ .....	21
Figura 2.2-7 Reactancia de entrada de líneas en cortocircuito ( $Z_{cc}$ ) o en circuito abierto ( $Z_{ca}$ ) en función de $\beta l = \omega l/c$ .....	22
Figura 2.2-8 Efecto inversor de impedancias de una sección de línea de longitud $\lambda/4$ ..	23
Figura 2.2-9 Distribución de la amplitud (módulo) de la tensión en una línea con ondas estacionarias.....	24
Figura 2.2-10: Línea Microtira .....	31
Figura 2.3-1 Clasificación Transistores.....	34
Figura 2.3-2 Transistor de Microondas .....	35
Figura 2.3-3 Geometría de los Transistores.....	35
Figura 2.3-4 Diagramas esquemáticos de un transistor de unión bipolar.....	36
Figura 2.3-5 Transistor de heterojunción formado por materiales n-Ge, p-GaAs y n-GaAs .....	37
Figura 2.3-6 Curva característica I-V de un diodo túnel .....	37
Figura 2.3-7 JFET de canal n.....	38
Figura 2.3-8 Curva características I-V de un JFET .....	39
Figura 2.3-9 MESFET de GaAs .....	40
Figura 2.3-10 Curva característica I-V de un MESFET de GaAs .....	40
Figura 2.3-11 Estructura básica de un HEMT .....	41
Figura 2.3-12 Curva característica I-V de un HEMT.....	41
Figura 2.3-13 Estructura básica de un MOSFET .....	42
Figura 2.3-14 Modos de funcionamiento MOSFET.....	43
Figura 2.3-15 Circuito lógico NMOS.....	44
Figura 2.3-16 Estructuras CMOS .....	45
Figura 2.3-17 Figuras de ruido mínimas de los transistores en función de la frecuencia .....	46
Figura 2.3-18 Esquema general de un Amplificador de Microondas.....	47
Figura 2.3-19 Cuadripolo amplificador caracterizado por sus parámetros S .....	48
Figura 2.3-20 Amplificador de microondas y coeficientes de reflexión .....	49
Figura 2.3-21 Curvas de ganancia constante .....	50
Figura 2.3-22 Coeficiente de reflexión de entrada del amplificador.....	54
Figura 2.3-23 Coeficiente de reflexión de salida del amplificador .....	55
Figura 2.3-24 Transistor más red de adaptación de salida. ....	55
Figura 2.3-25 Valores del coeficiente de reflexión de carga que hacen que $ \rho_{in} =1$ .....	56
Figura 2.3-26 Valores del coeficiente de reflexión de carga para los cuales el transistor es estable.....	57
Figura 2.3-27 Valores del coeficiente de reflexión de carga para los cuales el transistor es estable.....	57
Figura 2.3-28 Coeficientes de reflexión de fuente y de salida del transistor.....	58

Figura 2.3-29 Descomposición de un cuadripolo con fuentes internas en dos generadores y un cuadripolo libre de fuentes.....	61
Figura 2.3-30 Amplificador de microondas .....	63
Figura 2.4-1 Máscara de Atenuación Paso Bajo .....	67
Figura 2.4-2 2.4-3 Máscara de Atenuación Paso Alto.....	67
Figura 2.4-4 2.4-5 Máscara de Atenuación Paso Banda.....	67
Figura 2.4-6 Máscara de atenuación elimina banda .....	67
Figura 2.4-7 Parámetros del Filtro.....	68
Figura 2.4-8 Máscara de atenuación filtro paso banda.....	70
Figura 2.4-9 Máscara de atenuación filtro prototipo paso bajo.....	70
Figura 2.4-10 Filtro prototipo paso bajo con bobinas y condensadores.....	70
Figura 2.4-11: Filtro Paso Banda con elementos concentrados normalizado en impedancia.....	73
Figura 2.4-12 Equivalencia de línea de $\lambda/2$ con circuito resonador .....	74
Figura 2.4-13 Inversor con línea de transmisión y bobina en paralelo.....	75
Figura 2.4-14 Inversor con línea de transmisión y condensador en serie.....	75
Figura 2.4-15 Inversor con líneas acopladas .....	75
Figura 2.4-16 Prototipo paso bajo con bobinas y condensadores.....	76
Figura 2.4-17 Prototipo paso bajo con inversores de admitancia y condensadores en serie.....	76
Figura 2.4-18 Desnormalización en frecuencia. Paso a filtro paso banda.....	76
Figura 2.4-19 Filtro paso banda con inversores de admitancia .....	76
Figura 2.4-20 Filtro Paso Banda con Líneas Acopladas .....	77
Figura 2.4-21 Ejemplos de tablas para obtener los parámetros físicos de las líneas a partir de las impedancias par e impar de la línea acoplada .....	78
Figura 3.1-1 Tabla de parámetros S del transistor ATF35143 proporcionada por el fabricante .....	80
Figura 3.1-2 Coeficiente de reflexión óptimo para obtener la figura de ruido mínima a determinadas frecuencias con el transistor ATF35143. Tabla proporcionada por el fabricante .....	80
Figura 3.1-3 Círculo de Estabilidad de Fuente y Círculos de Ruido.....	82
Figura 3.1-4 Círculo de Estabilidad de Carga .....	82
Figura 3.1-5 Red de alimentación autopolarizada .....	83
Figura 3.1-6 Transistor ATF35143 más la red de polarización autopolarizada.....	84
Figura 3.1-7 Círculo de Estabilidad de Fuente .....	85
Figura 3.1-8 Círculo de Estabilidad de Carga .....	85
Figura 3.1-9 Transistor ATF35143 más red de polarización cargado con los coeficientes de reflexión de fuente y de carga calculados.....	87
Figura 3.1-10 Objetivos de la optimización.....	89
Figura 3.1-11 Transistor ATF35143 más red de polarización cargado con los coeficientes de reflexión de fuente y de carga optimizados .....	89
Figura 3.1-12 Círculo de Estabilidad de Fuente y Círculos de Ruido.....	91
Figura 3.1-13 Círculo de Estabilidad de Carga .....	91
Figura 3.1-14 Etapa de Adaptación de Entrada.....	92
Figura 3.1-15 Red de adaptación de entrada del amplificador de una etapa.....	93
Figura 3.1-16 Red de adaptación de entrada ideal.....	94
Figura 3.1-17 Red de adaptación a la entrada con líneas de transmisión ideales más la red de polarización.....	96
Figura 3.1-18 Ejemplo de cálculo de dimensiones físicas de las líneas con el programa TXLINE.....	97

Figura 3.1-19 Red de adaptación de entrada con líneas reales.....	98
Figura 3.1-20 Etapa de Adaptación de Salida .....	100
Figura 3.1-21 Red de adaptación a la salida con Stubs .....	101
Figura 3.1-22 Red de adaptación de salida con líneas ideales.....	102
Figura 3.1-23 Red de adaptación de salida con líneas ideales más red de polarización .....	104
Figura 3.1-24 Red de adaptación de salida del amplificador de una etapa con líneas reales.....	106
Figura 3.1-25 Amplificador de una Etapa completo .....	108
Figura 3.1-26 Amplificador de una Etapa con Via Holes .....	110
Figura 3.1-27 Cuadro de diálogo de propiedades de elementos del layout en Microwave Office.....	111
Figura 3.1-28 Layout del amplificador de una etapa. Sólo cobre y borde de placa. ....	111
Figura 3.1-29 Layout del amplificador de una etapa con componentes.....	112
Figura 3.1-30 Detalle en 3D del layout del circuito .....	112
Figura 3.1-31 Exportar layout .....	113
Figura 3.1-32Exportación a fichero Gerber.....	113
Figura 3.1-33 Cuadro de diálogo de CircuitCam para la importación de archivos Gerber .....	113
Figura 3.1-34 Cuadro de diálogo de CircuitCam para la importación de archivos Drill .....	114
Figura 3.1-35 Layout en CircuitCam.....	114
Figura 3.1-36 Fotografía del amplificador de una etapa diseñado .....	115
Figura 3.1-37 Fotografía del reverso del amplificador de una etapa diseñado.....	116
Figura 3.1-38 Parámetros $S_{11}$ y $S_{22}$ del amplificador de una etapa (Adaptación) Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz. Simulación. ....	116
Figura 3.1-39 Parámetros $S_{11}$ y $S_{22}$ del amplificador de una etapa (Adaptación) Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación. ....	117
Figura 3.1-40 Parámetro $S_{21}$ del amplificador de una etapa (Ganancia) Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz. Simulación.....	117
Figura 3.1-41 Parámetro $S_{21}$ del amplificador de una etapa (Ganancia) Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación.....	118
Figura 3.1-42 Parámetro $S_{12}$ del amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz. Simulación. ....	118
Figura 3.1-43 Parámetro $S_{12}$ del amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación. ....	119
Figura 3.1-44 Factor de ruido para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz. Simulación .....	119
Figura 3.1-45 Factor de ruido para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación .....	120
Figura 3.1-46 Red de alimentación autopolarizada.....	121
Figura 3.1-47 Fotografía de medidas de parámetros S en el laboratorio.....	122
Figura 3.1-48 Mediciones del parámetro $S_{11}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.....	123
Figura 3.1-49 Mediciones del parámetro $S_{11}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.....	123
Figura 3.1-50 Mediciones del parámetro $S_{11}$ para el amplificador de una etapa y para varias polarizaciones ( $V_{dd}=0, 0.5, 1, 1.5, 2, 2.5, 2.61$ y 3 V). Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. ....	124

Figura 3.1-51 Mediciones del parámetro $S_{22}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.....	124
Figura 3.1-52 Mediciones del parámetro $S_{22}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.....	125
Figura 3.1-53 Mediciones del parámetro $S_{11}$ para el amplificador de una etapa y para varias polarizaciones ( $V_{dd}=0, 0.5, 1, 1.5, 2, 2.5, 2.61$ y $3$ V). Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. .....	125
Figura 3.1-54 Mediciones del parámetro $S_{12}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.....	126
Figura 3.1-55 Mediciones del parámetro $S_{12}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.....	126
Figura 3.1-56 Mediciones del parámetro $S_{12}$ para el amplificador de una etapa y para varias polarizaciones ( $V_{dd}=0, 0.5, 1, 1.5, 2, 2.5, 2.61$ y $3$ V). Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. .....	127
Figura 3.1-57 Mediciones del parámetro $S_{21}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.....	127
Figura 3.1-58 Mediciones del parámetro $S_{12}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.....	128
Figura 3.1-59 Mediciones del parámetro $S_{21}$ para el amplificador de una etapa y para varias polarizaciones ( $V_{dd}=0, 0.5, 1, 1.5, 2, 2.5, 2.61$ y $3$ V). Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. .....	128
Figura 3.1-60 Comparativa parámetro $S_{11}$ simulado y real (banda ancha) .....	129
Figura 3.1-61 Comparativa parámetro $S_{22}$ simulado y real (banda ancha) .....	130
Figura 3.1-62 Comparativa parámetro $S_{21}$ simulado y real (banda ancha) .....	130
Figura 3.1-63 Comparativa parámetro $S_{12}$ simulado y real (banda ancha) .....	131
Figura 3.1-64 Comparativa parámetro $S_{11}$ simulado y real (banda estrecha).....	131
Figura 3.1-65 Comparativa parámetro $S_{22}$ simulado y real (banda estrecha).....	132
Figura 3.1-66 Comparativa parámetro $S_{21}$ simulado y real (banda estrecha).....	132
Figura 3.1-67 Comparativa parámetro $S_{12}$ simulado y real (banda estrecha).....	133
Figura 3.1-68 Figura de ruido del amplificador de una etapa. ....	135
Figura 3.2-1 Amplificador de dos etapas .....	137
Figura 3.2-2 Red de polarización autopolarizada del transistor ATF35143.....	138
Figura 3.2-3 ATF35143 más red de polarización.....	139
Figura 3.2-4 ATF 35143 más red de polarización.....	141
Figura 3.2-5 ATF35143 cargado con coeficientes de reflexión para máxima ganancia .....	145
Figura 3.2-6 ATF35143 más red de polarización.....	147
Figura 3.2-7 Circulo de estabilidad de fuente.....	148
Figura 3.2-8 Circulo de estabilidad de carga.....	148
Figura 3.2-9 ATF35143 cargado con coeficientes de reflexión para mínimo ruido. ...	149
Figura 3.2-10 Red de polarización después de la optimización .....	151
Figura 3.2-11 Circulo de estabilidad de fuente y círculos de ruido.....	153
Figura 3.2-12 Círculo de estabilidad de carga.....	153
Figura 3.2-13 Esquema Amplificador de dos etapas.....	154
Figura 3.2-14 Adaptación entre etapas del amplificador de dos etapas. ....	155
Figura 3.2-15 Adaptación entre etapas usando Stubs.....	155
Figura 3.2-16 Adaptación de la salida de la primera etapa a 50 Ohm.....	156
Figura 3.2-17 Red de adaptación de salida de la primera etapa a 50 Ohm con líneas ideales. ....	157

Figura 3.2-18 Red de adaptación de la entrada de la segunda etapa a 50 Ohm con líneas ideales. ....	157
Figura 3.2-19 Etapa de adaptación intermedia entre etapas del amplificador de dos etapas implementado con líneas ideales. ....	158
Figura 3.2-20 Etapa de adaptación intermedia entre etapas del amplificador de dos etapas implementado con líneas reales. ....	160
Figura 3.2-21 Etapa de adaptación de entrada el amplificador de dos etapas.....	162
Figura 3.2-22 etapa de adaptación de entrada con stubs. ....	162
Figura 3.2-23 Etapa de adaptación de entrada con líneas de transmisión ideales del amplificador de dos etapas .....	163
Figura 3.2-24 Etapa de adaptación más red de polarización. Líneas de transmisión ideales. ....	165
Figura 3.2-25 Ejemplo de calculo de dimensiones físicas de las líneas usando TXLINE de Microwave Office. ....	166
Figura 3.2-26 Etapa de adaptación de entrada con líneas reales del amplificador de dos etapas. ....	167
Figura 3.2-27 Etapa de adaptación de entrada con líneas reales del amplificador de dos etapas después de optimizar. ....	169
Figura 3.2-28 Etapa de adaptación a la salida del amplificador de dos etapas.....	171
Figura 3.2-29 Red de adaptación a la salida con stubs.....	171
Figura 3.2-30 Etapa de adaptación a la salida .....	172
Figura 3.2-31 Etapa de adaptación de salida con líneas reales del amplificador de dos etapas. ....	173
Figura 3.2-32 Amplificador de dos etapas completo.....	175
Figura 3.2-33 Amplificador de dos etapas con Via Holes.....	177
Figura 3.2-34 Layout del Amplificador de dos etapas. Sólo cobre. ....	177
Figura 3.2-35 Layout del Amplificador de dos etapas con componentes. ....	178
Figura 3.2-36 Vista 3D del amplificador de dos etapas. ....	178
Figura 3.2-37 Detalle 3D de los Via Holes y colocación de los componentes.....	179
Figura 3.2-38 Fotografía de amplificador de dos etapas .....	179
Figura 3.2-39 Exportar layout .....	180
Figura 3.2-40Exportación a fichero Gerber.....	180
Figura 3.2-41 Cuadro de diálogo de CircuitCam para la importación de archivos Gerber .....	180
Figura 3.2-42 Cuadro de diálogo de CircuitCam para la importación de archivos Drill .....	181
Figura 3.2-43 Layout en CircuitCam.....	181
Figura 3.2-44 Parámetro $S_{11}$ del amplificador de dos etapas (Adaptación) Frecuencia de 1.4 a 1.441GHz. Simulación.....	182
Figura 3.2-45 3.2-46 Parámetro $S_{11}$ del amplificador de dos etapas (Adaptación) Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación.....	183
Figura 3.2-47 Parámetro $S_{22}$ del amplificador de dos etapas (Adaptación) Frecuencia de 1.4 a 1.441GHz. Simulación.....	183
Figura 3.2-48 Parámetro $S_{22}$ del amplificador de dos etapas (Adaptación) Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación.....	184
Figura 3.2-49 Parámetro $S_{12}$ del amplificador de dos etapas. Frecuencia de 1.4 a 1.441GHz. Simulación. ....	184
Figura 3.2-50 Parámetro $S_{12}$ del amplificador de dos etapas. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación. ....	185

Figura 3.2-51 Parámetro $S_{21}$ del amplificador de dos etapas (Ganancia) Frecuencia de 1.4 a 1.441GHz. Simulación.....	185
Figura 3.2-52 Parámetro $S_{21}$ del amplificador de dos etapas (Ganancia) Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación.....	186
Figura 3.2-53 Figura de ruido para amplificador de dos etapas. Frecuencia de 1.4 a 1.441GHz. Simulación .....	186
Figura 3.2-54 Figura de ruido para amplificador de dos etapas. Frecuencia de 0.3 a 3GHz. Simulación .....	187
Figura 3.2-55 Red de alimentación autopolarizada.....	188
Figura 3.2-56 Fotografía de medidas de parámetros S en el laboratorio.....	189
Figura 3.2-57 Mediciones del parámetro $S_{11}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.....	190
Figura 3.2-58 Mediciones del parámetro $S_{11}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.....	190
Figura 3.2-59 Mediciones del parámetro $S_{22}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.....	191
Figura 3.2-60 Mediciones del parámetro $S_{22}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.....	191
Figura 3.2-61 Mediciones del parámetro $S_{12}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.....	192
Figura 3.2-62 Mediciones del parámetro $S_{12}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.....	192
Figura 3.2-63 Mediciones del parámetro $S_{21}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.....	193
Figura 3.2-64 Mediciones del parámetro $S_{21}$ para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.....	193
Figura 3.2-65 Comparativa parámetro $S_{11}$ simulado y real (banda ancha) .....	194
Figura 3.2-66 Comparativa parámetro $S_{22}$ simulado y real (banda ancha) .....	195
Figura 3.2-67 Comparativa parámetro $S_{21}$ simulado y real (banda ancha) .....	195
Figura 3.2-68 Comparativa parámetro $S_{12}$ simulado y real (banda ancha) .....	196
Figura 3.2-69 Comparativa parámetro $S_{11}$ simulado y real (banda estrecha).....	196
Figura 3.2-70 Comparativa parámetro $S_{22}$ simulado y real (banda estrecha).....	197
Figura 3.2-71 Comparativa parámetro $S_{21}$ simulado y real (banda estrecha).....	197
Figura 3.2-72 Comparativa parámetro $S_{12}$ simulado y real (banda estrecha).....	198
Figura 3.2-73 Figura de ruido para el amplificador de dos etapas. ....	200
Figura 3.3-1 Máscara de atenuación filtro paso banda.....	204
Figura 3.3-2 Máscara de atenuación filtro prototipo paso bajo.....	204
Figura 3.3-3 Tabla de Chebyshev para un rizado de 0.5 dB .....	205
Figura 3.3-4 Filtro prototipo paso bajo.....	206
Figura 3.3-5 Filtro prototipo paso bajo con inversores de admitancia y condensadores en paralelo. ....	206
Figura 3.3-6 Inversor con líneas de transmisión más bobina en paralelo .....	208
Figura 3.3-7 Inversor con líneas de transmisión más condensador.....	208
Figura 3.3-8 Inversor con líneas acopladas de $\lambda/4$ .....	208
Figura 3.3-9 Filtro paso banda con líneas acopladas ideales.....	209
Figura 3.3-10 Simulación filtro paso banda con líneas acopladas ideales .....	210
Figura 3.3-11 Simulación filtro paso banda con líneas acopladas ideales .....	211
Figura 3.3-12 Detalle del programa linecalc de ADS. ....	212
Figura 3.3-13 Gráficas para obtener las dimensiones de las líneas acopladas a partir de las impedancias par e impar. ....	212

Figura 3.3-14 Filtro paso banda con líneas reales sin optimizar .....	214
Figura 3.3-15 Filtro con líneas reales optimizado y con pérdidas.....	215
3.3-16 Filtro líneas reales optimizado y sin pérdidas .....	216
Figura 3.3-17 Layout Filtro .....	216
Figura 3.3-18 Layout Filtro 3D .....	217



## Índice Tablas

---

Tabla 2.2-1: US Military microwave bands .....	12
Tabla 2.2-2: IEEE Microwave frequency bands .....	13
Tabla 3.1-1 Estabilidad del transistor en función del valor de la cte de estabilidad K... 81	
Tabla 3.1-2 Factores de ruido y Ganancia para distintas polarizaciones del transistor ATF35143. Tabla proporcionada por el fabricante. ....	83
Tabla 3.1-3 Simulación ATF35143 más red de polarización y con coeficientes de reflexión hallados teóricamente.....	88
Tabla 3.1-4 Simulación ATF35143 más red de polarización y con coeficientes de reflexión optimizados mediante software.....	90
Tabla 3.1-5 Simulación red de adaptación de entrada con líneas ideales del amplificador de una etapa.....	95
Tabla 3.1-6 Simulación red de adaptación de entrada con líneas ideales más red de polarización del amplificador de una etapa .....	97
Tabla 3.1-7 Dimensiones físicas de las líneas de la red de adaptación de entrada.....	98
Tabla 3.1-8 Dimensiones físicas de las líneas de la red de adaptación a la entrada después de la optimización .....	98
Tabla 3.1-9 Simulación de la red de adaptación de salida con líneas ideales .....	103
Tabla 3.1-10 Simulación etapa de adaptación de salida con líneas ideales más la red de polarización después de optimizar.....	105
Tabla 3.1-11 Dimensiones físicas de las líneas usando TXLINE .....	105
Tabla 3.1-12 Tamaño de las líneas después de la optimización.....	106
Tabla 3.1-13 Tensiones y corrientes del amplificador .....	121
Tabla 3.1-14 Comparativa de parámetros S en simulación frente a medidas reales para la frecuencia central de 1420.4 MHz.....	129
Tabla 3.2-1 Factor de ruido mínimo y ganancia en función de la polarización del transistor ATF35143.....	138
Tabla 3.2-2 Simulación ATF35143 más la red de polarización.....	142
Tabla 3.2-3 Componentes de la red formada por el transistor más la red de alimentación después de optimizar. ....	142
Tabla 3.2-4 Simulación de red transistor más red de polarización para MAG .....	146
Tabla 3.2-5 Simulación etapa mínimo ruido .....	150
Tabla 3.2-6 Simulación etapa mínimo ruido después de optimizar .....	152
Tabla 3.2-7 Simulación red de adaptación intermedia entre etapas .....	159
Tabla 3.2-8 Dimensiones físicas de las líneas de la etapa de adaptación intermedia... 160	
Tabla 3.2-9 Simulación de la etapa de adaptación intermedia del amplificador de dos etapas. ....	161
Tabla 3.2-10 Simulación etapa de adaptación de entrada con líneas de transmisión ideales del amplificador de dos etapas .....	164
Tabla 3.2-11 Simulación de la etapa de adaptación de entrada con líneas ideales optimizada. ....	166
Tabla 3.2-12 Dimensiones físicas de la etapa de adaptación de entrada calculadas con TXLINE.....	167
Tabla 3.2-13 Simulación de la etapa de adaptación de entrada con líneas reales del amplificador de dos etapas. ....	168
Tabla 3.2-14 Dimensiones físicas de las líneas después de optimizar .....	169
Tabla 3.2-15 Simulación de la etapa de adaptación de entrada del amplificador de dos etapas con líneas reales tras optimizar.....	170

Tabla 3.2-16 Simulación de la etapa de adaptación de entrada con líneas ideales del amplificador de dos etapas. ....	173
Tabla 3.2-17 Dimensiones de las líneas después de optimizar.....	174
Tabla 3.2-18 Simulación de la etapa de adaptación a la salida optimizada.....	175
Tabla 3.2-19 Cambio en los valores normalizados de algunos componentes .....	175
Tabla 3.2-20 Simulación del Amplificador de dos Etapas .....	176
Tabla 3.2-21 Tensiones y corrientes del amplificador .....	188
Tabla 3.2-22 Comparativa de parámetros S en simulación frente a medidas reales para la frecuencia central de 1420.4 MHz.....	194
Tabla 4.1-1 Resultados finales amplificador de una etapa .....	220
Tabla 4.1-2 Resultados finales amplificador de dos etapas.....	220

# Capítulo 1

## Introducción y Objetivos

---

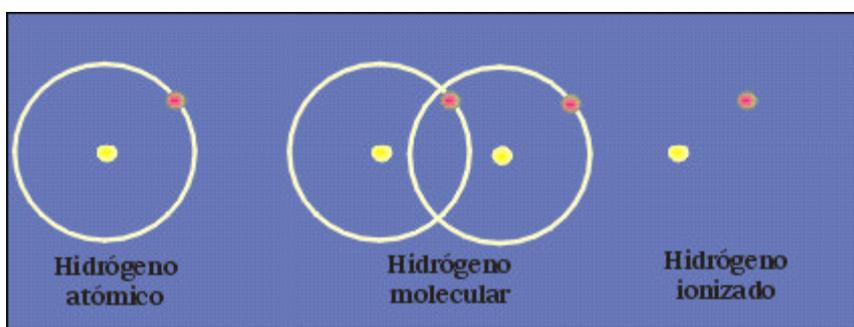
### 1.1 Introducción

El presente proyecto fin de carrera se enmarca dentro del diseño de un pequeño radiotelescopio en la banda de 1420 MHz. Básicamente, un radiotelescopio es un receptor de radiofrecuencia o microondas, que debe tener una alta sensibilidad para recibir débiles señales procedentes de fuera de nuestro planeta.

En concreto, el radiotelescopio que se pretende diseñar trabajará en la banda de frecuencias de emisión del hidrógeno neutro, elemento muy abundante en las galaxias que pueblan el Universo.

Sabemos que el espacio entre las estrellas y galaxias no está vacío. Gran parte de la materia del Universo no forma parte de estrellas, por lo que es difícil de ver mediante telescopios ópticos. Este "medio interestelar" es gas que, con mayor o menor densidad, llena todo el cosmos conocido. En nuestra galaxia, constituye un 1% de la masa total.

La materia del Universo está compuesta, en su mayor parte, por hidrógeno. Un 90% de los átomos (que suponen un 70% de la masa total) son de este elemento. Del otro 10%, prácticamente todos son átomos de helio. El resto de los elementos apenas pasan de ser meras "anécdotas", a pesar de su evidente importancia para nuestra vida cotidiana. El medio interestelar no es una excepción y está también compuesto mayoritariamente por hidrógeno. Este hidrógeno interestelar puede encontrarse en tres estados: atómico, molecular e ionizado



La Radioastronomía nos proporciona las herramientas más adecuadas para estudiar en detalle estos tres estados del hidrógeno en el medio interestelar.

A pesar de que estamos llamando "medio interestelar" precisamente a la materia que no forma parte de las estrellas, este medio está íntimamente relacionado con el origen y el destino de éstas. Las estrellas no son algo estático, como uno se podría imaginar. A lo largo de su vida van pasando por diferentes etapas, desde el momento de su nacimiento como tales, cuando comienzan sus reacciones nucleares, hasta el tiempo en el que estas reacciones terminan y la estrella finaliza su vida apagándose.

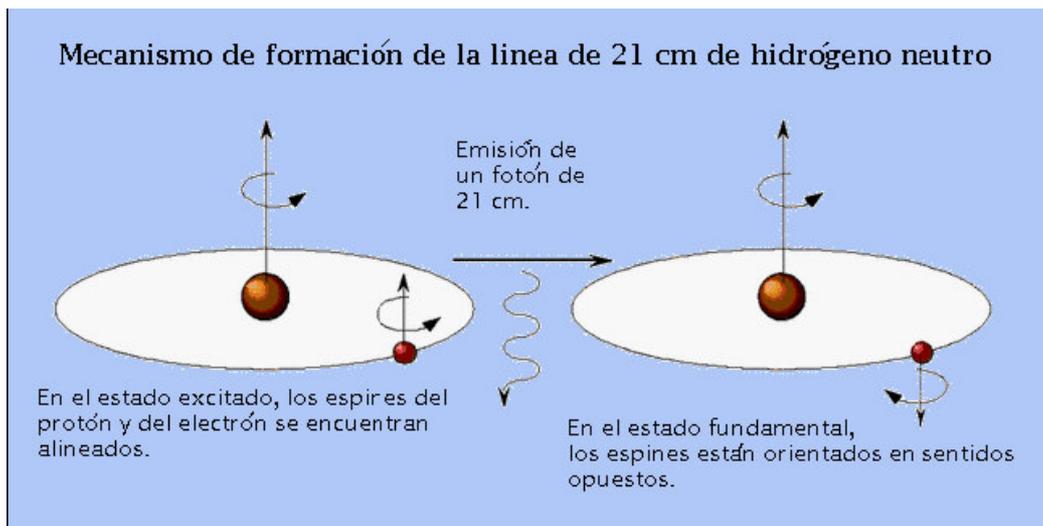
El medio interestelar se puede ver como el eslabón que enlaza la última fase de una estrella con las razones de su formación. La muerte de una estrella, en la mayoría de los casos, pasa por la expulsión de su material al medio que la rodea, ya sea como supernova o como nebulosa planetaria. Este material expulsado pasará a formar parte del medio interestelar. A su vez, este medio es la materia prima de la que se formará la siguiente generación de estrellas y planetas. Resulta curioso pensar que la materia que forma nuestros propios cuerpos fue alguna vez parte

de una estrella que murió hace millones de años. Todos los elementos, excepto el hidrógeno y el helio, son productos que se crearon a partir de reacciones nucleares en estrellas.

Como se ha dicho un 95% de la materia del Universo es hidrógeno o helio, como se puede ver en la siguiente fotografía de una galaxia, en la que se aprecian las nubes de hidrógeno y helio en forma de espiral.

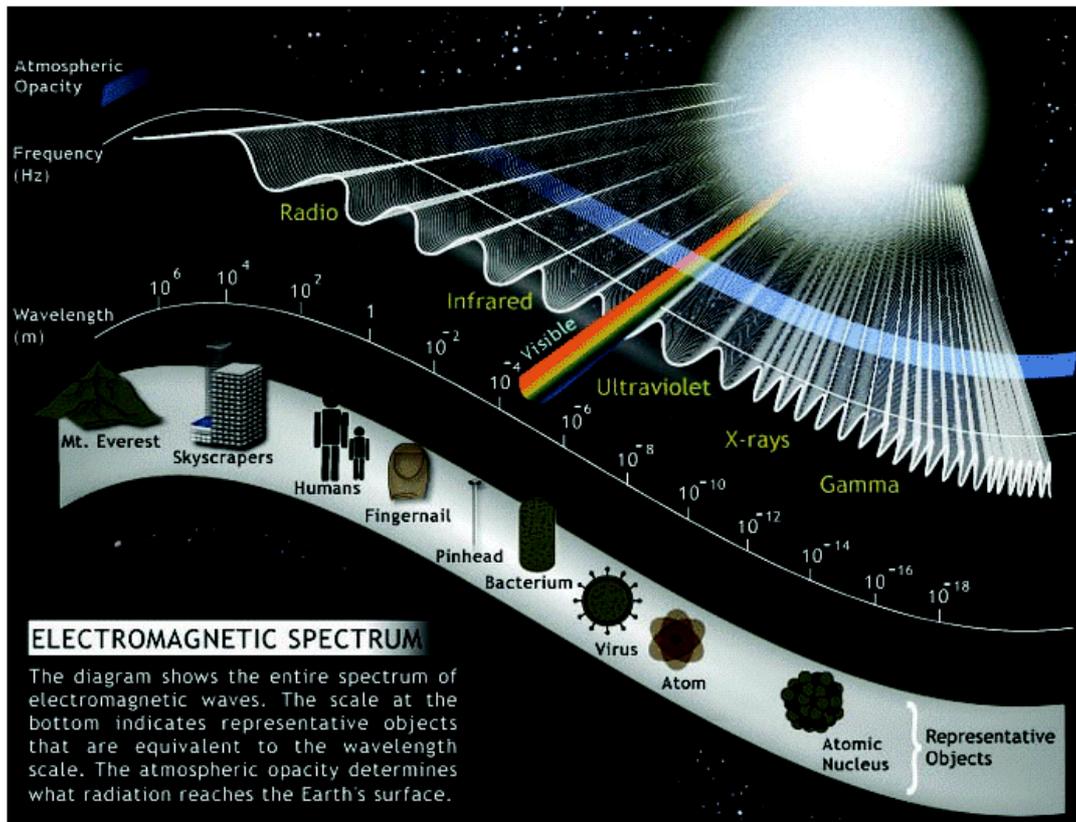


El hidrógeno molecular emite ondas electromagnéticas a la frecuencia de 1420.40575 MHz (también llamada línea de emisión de 21cm del hidrógeno neutro), cuando sus átomos pasan de un estado de mayor energía a otro de menor energía. Esto ocurre cuando el sentido de giro (o “*spin*”) del electrón que orbita y del protón del núcleo, pasan de estar alineados a estar en sentido opuesto, tal y como se muestra en la figura.

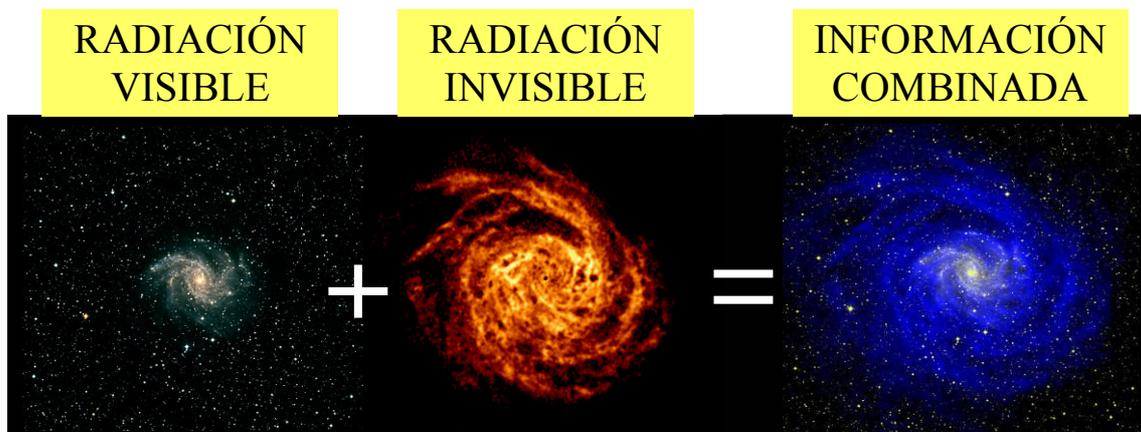


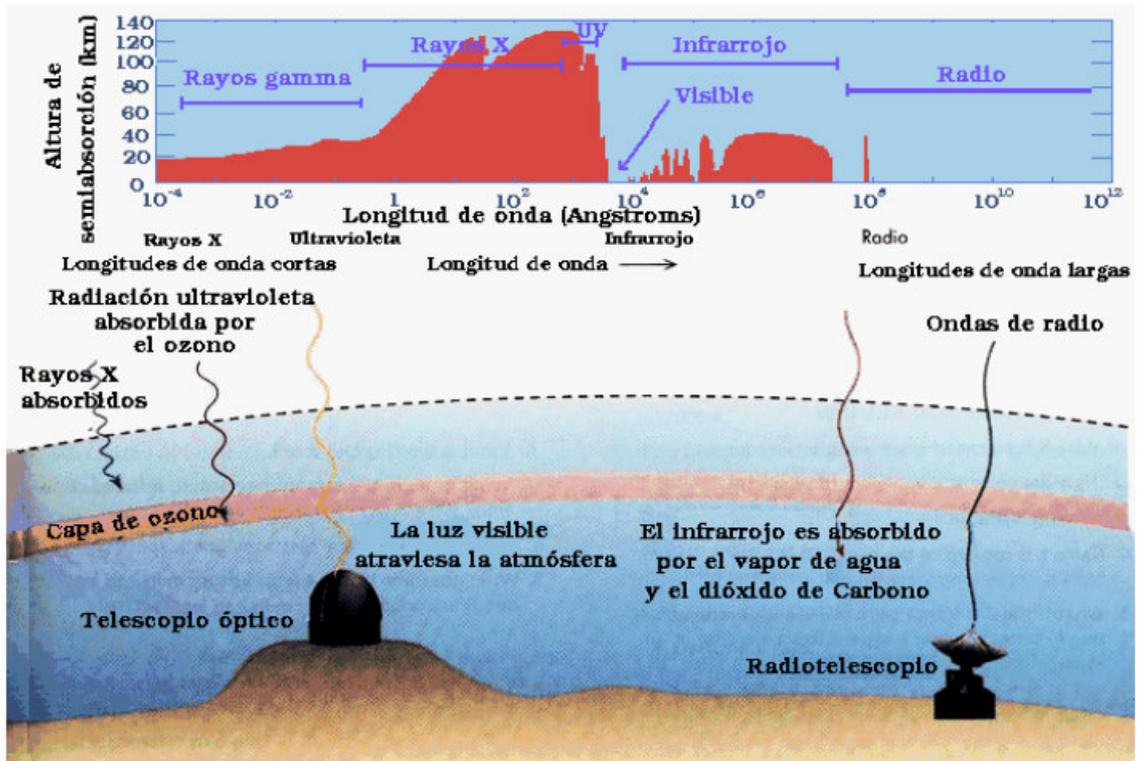
Se necesita poca cantidad de energía para que un átomo de hidrógeno se excite para emitir la línea de 21 cm. Esto supone que esta línea se encontrará en gases fríos que no son muy energéticos. Esta línea es visible en muchas zonas del cielo, dada la gran abundancia de hidrógeno en el Universo. Esta línea es muy habitual y ha proporcionado muchísima información acerca del medio interestelar y del tamaño y posición de las nubes de gas frío.

El Universo nos manda información en forma de radiación electromagnética que barren todo el espectro, tal y como se ilustra en la siguiente figura:



Los telescopios ópticos reciben la radiación visible, a la que son sensibles nuestros ojos, De esta manera se desarrolló la Astronomía óptica, observando la emisión de luz de los objetos de nuestro Universo. Las ondas de radio que nos llegan del Universo son invisibles a nuestros ojos. Es por ello que el estudio del Universo con radiotelescopios (la Radioastronomía) supone una herramienta complementaria a la Astronomía óptica convencional. Podemos decir que estamos medio ciegos si sólo miramos al Universo en el rango óptico. Como muestra la siguiente figura, combinando la información que nos llega en las diferentes bandas del espectro electromagnético, se puede obtener un conocimiento mucho más amplio del Universo que nos rodea.





En la gráfica de la parte superior de la figura, la zona roja indica aproximadamente las alturas en las que la radiación es absorbida en la atmósfera para cada longitud de onda. Vemos, por tanto, que la atmósfera tiene algunas "ventanas" que permiten el paso de ciertas longitudes de onda hasta la superficie terrestre. Las ventanas más importantes son las que aparecen listadas en la siguiente tabla:

Longitudes de onda	Ventana
<300 nm	Atmósfera opaca por absorción por el ozono
3000-9000 A	Ventana UV-Visible-IR cercano
1-5 micras	Ventana IR entre H <sub>2</sub> O y CO <sub>2</sub>
8-20 micras	Ventana IR
1.3 cm- 1.9mm	Ventanas centimétricas–milimétricas
1.8-1.1 mm	Ventana milimétrica
0.8,0.45,0.35	Ventanas submilimétricas
2cm-10m	Ventana de Radio
>10 m	Atmósfera por absorción por la atmósfera

Así vemos que los únicos telescopios que tienen razón de ser en la tierra son los del rango óptico, algunas regiones del infrarrojo y en radio, incluyendo longitudes de onda milimétricas y submilimétricas.

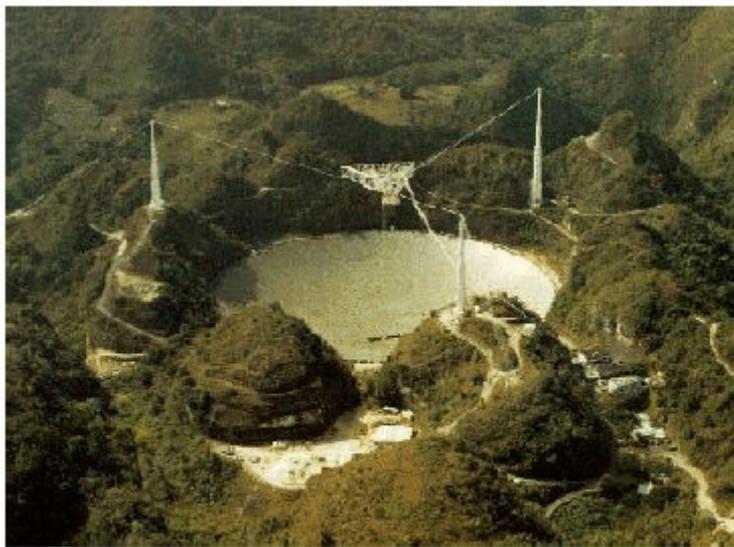
Una característica importante de los telescopios es su poder de resolución (PR). Ésta es la facultad que tiene un telescopio de mostrar claramente separados dos objetos que están juntos en el cielo. Suele estar expresada en función del ángulo mínimo que debe haber entre dos objetos en el cielo para que su imagen aparezca claramente separada:

$$PR = \frac{1}{\theta_{\min}}$$

donde  $\theta_{\min}$  es el ángulo mínimo que se puede resolver, o la resolución del telescopio.

El poder de resolución depende de dos parámetros: del diámetro del objetivo (cuanto más grande, mayor poder de resolución) y de la longitud de onda observada (cuanto más pequeña, mayor poder de resolución).

Los radiotelescopios tienen un bajo poder de resolución. Si recordamos, el poder de resolución es directamente proporcional a la longitud de onda dividido entre el diámetro del recolector de fotones. Las ondas de radio tienen una longitud de onda típicamente cien mil veces menor que la luz visible, por lo que si un radiotelescopio tuviese el mismo diámetro que un telescopio óptico, su poder de resolución sería también cien mil veces menor.



*Radiotelescopio de 305 m. Arecibo (Puerto Rico). Courtesy of the NAIC-Arecibo Observatory, a facility of NSF. David Parker. Science Photo library*

Por ejemplo, para que un radiotelescopio tuviese el mismo poder de resolución que un telescopio óptico de 5 m, su diámetro debería ser cien mil veces el diámetro de este telescopio, es decir, alrededor de 500 km. Evidentemente, esto no es factible, pero los radioastrónomos han buscado una solución al problema de la resolución angular: **la interferometría**.

La interferometría se basa en el uso de de varias antenas observando simultáneamente el mismo objeto, de manera que la resolución total del sistema es mucho mayor que la resolución de una antena por separado. De hecho, la resolución es equivalente a la que tendría una antena cuyo diámetro fuese igual a la separación máxima de las antenas. Si quieres saber más sobre el funcionamiento de un interferómetro pincha aquí.

Actualmente, el observatorio astronómico más importante es el VLA siglas de (Very Large Array o, en español, "Red Muy Grande"). Está situado en Nuevo Méjico (EEUU) y consta de 27 antenas de 25 m de diámetro cada una, distribuidas en forma de Y. Las antenas son móviles, lo que permite distintas configuraciones más o menos alejadas unas de otras.

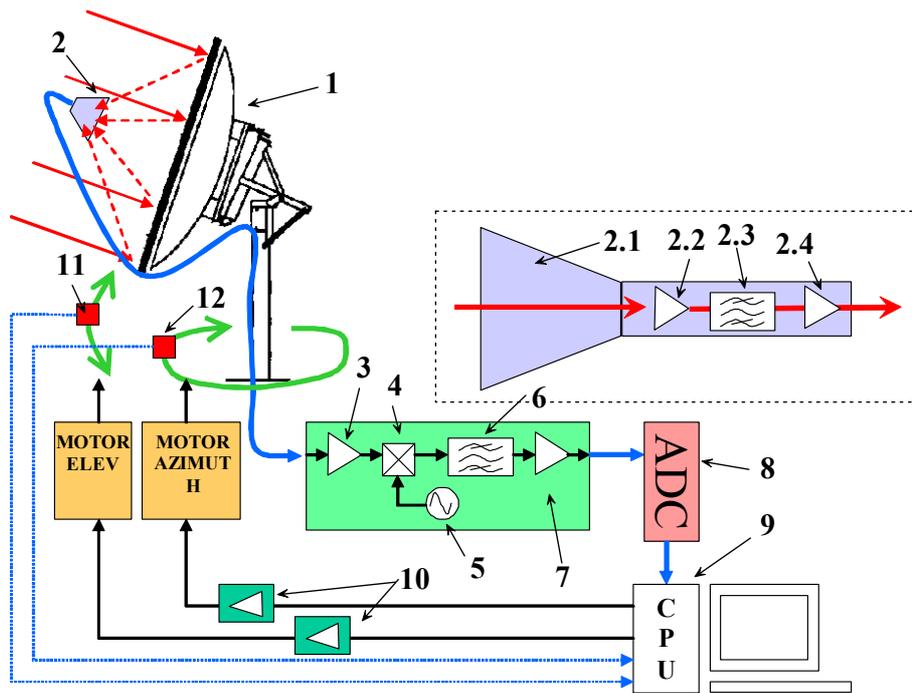


Una resolución todavía mayor se puede conseguir con la técnica VLBI (siglas de Very-Long Baseline Interferometry - Interferometría de Muy Larga Base). En este tipo de observaciones se utilizan antenas situadas en distintos continentes, cuyas señales son grabadas en cintas magnéticas y combinadas después en un ordenador. El límite de la máxima separación entre las antenas en este caso viene dado por el diámetro de la Tierra ( $L = 12\,000\text{ Km.}$ ) y, por tanto, el poder de resolución que se alcanza es elevadísimo, del orden de tres milésimas de segundos de arco para la línea de hidrógeno en 21 cm.

Los principios básicos de funcionamiento de un radiotelescopio son muy similares a los de los telescopios ópticos reflectores. Los tipos más comunes de radiotelescopios están compuestos por un gran plato que actúa de reflector de las ondas de radio, focalizándolas en un punto que contiene los detectores de radiofrecuencias.

La pequeña corriente producida por la radiación concentrada en el foco se amplifica en un receptor de radio, de forma que pueda ser medida y registrada. A continuación se emplean filtros electrónicos para amplificar selectivamente determinados intervalos de frecuencia que se denominan habitualmente bandas. Incluso se pueden utilizar complejas técnicas de procesamiento de datos para detectar simultáneamente miles de estrechas bandas de frecuencias. De esta forma se puede analizar la distribución espectral de la radiación. La intensidad relativa de la radiación en distintas frecuencias y su polarización nos permite averiguar muchas cosas sobre la naturaleza de las fuentes de ondas de radio.

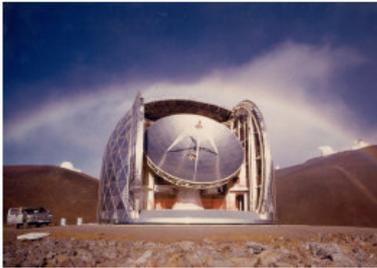
En la siguiente figura se muestran las partes constituyentes de un radiotelescopio básico.



Observando la figura anterior podemos identificar las siguientes partes de las que constaría nuestro radiotelescopio:

1. **Antena Parabólica.** Debe tener una superficie elevada para conseguir mayor ganancia y resolución. La forma paraboloide de la superficie colectora permite filtrar interferencias procedentes de otras fuentes a las que no se está apuntando, ya que las ondas que no incidan frontalmente con dicha plataforma no serán reflejadas hacia el receptor.
2. **Bocina y LNB (Low Noise Block):**
  - 2.1. **Bocina.** Capta la señal que se refleja en la parabólica.
  - 2.2. **Amplificador de bajo ruido** a 1420.4 MHz. Primer elemento amplificador situado en el LNB. El factor de ruido de este amplificador y el siguiente en el camino de la señal es crítico y del buen diseño de estos amplificadores para minimizar ese factor depende que la señal obtenida no sea anulada por el ruido del sistema.
  - 2.3. **Filtro paso banda** centrado en 1420.4 MHz. Encargado de dejar pasar solamente el rango de frecuencias que interesan.
  - 2.4. **Amplificador de bajo ruido** a 1420.4 MHz. Tiene la misma función que el amplificador anterior.
3. **Preamplificador de RF de bajo ruido** (1420,4 MHz). Este amplificador sigue amplificando la señal de microondas por lo que también deberá cumplir restricciones de bajo factor de ruido. Lo que ocurre es que ya se encuentra con una señal con una relación S/N mucho mayor debido a la amplificación en el LNB por lo que su diseño para mínimo ruido no será tan crítico como los anteriores.

4. Mezclador. Junto con el Oscilador se encargará de pasar la señal de alta frecuencia a una señal de menor frecuencia para ser tratada por los conversores de analógico a digital posteriores.
5. Oscilador. Se encarga de generar la señal de baja frecuencia.
6. Conversor Analógico a Digital: Es el elemento del equipo de recepción cuya tarea es digitalizar la señal analógica para convertirla en un formato legible por la computadora y poder tratar así la información contenida en la señal.
7. CPU. Lleva a cabo el procesado de la información que capta la antena y realiza el control del movimiento de dicha antena.
8. Drivers del motor. Son los encargados de manejar los motores que mueven la antena atendiendo a las órdenes que les da la CPU.
9. Controladores. Controlan la posición de la antena. existen dos tipos:
  - Giroscopio. Mide el azimut o giro de la antena respecto de su eje.
  - Sensor de elevación: Mide la elevación de la antena.



*Fig.1.3. Telescopio CSO de 10.4 m en Hawaii. Cortesía del Caltech Submillimeter Observatory*



*Fig.1.4. Telescopio de 30 m en Pico Veleta (Granada). Cortesía de IRAM*



*Fig.1.5. Telescopio de 64 m de Parkes (Australia). Cortesía de Matthew Howlett.*

Debido a que las señales que nos interesa amplificar provienen de galaxias a millones de años luz estas son extremadamente débiles. Para hacerse una idea, si se sumaran las potencias de todas las señales extraterrestres recibidas desde que se emplean los radiotelescopios en radioastronomía, la potencia obtenida sería la equivalente a la producida por un copo de nieve al caer. Por eso los sistemas de recepción han de ser sumamente precisos y es muy importante, sobre todo en las primeras etapas del radiotelescopio como por ejemplo el LNB, que los instrumentos proporcionen muy bajo factor de ruido para que no interfiera con las señales captadas al tiempo que consiguen amplificar suficientemente esas señales.

Según la fórmula de Friis con la que se calcula el factor de ruido total de un sistema, las primeras etapas del sistema son las más determinantes en el factor de ruido total, lo que es lógico ya que al principio la señal será muy débil y el ruido puede afectarle más, una vez amplificada la señal, el ruido le afectará en menor medida. Por esta razón, serán las primeras etapas del circuito en las que la restricción de un factor de ruido pequeño será mayor. La fórmula de Friis se incluye a continuación:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}$$

Como hemos visto, el diseño de un amplificador de bajo ruido sintonizado a la frecuencia de emisión del hidrógeno (banda L) es una de las partes más importantes de la construcción de un radiotelescopio pues limitará la sensibilidad del radiotelescopio en su totalidad.

## 1.2 Objetivos

En el presente proyecto fin de carrera se pretende realizar el diseño de un amplificador de bajo ruido sintonizado a la frecuencia de 1.420MHz. El diseño se realizará en tecnología impresa, usando líneas microstrip como medio de transmisión. Se fabricará el amplificador y se medirán sus prestaciones eléctricas.

Las fases de desarrollo y los objetivos marcados en cada fase son los siguientes:

Desarrollo de la *teoría* necesaria para el diseño de amplificadores de microondas de bajo ruido. Se expondrá la *metodología* necesaria para realizar el diseño teórico del circuito eléctrico del amplificador. Se escogerá un transistor de bajo ruido (ATF35143). Se hará especial hincapié en la polarización del transistor. Se diseñará el circuito de polarización y las redes de entrada y salida para obtener el mínimo ruido, manteniendo buena adaptación y ganancia. Tras finalizar esta fase, se debe haber conseguido un diseño de un amplificador de bajo ruido con *líneas ideales*. El diseño teórico se realizará usando *ecuaciones analíticas* y se corroborará por *simulación por ordenador* del circuito ideal. El programa de simulación usado es *Microwave Office (MWO)* 2002 de Applied Wave Research Inc.

Diseño del *circuito real*, usando un determinado *substrato* Duroid RT6006 y *líneas reales*. Se pasará de los *parámetros ideales* de las líneas (impedancia característica y longitud eléctrica) a *parámetros reales* (anchura y longitud física), y se simulará por ordenador (*Microwave Office*) la respuesta del circuito real. Se tendrán en cuenta los efectos de las *discontinuidades*, así como las *pérdidas* debidas al substrato. Se *optimizará* la respuesta del amplificador. Tras finalizar esta fase se debe haber obtenido un amplificador con líneas reales que presente el mínimo ruido y la mejor adaptación posible.

Obtención del *layout* o máscara de circuito impreso a partir del circuito real. Este layout se utilizará para fabricar las líneas del circuito impreso usando una máquina fresadora disponible en nuestros laboratorios LPKF Protomat C20/S.

*Fabricación del circuito impreso y montaje de los componentes. Medida* de los *parámetros S* del amplificador y de su *figura de ruido*. Comparación entre la respuesta real y las simulaciones por ordenador. Se utilizará un analizador vectorial de redes modelo HP8714ES para medir los parámetros S del amplificador, y un medidor de figura de ruido modelo HP 8970B unido a una fuente de ruido modelo HP346B para medir el factor de ruido del amplificador.

Diseño de un *amplificador de dos etapas*, de manera que se pueda aumentar la ganancia sin empeorar el factor de ruido. Se introducirá la *metodología de diseño teórico* de las dos etapas, y se realizará un *diseño asistido por ordenador (Microwave Office)*, tanto con líneas reales como con líneas ideales. Se generará el layout del circuito real para proceder a la fabricación del amplificador de dos etapas usando la misma tecnología que en el amplificador de una etapa (líneas microstrip impresas sobre el mismo tipo de substrato).

*Fabricación y medida* del amplificador de dos etapas. Comparación entre la respuesta real y la esperada por las simulaciones.

Hay que hacer notar que en este PFC se pretende demostrar que, con los medios de los que disponemos en nuestros laboratorios (software de simulación, materiales y maquinaria de fabricación, aparatos de medida), y con los conocimientos adquiridos durante la carrera, se puede realizar un diseño de un amplificador de bajo ruido. Este primer diseño servirá como prototipo susceptible de ser mejorado.

En concreto, se busca que el amplificador presente buena adaptación y ganancia en la banda de frecuencia de diseño, y con el mínimo factor de ruido. En trabajos posteriores se ahondará en la mejora de las características del amplificador, sobre todo en lo referente a minimizar el ruido y aumentar la ganancia, debido a su peculiar e importante función dentro del radiotelescopio.

También y aunque en principio no era un objetivo del proyecto, se diseñará, optimizará y simulará un filtro paso banda de microondas centrado en la misma frecuencia.

# Capítulo 2

## Desarrollo Teórico

---

### 2.1 Introducción

Antes de comenzar con el proceso de diseño se pretende en este capítulo proporcionar al lector unos conocimientos básicos sobre los que nos hemos basado para la realización del proyecto. Así, en este capítulo se expondrán estos conceptos básicos divididos en tres temas principalmente: “La Teoría de Microondas”, “Los Amplificadores de Microondas” y “Los Filtros de Microondas”.

### 2.2 Teoría de Microondas

#### 2.2.1 ¿Qué son las microondas?

Un sistema de comunicaciones genera una señal portadora sinusoidal sobre la cual, mediante modificaciones de su amplitud, frecuencia o fase, se introduce un mensaje según unas normas de codificación. Esta señal se transmite a un punto lejano por medio de ondas al espacio libre o bien de un cable, y en el receptor se realiza un proceso inverso al del transmisor mediante el cual se recupera el mensaje original.

En todos estos procesos se utilizan dispositivos electrónicos (transistores, diodos, tubos de vacío), elementos pasivos que afectan a la amplitud de las señales (resistencias) o bien a su fase (inductancias y condensadores), e hilos o tiras conductoras que transportan la tensión y las corrientes de unos elementos a otros.

Todo esto se realiza en márgenes de frecuencia que van desde algunos kilohercios (radiodifusión en AM) hasta el infrarrojo o el margen visible, pasando por las bandas de *VHF* y *UHF* (desde decenas de megahercios hasta los 900 MHz), soporte de la radiodifusión en *FM* y la televisión; y las bandas que cubren desde algunos gigahercios hasta decenas de gigahercios (1 GHz = 1000 MHz), vehículo de las comunicaciones por satélite y de la detección mediante el radar.

Las diferencias en las realizaciones tecnológicas de los sistemas anteriores surgen, sobre todo, de los márgenes de frecuencia en los cuales operan. Cuando comenzamos a superar frecuencias de trabajo de decenas de megahercios aparecen de forma progresiva dificultades entre las cuales, si nos restringimos a los elementos pasivos, destacan las siguientes:

- El comportamiento de los elementos concentrados habituales comienza a variar. Las resistencias modifican su valor y exhiben una parte inductiva de valor creciente, las pérdidas de las inductancias se incrementan y su reactancia varía de forma imprevisible; lo mismo pasa con los condensadores, que pueden sorprendernos con una impedancia con resistencia muy alta y reactancia inductiva.
- Los desfases entre puntos diferentes no son sólo consecuencia de las inductancias y de los condensadores, sino que hay que considerar el tiempo que tardan las señales electromagnéticas en propagarse de un punto a otro del circuito. Como esta propagación a través de los conductores se produce a la velocidad de la luz,  $c=3 \cdot 10^{10}$  cm/s (cuestión

la discusión de la cual es uno de los primeros objetivos de este libro), un trozo de conductor de L cm de longitud introduce un retardo de:

$$\tau = \frac{L}{c} = 33,3xL \text{ ps} \quad (2.2-1)$$

De manera que si L=10 cm i la frecuencia de trabajo es 750 MHz (período=T=1,33 ns; longitud de onda= $\lambda=c \cdot T=40$  cm), el retardo introducido corresponde aun cuarto de período (90°), es decir, el que corresponde a una inductancia o a un condensador ideales. Por tanto, es evidente que no sólo hay que controlar los conductores meticulosamente, sino que los mismos conductores pueden desarrollar un papel activo en el circuito similar al de los elementos reactivos convencionales. Y también es evidente que este efecto se produce cuando el retardo empieza a ser comparable con el período de la señal (podemos decir, mayor que T/20):

$$\tau \geq \frac{T}{20} \Rightarrow c\tau \geq c \frac{T}{20} \Rightarrow L \geq \frac{\lambda}{20} = 0,05\lambda \quad (2.2-2)$$

Esta conclusión nos conduce a una definición relativa de las microondas como aquellas bandas de frecuencias en las que las dimensiones de los componentes, circuitos o sistemas implicados son comparables a una fracción de la longitud de onda de la señal.

Otra posible definición sería: “Las microondas son ondas electromagnéticas de radio situadas entre los rayos infrarrojos ( $f=300\text{GHz}$ ) y las ondas de radio convencionales ( $f=300\text{MHz}$ )”. Aunque la mayoría de las aplicaciones de microondas usan frecuencias entre 1 y 40 GHz. Su longitud de onda va aproximadamente desde 1mm hasta 1 m.

En la práctica, y cuando tenemos en cuenta otros factores tecnológicos que afectan a los dispositivos activos, las características de los componentes pasivos (resistencias, inductancias, condensadores) comerciales, y los procesos de fabricación de circuitos, se puede decir correctamente que un sistema necesita la aplicación de herramientas de cálculo específicas de microondas, o que es de microondas si su frecuencia de trabajo está por encima del margen de 1-2 gigahercios.

La designación con letras a las bandas de las microondas surgió a raíz de la Segunda Guerra Mundial, pero su legalización fue hecha en Agosto de 1969, cuando el Departamento de Defensa de los Estados Unidos emitió un mensaje a través de todos los medios de información el uso de las nuevas bandas de frecuencia como se muestra en la siguiente Tabla 2.2-1.

Designación	Rango de frecuencia (GHz)
banda P	0.225 - 0.390
banda L	0.390 - 1.550
banda S	1.550 - 3.900
banda C	3.900 - 6.200
banda X	6.200 - 10.900
banda K	10.900 - 36.000
banda Q	36.000 - 46.000
banda V	46.000 - 56.000
banda W	56.000 - 100.000

**Tabla 2.2-1: US Military microwave bands**

Pero el 24 de Mayo de 1970, el Departamento de Defensa adoptó una nueva designación para estas bandas de frecuencia. El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE por sus

siglas en ingles) recomendó una nueva designación para la banda de microondas como se ve en la Tabla 2.2-2.

Designación	Rango de frecuencia (GHz)
HF	0.003 - 0.030
VHF	0.030 - 0.300
UHF	0.300 - 1.000
banda L	1.000 - 2.000
banda S	2.000 - 4.000
banda C	4.000 - 8.000
banda X	8.000 - 12.000
banda Ku	12.000 - 18.000
banda K	18.000 - 27.000
banda Ka	27.000 - 40.000
Milímetro	40.000 - 300.000
Submilímetro	>300.000

Tabla 2.2-2: IEEE Microwave frequency bands

En el diagrama del espectro de ondas electromagnéticas recogido en Figura 2.2-1 se puede ver que las microondas se encuentran por encima de las ondas de radio y por debajo del infrarrojo y del espectro óptico.

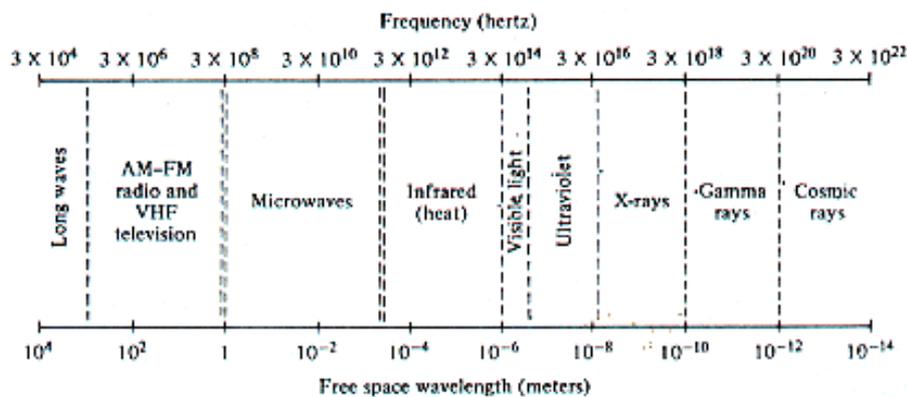


Figura 2.2-1: Espectro de ondas electromagnéticas

Gracias a esto la ingeniería de las microondas emplea ideas y técnicas de estos dos espectros, como es el uso de técnicas ópticas para el diseño de antenas para microondas, mientras que el diseño de circuitos para microondas usa los conceptos asociados a la teoría de redes.

## 2.2.2 Propiedades y Aplicaciones de las Microondas

### 2.2.2.1 Propiedades de las Microondas

- **Ganancias de antena elevadas:** La ganancia de un sistema radiante (antena) depende de sus dimensiones eléctricas, es decir, de sus dimensiones en relación a la longitud de onda. Si subimos en frecuencia, por ejemplo al pasar de radiofrecuencia a microondas, la longitud de onda disminuye. Esto implica que una antena de una cierta dimensión física (por ejemplo una parabólica de 20cm de diámetro) tiene un mayor tamaño eléctrico cuando subimos en frecuencia ya que la longitud de onda disminuye mientras que el tamaño físico permanece invariante. De esta manera, se pueden realizar antenas

de mayor ganancia en microondas con menor tamaño (que si trabajáramos a menores frecuencias, por ejemplo radiofrecuencia).

- **Mayor ancho de banda:** A frecuencia de microondas el ancho de banda es mayor. Imaginemos que se dispone de un ancho de banda de un 10 % sobre una portadora para transmitir una señal de TV. Si la portadora es de 50 MHz el ancho de banda será de 5 MHz con lo que se puede transmitir un canal de TV. Sin embargo, si la portadora es a 50 GHz el ancho de banda de la señal será de 5 GHz lo que permite 1000 canales de TV. Esto quiere decir que a mayor frecuencia mayor ancho de banda.
- **Transparencia de la ionosfera a frecuencias de microondas:** Esto permite las comunicaciones satelitales sin atenuación (enlaces tierra satélite). También es muy importante para la radioastronomía porque se pueden analizar las frecuencias que emiten los distintos elementos que componen el espacio y sus reacciones e interacciones para determinadas frecuencias sin tener grandes pérdidas de señal por atenuación.
- **Transparencia parcial de la atmósfera baja y propagación en línea recta:** Propagación en línea recta es porque en microondas apenas existe refracción al pasar de un medio a otro. El comportamiento en las capas bajas de la atmósfera es que a baja frecuencia hay poca atenuación pero conforme aumenta la frecuencia se producen unos máximos y mínimos debidos a los componentes de la atmósfera. Esos máximos de atenuación son provocados por la vibración de determinadas partículas que conforman la atmósfera que a determinadas frecuencias vibran y absorben energía de la onda que les provoca la vibración.
- **Interacción con la materia:** Si la frecuencia de una onda que incide sobre un material es igual a la frecuencia de resonancia de ese material, entonces se produce una transferencia de energía de la onda a las partículas de ese material. Una aplicación de esta propiedad de las microondas podría ser el calentamiento de alimentos.
- **Radiación Ionizante:** La energía de un fotón se define por la siguiente ecuación  $E = \hbar \cdot f$  (donde  $\hbar = 4,14 \cdot 10^{-15} eV$  constante de Planck). Si la frecuencia es de 300 MHz la  $E = 1,2 \cdot 10^{-6} eV$  y las ondas no son ionizantes pero si la frecuencia es de 300 GHz la  $E = 1,2 \cdot 10^{-3} eV$  lo que provoca radiación ionizante.
- **Frecuencias de oscilación estables:** La frecuencia de un electrón saltando de un nivel energético (p) a otro (q) es:

$$f_{pq} = \frac{E_q - E_p}{\hbar} \quad (2.2-3)$$

En ciertos materiales existen unos niveles de frecuencias a los que se producen las oscilaciones que pueden ser muy precisos. Por ejemplo, el Hidrógeno neutro produce oscilaciones a la frecuencia de 1,4204 GHz lo que nos da unas oscilaciones periódicas precisas. Esta propiedad es muy importante en radioastronomía, ya que si se capta una señal proveniente del espacio a una determinada frecuencia en la banda de las microondas se puede identificar que tipo de materia la ha provocado.

- **Sección recta de radar grande (RCS):** El objetivo a detectar por un radar será energéticamente mayor a frecuencias más altas. Por esta razón los radares son más útiles a frecuencias de microondas.

### 2.2.3 La línea de transmisión ideal

Históricamente, la teoría de microondas surge por la necesidad de dar un tratamiento sencillo a los sistemas en guía de ondas y cavidades resonantes, que inicialmente sólo son tratables a través de su descripción electromagnética completa.

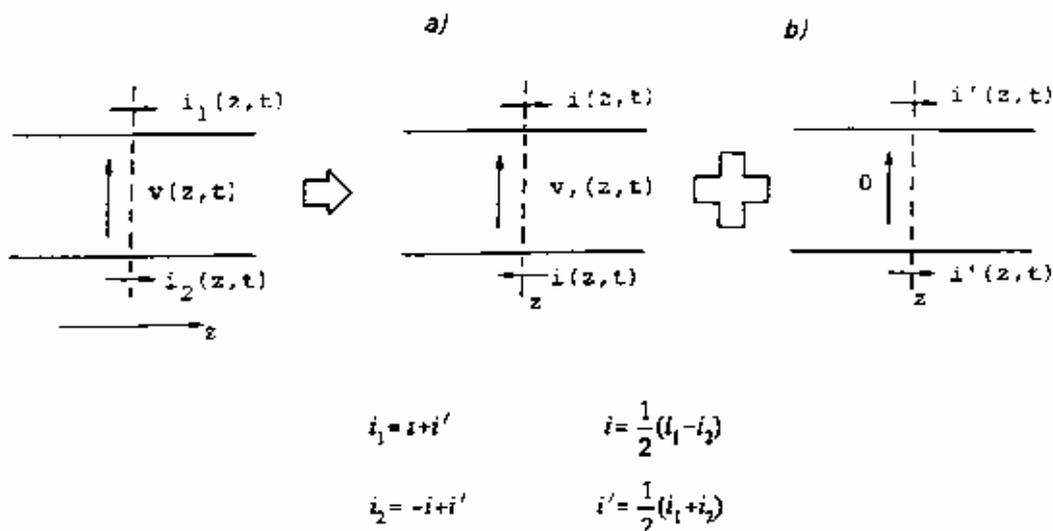
El retardo, es decir, la consideración del tiempo finito que las perturbaciones electromagnéticas tardan en propagarse de un punto a otro, constituye la esencia de las técnicas de microondas. Si bien el retardo de manera rigurosa y general es consecuencia de las ecuaciones de Maxwell (1864), la propagación de las tensiones y corrientes por dos hilos paralelos puede estudiarse de manera sencilla partiendo de los conceptos elementales de inductancia y capacidad, según estableció por primera vez W.Thomson (lord Kelvin) antes de la teoría electromagnética de Maxwell.

En este apartado se verán las propiedades de las líneas de transmisión ideales, dedicando especial atención a su comportamiento en régimen senoidal, y se introduce una ayuda gráfica de gran utilidad conocida como la carta de Smith.

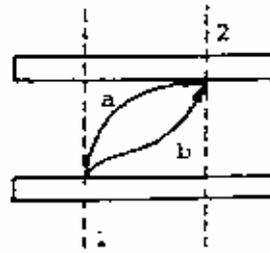
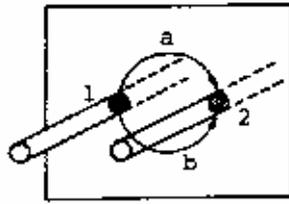
### 2.2.4 Ecuaciones básicas

Se define como línea de transmisión ideal el sistema de dos conductores perfectos inmersos en un medio dieléctrico sin pérdidas, de manera que el la sección transversal del sistema no varíe a lo largo del mismo. Las líneas de transmisión más comunes están formadas por dos hilos idénticos de sección circular que discurren paralelos (línea bifilar) o por un conductor circular rodeado por otro concéntrico (línea coaxial). En cualquier caso, aquí se representaran como dos hilos paralelos tales que, en cada plano transversal  $z$ , poseen corrientes  $i_1(z,t)$ ,  $i_2(z,t)$ , y de diferencia de potencial  $v(z,t)$  como en la Figura 2.2-2.

En la misma figura se puede comprobar que esa situación general se puede descomponer en otras dos, simétrica y antisimétrica en la corriente. La Figura 2.2-2b, en la que ambos conductores transportan la misma corriente en la misma dirección, carece de interés ya que se comportan como un solo conductor, por lo que, sin pérdida de generalidad, se supondrá una distribución de corrientes como en el caso a.



**Figura 2.2-2: Definición de magnitudes y descomposición de la situación más general en la superposición de una simétrica, b y una antisimétrica, a.**



$$V_{12} \Big|_a - V_{12} \Big|_b = -\int_{1(a)}^2 \vec{E} \cdot d\vec{l} + \int_{1(b)}^2 \vec{E} \cdot d\vec{l}$$

$$= -\oint_{a,b} \vec{E} \cdot d\vec{l} = 0$$

$$V_{12} \Big|_a - V_{12} \Big|_b = \oint_{a,b} -\vec{E} \cdot d\vec{l} \neq 0$$

$$V_{12} \Big|_a \neq V_{12} \Big|_b$$

**Figura 2.2-3: La diferencia de potencial (ddp) entre los conductores sólo tiene sentido si se define entre puntos situados en el mismo plano transversal.**

Para analizar el comportamiento de la línea se descompondrá ésta en secciones elementales de longitud  $dz$ , y se realizarán las hipótesis siguientes:

1. Entre dos secciones elementales cualesquiera no existe influencia eléctrica, lo que equivale a suponer que no están unidas por líneas de campo eléctrico y, por tanto, éstas han de estar contenidas en planos transversales ( $E$  carece de componente axial).
2. Entre dos secciones elementales cualesquiera tampoco existe acoplamiento magnético, es decir, no existen líneas de campo magnético que abracen simultáneamente dos secciones elementales; esto también supone que éstas han de estar contenidas en planos transversales.

Nótese que estas hipótesis garantizan la validez del concepto de diferencia de potencial (ddp), que es un concepto estático, pero sólo si nos limitamos a definirlo entre puntos de una misma sección transversal Figura 2.2-3. En efecto, en este caso:

$$V_{12} \Big|_a - V_{12} \Big|_b = \oint_{a,b} \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\int \nabla_x \vec{E} \cdot \hat{n} dS = +\frac{\partial}{\partial t} \int_S \vec{B} \cdot \hat{n} dS = 0 \quad (2.2-4)$$

Ya que  $S$  es una superficie contenida en un plano transversal y, por la hipótesis 2, no está atravesada por el flujo magnético. Esto no es así en el caso de puntos contenidos en secciones transversales diferentes, ya que ahora la superficie  $S$ , limitada por las líneas  $a$  y  $b$ , sí que es atravesada por líneas de campo magnético, con el resultado de que la ddp entre 1 y 2 dependería del camino tomado para su definición.

Con estas precauciones, que serán revisadas más adelante, en cada sección elemental  $v(z, t)$  y  $i(z, t)$  solamente están afectadas por la capacidad entre los conductores y por el flujo magnético que se traduce en un coeficiente de autoinducción. Se obtiene de esta manera, para una sección elemental de longitud  $dz$ , el circuito equivalente de la Figura 2.2-4. Adviértase que, para preservar la simetría de la sección, el condensador debería estar situado en el punto medio de la inductancia, o bien repartido por igual a la entrada y salida, pero la diferencia con el dibujado es de infinitésimos de segundo orden y se obtienen las mismas soluciones.

En la Figura 2.2-4,  $L$  y  $C$  representan la inductancia la capacidad de la línea por unidad de longitud de la misma. De la consideración de las caídas de tensión y corriente se obtienen inmediatamente:

$$\begin{aligned} \frac{\partial v}{\partial z} dz = -(Ldz) \frac{\partial i}{\partial t} &\Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial v}{\partial z} = -L \frac{\partial i}{\partial t} \\ \frac{\partial i}{\partial z} dz = -(Cdz) \frac{\partial v}{\partial t} &\Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial i}{\partial z} = -C \frac{\partial v}{\partial t} \end{cases} \end{cases} \quad (2.2-5) \end{aligned}$$

que son las ecuaciones que gobiernan con toda generalidad el comportamiento de  $v(z,t)$  y  $i(z,t)$ . Para su resolución se puede, por ejemplo, eliminar la corriente derivando  $\frac{\partial v}{\partial z} = -L \frac{\partial i}{\partial t}$

con respecto a  $z$  y  $\frac{\partial i}{\partial z} = -C \frac{\partial v}{\partial t}$  con respecto a  $t$ . Resulta:

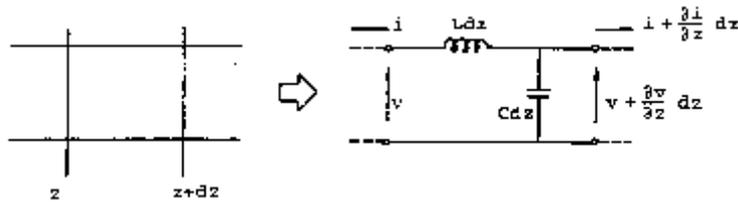
$$\frac{\partial^2 v}{\partial z^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} = 0 \quad (2.2-6)$$

$$(c^2 = \frac{1}{LC}) \quad (2.2-7)$$

que es la ecuación de ondas de una dimensión. Su solución más general es de la forma (D'Alambert, 1747):

$$v(z,t) = F_1(t - \frac{z}{c}) + F_2(t + \frac{z}{c}) \quad (2.2-8)$$

con  $F_1$  y  $F_2$  funciones arbitrarias.



**Figura 2.2-4 Circuito equivalente de una sección elemental de línea**

$L$ =inductancia/unidad de longitud  
 $C$ =capacidad/unidad de longitud

$F_1(1 - z/c)$  representa una onda de tensión que se propaga con velocidad  $c$  en el sentido de las  $z$  crecientes. Con esto se quiere decir que un observador que se desplaza a lo largo de la línea, en el sentido indicado, con velocidad  $c$ , mediría permanentemente una tensión constante (abscisa del observador:  $z = z_0 + ct$  :

$$F_1\left[t - \frac{1}{c}(z_0 + ct)\right] = F_1\left(-\frac{z_0}{c}\right) \quad (2.2-9)$$

Al mismo tiempo, todos los puntos de la línea experimentan la misma variación de tensión  $F_1(t)$ , pero con un retraso mayor los más alejados según las  $z$  crecientes.

Análogamente, hablamos de  $F_2$  como de una onda que se propaga en sentido de las  $z$  decrecientes, de forma que en cualquier punto de la línea en cualquier instante, la tensión medida es la suma de los valores de las dos ondas. Debe notarse que a partir de las medidas realizadas en un solo plano de la línea no es posible determinar  $F_1$  y  $F_2$ .

La solución para  $i(z,t)$  se puede obtener por sustitución de 2.2.8 en  $\frac{\partial v}{\partial z} = -L \frac{\partial i}{\partial t}$  y una posterior integración con respecto al tiempo:

$$i(z,t) = \sqrt{\frac{C}{L}} \left[ F_1\left(t - \frac{z}{c}\right) - F_2\left(t + \frac{z}{c}\right) \right] + f(z) \quad (2.2-10)$$

Se puede comprobar, por sustitución en  $\frac{\partial i}{\partial z} = -C \frac{\partial v}{\partial t}$ , que la constante de integración (con respecto al tiempo)  $f(z)$  tampoco depende de  $z$  y representa, por tanto, una corriente continua superpuesta en la línea de la que prescindiremos. Con una notación y nomenclatura más usuales pondremos:

$$F_1\left(t - \frac{z}{c}\right) = v^+\left(t - \frac{z}{c}\right) = v^+ \quad (\text{onda positiva}) \quad (2.2-11)$$

$$F_2\left(t + \frac{z}{c}\right) = v^-\left(t + \frac{z}{c}\right) = v^- \quad (\text{onda negativa}) \quad (2.2-12)$$

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = Z_0 \quad (\text{impedancia característica en ohmios}) \quad (2.2-13)$$

Las expresiones 2.2.8 y 2.2.10 quedan, entonces:

$$v = v^+ + v^- \quad (2.2-14)$$

$$i = i^+ + i^- = \frac{1}{Z_0} (v^+ + v^-) \quad (2.2-15)$$

En cada instante y en cada plano, la potencia que se propaga en la línea hacia la derecha, de acuerdo con la convención de sentidos y corrientes (Figura 2.2-4), vale:

$$P(z,t) = vi = \frac{1}{Z_0} \left| (v^+)^2 - (v^-)^2 \right| = P^+ - P^- \quad (2.2-16)$$

Es decir, la potencia neta es la diferencia de las asociadas con las ondas positiva y negativa.

## 2.2.5 Señales Senoidales

A continuación, se considera el caso importante de líneas excitadas por generadores senoidales en régimen permanente. Todas las señales serán de la forma  $A \cdot \text{sen}(wt + \phi)$  o, en notación compleja,  $A \cdot e^{[j\omega t + j\phi]} = C \cdot e^{j\phi}$  con  $C = A \cdot e^{j\phi}$ . Esta última constante compleja contiene toda la información necesaria (amplitud y fase) una vez conocida la frecuencia.

En este caso,  $v^+(t - \frac{z}{c})$  es  $V^+ e^{[j\omega(t - \frac{z}{c})]}$  y análogamente para  $v^-(t + \frac{z}{c})$ , por lo que 2.2.14 y 2.2.15 toman la forma compleja (prescindiendo del factor  $e^{j\omega t}$  común a todos los términos):

$$V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{+\gamma z} \quad (2.2-17)$$

$$I = \frac{1}{Z_0} V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{+\gamma z} \quad (2.2-18)$$

Siendo  $\gamma = j \frac{\omega}{c} = j\beta$  ( $\gamma$ =constante de propagación,  $\beta$ =constante de fase, en radianes por segundo).

La onda positiva en el dominio del tiempo toma la forma explícita:

$$v^+(z, t) = |V^+| \sin(\omega t - \beta z + \phi^+) \quad (2.2-19)$$

$$i^+(z, t) = \frac{|V^+|}{Z_0} \sin(\omega t - \beta z + \phi^+) \quad (2.2-20)$$

$$\text{Con } V^+ = |V^+| e^{j\phi^+} \quad (2.2-21)$$

Las expresiones 2.2.19 y 2.2.20 indican que el voltaje (y la corriente), en todos los puntos de la línea, experimenta el mismo tipo de variación senoidal, los cuales estarán tanto más retrasados en su oscilación cuanto más a la derecha se hallen ( $z$  mayor). El retraso entre dos puntos distanciados un  $\Delta z$  es el tiempo que tardaría un observador en desplazarse de uno a otro punto a la velocidad  $c$ , y por esta razón se llama *velocidad de fase* (el observador que se desplaza a la derecha a esta velocidad va pasando por puntos de fase  $(\omega t - \beta z + \phi^+)$  idéntica).

La distancia mínima entre dos puntos de la línea que estén siempre en fase se llama *longitud de onda* ( $\lambda$ ). Evidentemente,  $\beta\lambda = 2\pi$ , es decir:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{c}{f} \quad (2.2-22)$$

Volviendo a las expresiones complejas 2.2.17 y 2.2.18, debe observarse que la representación de 2.2.17 en el plano complejo da  $V$  como suma de dos vectores que giran en sentidos indicados (Figura 2.2-5) a razón de  $360^\circ$  cada longitud de onda cuando nos movemos a lo largo de la línea (con  $z$  creciente), por lo que  $|V|$  variará entre un máximo, cuando ambos vectores se sumen en

fase (misma dirección), y un mínimo, cuando lo hagan en oposición de fase (direcciones opuestas). Por otra parte, de los signos de la expresión 2.2.18, se concluye inmediatamente que cuando  $|V|$  es máximo  $|I|$  es mínimo, y viceversa, por lo que la impedancia a lo largo de la línea variará. Para calcularla consideremos una sección de línea de longitud  $\ell$  cargada con una impedancia (en general compleja)  $Z_L$ . Por conveniencia se fijará el origen de coordenadas en la carga (Figura 2.2-6)

Definimos el *coeficiente de reflexión*  $\rho(z)$  como:

$$\rho(z) = \frac{V^-}{V^+} = \frac{V^- e^{j\beta z}}{V^+ e^{-j\beta z}} = \rho_L e^{2j\beta z} \quad (2.2-23)$$

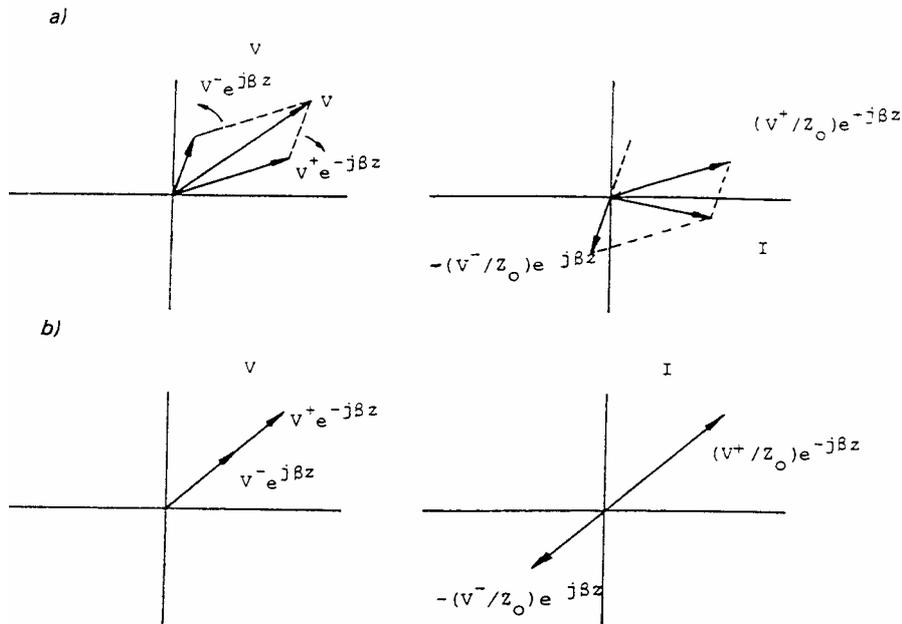
donde se ha tenido en cuenta que en la carga ( $z=0$ ),  $\rho(0) = \rho_L = \frac{V^-}{V^+}$ .

Por otra parte  $\rho_L$  vale:

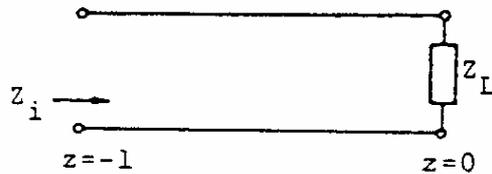
$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.2-24)$$

Por tanto, la impedancia de entrada vale:

$$Z_i = Z_0 \frac{V^+ e^{-\beta z} + V^- e^{+\beta z}}{V^+ e^{-\beta z} - V^- e^{+\beta z}} \Big|_{z=-\ell} = Z_0 \frac{e^{\beta z} + \rho_L e^{-\beta z}}{e^{\beta z} - \rho_L e^{-\beta z}} \quad (2.2-25)$$



**Figura 2.2-5** Composición en el plano complejo de  $V$  e  $I$  a partir de las correspondientes ondas positivas y negativas. (b) Caso particular de  $|V_{m\acute{a}x}|$  e  $|I_{m\acute{i}n}|$



$$\rho_L = \frac{V^- e^{j\beta z}}{V^+ e^{-j\beta z}} \Big|_{\text{carga}} = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

**Figura 2.2-6 Situación empleada para el cálculo de la impedancia de entrada de una línea,  $Z_i(\omega)$**

que, teniendo en cuenta 2.2.23 y tras sencillas operaciones, puede escribirse:

$$Z_i = Z_0 \frac{Z_L \cos \beta \ell - jZ_0 \sin \beta \ell}{Z_0 \cos \beta \ell - jZ_L \sin \beta \ell} \quad (2.2-26)$$

Esta expresión es más fácil de recordar escrita de la forma siguiente:

$$Z_i = Z_0 \tanh(\gamma \ell + \delta_z) \text{ siendo } \tanh \delta_z = \frac{Z_L}{Z_0}$$

como se puede comprobar desarrollando la fórmula de la tangente hiperbólica de una suma:

$$\tanh(x + y) = \frac{\tanh x + \tanh y}{1 + \tanh x \tanh y} \quad (2.2-27)$$

Para la admitancia se obtiene una expresión idéntica:

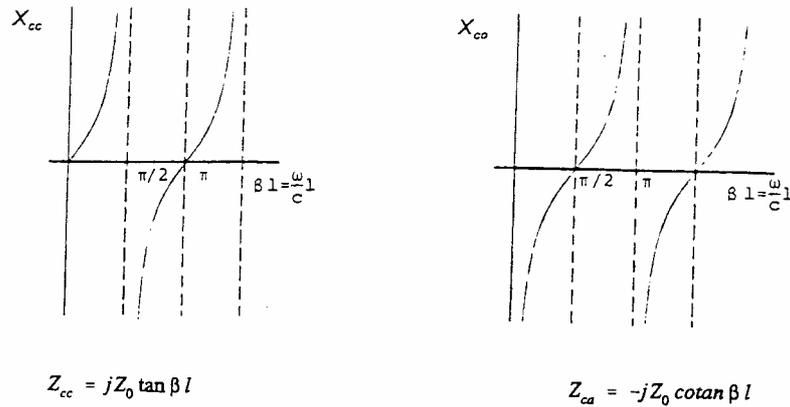
$$Y_i = Y_0 \tanh(\gamma \ell + \delta_y), \text{ siendo } \tanh \delta_y = \frac{Y_L}{Y_0}$$

Se observa en 2.2.26 que la impedancia es una función periódica de la longitud  $\ell$ , de periodo  $\ell = \frac{\lambda}{2}$ . Esto quiere decir que la impedancia de entrada de la línea que se considera no varía si

se inserta un trozo de línea de un número entero  $\frac{\lambda}{2}$ . Tienen un interés especial las impedancias de entrada de las líneas cortocircuitadas o en circuito abierto. En estos casos:

$$(Z_L = 0) \quad Z_{cc} = jZ_0 \tan \beta \ell = jX_{cc} \quad (2.2-28)$$

$$(Y_L = 0) \quad Z_{ca} = jY_0 \tan \beta \ell = jB_{ca} \quad (2.2-29)$$



**Figura 2.2-7 Reactancia de entrada de líneas en cortocircuito ( $Z_{cc}$ ) o en circuito abierto ( $Z_{ca}$ ) en función de  $\beta l = \omega l/c$**

En estos casos las impedancias siempre es reactiva y su reactancia varía entre  $-\infty$  y  $+\infty$  según la longitud de la línea. Se representa gráficamente en la Figura 2.2-7, donde además puede observarse que ambas curvas son idénticas excepto por un desplazamiento de  $\frac{\pi}{2}$  radianes:

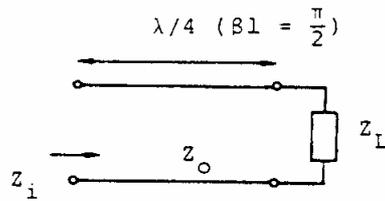
$$Z_{cc}(\beta l) = Z_{ca}\left(\beta l + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.2-30)$$

Esta conclusión es consecuencia de la propiedad más general de las líneas de transmisión de actuar como inversores de impedancias Figura 2.2-8. En efecto, cada vez que avanzamos o retrocedemos  $\frac{\lambda}{4}$  en la línea, la impedancia vista hacia la derecha referida a  $Z_0$  cambia exactamente a su inversa. En el caso de la línea en circuito abierto, a  $\frac{\lambda}{4}$  del mismo se tiene un cortocircuito, de manera que  $Z_{ca}(\beta l)$  es la misma que  $Z_{cc}(\beta l - \frac{\pi}{2})$ .

Nótese que las transformaciones de impedancia en líneas de transmisión toman un aspecto más general si utilizamos impedancias normalizadas a la característica de la línea:

$$\bar{Z}_i = \frac{Z_i}{Z_0} = \tanh(\beta l + \delta_Z) \quad (2.2-31)$$

$$\bar{Y}_i = \frac{Y_i}{Y_0} = \tanh(\beta l + \delta_Y) \quad (2.2-32)$$



$$Z_i = Z_0 \frac{Z_L \cos \frac{\pi}{2} + j Z_0 \sin \frac{\pi}{2}}{Z_0 \cos \frac{\pi}{2} + j Z_L \sin \frac{\pi}{2}} = \frac{Z_0^2}{Z_L}$$

$$\frac{Z_i}{Z_0} = \frac{1}{\frac{Z_L}{Z_0}} \quad \Rightarrow \quad \bar{Z}_i = \frac{1}{\frac{Z_L}{Z_0}}$$

Figura 2.2-8 Efecto inversor de impedancias de una sección de línea de longitud  $\lambda/4$

## 2.2.6 Ondas estacionarias

Cuando una línea en régimen senoidal está excitada sólo una onda progresiva (positiva o negativa), un observador puede identificar experimentalmente la situación con un voltímetro (que mide la amplitud o el valor eficaz de la tensión de r.f.) ya que, al desplazarse a lo largo de la línea, la lectura permanecerá constante:

$$|V(z)| = |V^+ e^{-j\beta z}| = |V^+| \quad (2.2-33)$$

Sin embargo, en la situación más general, cuando se propagan en línea simultáneamente una onda positiva y otra negativa, hemos visto en el párrafo anterior que el módulo de la tensión fluctúa entre un valor máximo:

$$|V|_{\max} = |V^+| + |V^-| \quad (2.2-34)$$

que se produce cuando los vectores  $V^+ e^{-j\beta z}$  y  $V^- e^{j\beta z}$  se suman en fase, y un valor mínimo:

$$|V|_{\min} = |V^+| - |V^-| \quad (2.2-35)$$

que se produce justamente a una distancia de  $\frac{\lambda}{4}$  a la derecha o a la izquierda de la situación de máximo, como puede comprobarse fácilmente a partir de la interpretación gráfica de la Figura

2.2-5, ya que cada vector avanza o retrocede  $\frac{\pi}{2}$ , acumulándose un desfase relativo de  $\pi$  radianes.

De manera más precisa, en esta situación general tendremos:

$$V(z) = V^+ [e^{-j\beta z} + \rho(0)e^{j\beta z}] = V^+ e^{-j\beta z} [1 + |\rho(0)| e^{2j\beta z + j\theta}] \quad (2.2-36)$$

siendo  $\rho(0) = |\rho(0)| e^{j\theta}$  y, en consecuencia:

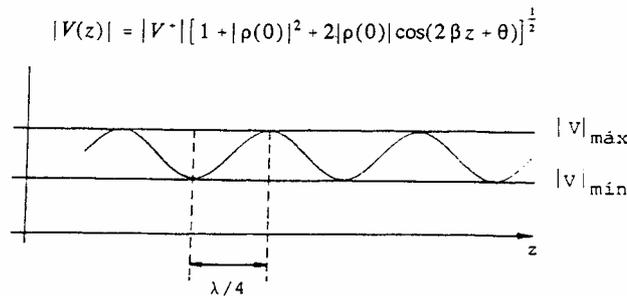
$$|V(z)|^2 = |V^+|^2 [1 + |\rho(0)|^2 + 2|\rho(0)| \cos(2\beta z + \theta)] \quad (2.2-37)$$

situación que se representa en la Figura 2.2-9 y a la que nos referimos como *onda estacionaria*. Si bien una onda estacionaria queda bien definida mediante el módulo del coeficiente de reflexión, suele caracterizarse a partir del cociente:

$$S = \frac{|V|_{\max}}{|V|_{\min}} = \frac{|V^+| + |V^-|}{|V^+| - |V^-|} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (2.2-38)$$

denominado *relación de onda estacionaria* (en inglés, *VSWR* o *Voltage Source Wave Ratio*), cuya magnitud varía entre los valores 1 para una línea adaptada (sin reflexiones) o  $\infty$  si en la línea existe un obstáculo que refleja toda la energía incidente  $|\rho| = 1$ . Con frecuencia su valor se da en decibelios (recuérdese que S representa un cociente de tensiones):

$$S(\text{dB}) = 20 \log S \quad (2.2-39)$$



**Figura 2.2-9** Distribución de la amplitud (módulo) de la tensión en una línea con ondas estacionarias

## 2.2.7 La carta de Smith

La expresión 2.2.26, que da la transformación de impedancias a lo largo de la línea, no solamente es de cálculo engorroso sino que es de difícil interpretación y no permite sacar conclusiones sencillas sin recurrir a cálculos complejos. Una ayuda gráfica de gran utilidad es la propuesta por P.H. Smith en 1939 conocida como carta de Smith.

Descartando el plano de  $Z=R+jX$  como base, ya que valores infinitos de R y X forman parte de situaciones prácticas, la conveniencia de utilizar el plano de coeficientes de reflexión  $\rho$  es inmediata, ya que todas las impedancias (pasivas) producen  $|\rho| < 1$  y por tanto, todas están contenidas en el interior de un círculo de radio unidad.

Por tanto, la transformación:

$$\rho = \frac{\bar{Z} - 1}{\bar{Z} + 1} \quad (2.2-40)$$

$$\bar{Z} = \frac{\rho + 1}{\rho - 1} \quad (2.2-41)$$

(nótese que se emplean impedancias normalizadas respecto a  $Z_0$ ) transforma puntos del plano complejo  $\bar{Z} = \bar{R} + j\bar{X}$  en puntos del plano complejo  $\rho = u + jv$  con la siguiente propiedad: cualquier circunferencia en el plano  $\bar{Z}$  se transforma en otra circunferencia en el plano  $\rho$ . Recuérdese aquí que las líneas rectas son un caso particular de circunferencias cuando su radio se hace infinito.

En general, toda transformación compleja además tiene la propiedad de ser conforme excepto en puntos singulares; es decir, si dos curvas se cortan formando un cierto ángulo en el plano  $Z$ , sus transformadas se cortan formando el mismo ángulo, en magnitud y sentido.

La construcción de las líneas de resistencia constante y de reactancia constante en el plano de  $\rho$  (carta de Smith) es más sencilla en instructivo realizarlo de acuerdo con las siguientes consideraciones:

- Una circunferencia queda determinada si conocemos 3 puntos de ella. Si además tenemos información suplementaria (por ejemplo, se conoce la recta en la que se encuentra su centro), el número de puntos puede reducirse (por ejemplo, las dos intersecciones con la recta del centro, que determinan un diámetro).
- A todos los puntos del infinito del plano  $Z$  ( $R \rightarrow \infty$ ,  $X \rightarrow \infty$  o ambos) corresponde  $\rho = 1$ .
- A valores de  $Z$  simétricos respecto al eje de abscisas corresponden valores de  $\rho$  también simétricos respecto del eje de abscisas:

$$Z_2 = Z_1^*, \rho_2 = \frac{Z_2 - 1}{Z_2 + 1} = \frac{Z_1^* - 1}{Z_1^* + 1} = \rho_1^* \quad (2.2-42)$$

Por tanto, a curvas simétricas con respecto al eje  $R$  en  $Z$  también corresponden curvas en  $\rho$  con la misma simetría. En particular, las líneas de resistencia constante en  $Z$  serán transformadas en círculos en  $\rho$  con un diámetro sobre el eje real, por lo que su identificación sólo requiere dos puntos, de los cuales uno es  $\rho = 1$ .

Por lo que se refiere a la transformación de admitancias:

$$\rho = \frac{1 - Y}{1 + Y} \quad (2.2-43)$$

se observa que es idéntica a la impedancias excepto por un cambio de signo que supone un giro de  $180^\circ$ .

### 2.2.7.1 Propiedades básicas de la carta de Smith.

Se ha visto que existe una correspondencia biunívoca (excepto para los puntos del infinito) entre los puntos del plano de  $\rho$  y los del plano de  $Z$  o  $Y$ , de manera que la situación de un valor particular de  $\rho$  en la carta de Smith nos proporciona, por lectura es las mallas de líneas de  $Z$  o  $Y$ , los valores correspondientes. Recíprocamente, la situación de un valor particular de  $Z$  (o de  $Y$ ) en la malla correspondiente coincide con el extremo del vector  $\rho$  asociado, que puede leerse teniendo en cuenta que el radio de la carta de Smith se corresponde con  $|\rho|=1$ , y que la periferia de la carta de Smith está marcada en grados sexagesimales. Por lo que se refiere a la carta de las  $Z$ , nótese las siguientes propiedades básicas:

1. La parte superior,  $v > 0$ , corresponde a impedancias inductivas,  $X > 0$  y la inferior a capacitivas,  $X < 0$ .
2. Las resistencias mayores que la unidad,  $R > 1$ , están contenidas dentro del círculo de resistencia constante que pasa por el origen. Este último (punto  $R=1$ ) se corresponde con la impedancia (resistencia) que adapta la línea.
3. El coeficiente de reflexión de una línea vale:

$$\rho(z) = \rho(0)e^{2j\beta z} \quad (2.2-44)$$

De manera que cuando nos movemos por toda la línea  $|\rho(z)|$  permanece constante, mientras que su fase varía linealmente con la longitud a razón de una circunferencia completa ( $360^\circ$ ) cada media longitud de onda. De esta manera, el vector representativo de la carta de Smith gira, pudiéndose leer en cada momento la impedancia  $Z(z)$  sobre la malla de líneas de la carta de Smith. Obsérvese que el sentido de giro es positivo (antihorario) si nos movemos hacia la derecha (hacia la carga) y negativo (horario si nos movemos hacia la izquierda (hacia generador). Nótese que la periferia de la carta de Smith está graduada también en longitudes de onda y que los sentidos de giro (generador y carga) están también indicados.

4. En los puntos en que  $|V|$  es máximo,  $|I|$  es mínimo y la impedancia es resistiva y toma el valor máximo dado por:

$$|Z(z)|_{m\acute{a}x} = R_m = S \quad (2.2-45)$$

En efecto,  $|V|$  es máximo cuando  $V^+ e^{-j\beta z}$  y  $V^- e^{j\beta z}$  se suman en fase, y entonces  $I^+ = \frac{V^+}{Z_0}$  y  $I^- = -\frac{V^-}{Z_0}$  se suman en oposición de fase y producen un vector  $I$  colineal con el vector  $V$ .

De manera que:

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{|V^+| + |V^-|}{|V^+| - |V^-|} Z_0 = SZ_0 \quad (2.2-46)$$

Con  $Z_0=1$  (valores normalizados) resulta  $Z=S$ , como se quería demostrar.

Análogamente, donde  $|V|$  es mínimo,  $|I|$  es máximo y la impedancia vuelve a ser resistiva y, esta vez, mínima y de valor:

$$|Z(z)|_{\min} = R_m = \frac{1}{S} \quad (2.2-47)$$

Estos puntos se corresponden en la carta de Smith con el eje real (reactancia nula).

## 2.2.8 Circuitos de microondas. La matriz de dispersión

Las peculiaridades del comportamiento de un circuito de microondas (ondas progresivas y negativas, coeficientes de reflexión, etc...) sugiere una descripción nueva denominada parámetros de dispersión o parámetros S, que pone de manifiesto de forma evidente los aspectos de propagación del circuito que se estudie.

Se considerará por el momento que un circuito de microondas es el circuito formado por elementos pasivos concentrados (R,L,C), dispositivos activos (transistores, diodos) y líneas de transmisión. Estas últimas son las que tienen en cuenta el retardo debido a la velocidad de propagación finita; dicho de otro modo, los efectos de retardo serán tenidos en cuenta exclusivamente mediante la presencia de líneas de transmisión, tanto formando parte del circuito, como para transportar las señales desde el circuito o hacia el mismo.

La conexión del circuito con el exterior se realiza exclusivamente mediante líneas de transmisión, que se denominarán accesos. En cada uno de estas líneas es necesario fijar un plano de referencia donde mediremos las tensiones y corrientes,  $\{V_i, I_i, i=1, 2, \dots\}$ , que servirán para describir las propiedades de la red o circuito, con el convenio de tomar como positiva la corriente si entra en la red. De esta manera, una red de N accesos viene descrita por las 2N variables  $\{V_i, I_i\}$  de las que solamente la mitad son independientes.

La descripción más frecuente de la red es a través de sus matrices de impedancias o admitancias:

$$[V] = [Z][I] \quad (2.2-48)$$

$$[I] = [Y][V] \quad (2.2-49)$$

$$[Z] = [Y]^{-1} \quad (2.2-50)$$

Donde  $[V]$  y  $[I]$  son matrices columna (vectores) de dimensión N, y  $[Z]$  y  $[Y]$  matrices cuadradas NxN.

Las matrices  $[Z]$  y  $[Y]$  a frecuencias de microondas presentan los siguientes inconvenientes:

1. Medida de impedancia muy sensible a desplazamientos de plano de referencia en cada acceso.
2. Condiciones de contorno (c.c y c.a) difíciles de conseguir a frecuencias de microondas.
3. Condiciones de contorno peligrosas porque generan reflexión de energía electromagnética que puede dañar equipos.

Los inconvenientes anteriores se eliminan si, en vez de utilizar las tensiones y corrientes en los planos de referencia para describir la red, utilizamos las amplitudes de las ondas positiva y negativa de tensión:

$$V_i = V_i^+ + V_i^- \quad (2.2-51)$$

$$I_i = Y_{oi}(V_i^+ - V_i^-) \quad (2.2-52)$$

De esta manera se dispone también de un conjunto de  $2N$  variables  $\{V_i^+, V_i^-, i = 1, 2, \dots, N\}$ .

Antes de proseguir es necesario introducir los siguientes convenios:

1. Tomaremos como ondas positivas, en cada acceso, las que se dirigen hacia la red.
2. En lugar de las tensiones y corrientes ordinarias se manejarán valores normalizados definidos mediante:

$$a_i = \overline{V_i^+} = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{oi}}} = \sqrt{Y_{oi}} V_i^+ \quad (2.2-53)$$

$$b_i = \overline{V_i^-} = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{oi}}} = \sqrt{Y_{oi}} V_i^- \quad (2.2-54)$$

$$\overline{I_i^+} = \sqrt{Z_{oi}} I_i^+ = \overline{V_i^+} \quad (2.2-55)$$

$$\overline{I_i^-} = \sqrt{Z_{oi}} I_i^- = -\overline{V_i^-} \quad (2.2-56)$$

de manera que;

$$\overline{V_i} = \sqrt{Y_{oi}} V_i \quad (2.2-57)$$

$$\overline{I_i} = \sqrt{Z_{oi}} I_i \quad (2.2-58)$$

$$P_i^+ = \frac{|V_i^+|^2}{2Z_{oi}} = \frac{1}{2} |\overline{V_i^+}|^2 = \frac{1}{2} |a_i|^2 \quad (2.2-59)$$

$$P_i^- = \frac{|V_i^-|^2}{2Z_{oi}} = \frac{1}{2} |\overline{V_i^-}|^2 = \frac{1}{2} |b_i|^2 \quad (2.2-60)$$

En función de estas variables definiremos la matriz de dispersión,  $|S_{ij}|$ , mediante la relación:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ a_N \end{pmatrix} \quad (2.2-61)$$

Que proporciona las amplitudes (normalizadas) de las ondas negativas o reflejadas en función de las amplitudes positivas o incidentes.

De acuerdo con la definición, los elementos  $S_{ij}$  vienen dados por:

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_k=0(k \neq i)} = \left. \frac{\bar{V}_i^-}{\bar{V}_i^+} \right|_{\bar{V}_k^+=0(k \neq i)} \quad (2.2-62)$$

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0(k \neq i)} = \left. \frac{\bar{V}_j^-}{\bar{V}_i^+} \right|_{\bar{V}_k^+=0(k \neq i)} \quad (2.2-63)$$

La condición  $a_k=0$  en el n-ésimo acceso se consigue, en general, situando algún plano del mismo una resistencia de valor igual a la impedancia característica de la línea. En estas condiciones diremos que el acceso n-ésimo está terminado (terminación se puede utilizar como sinónimo de carga adaptada a una línea), concepto que no debe confundirse con el acceso adaptado que reservaremos  $S_{kk}=0$ .

Con esta nomenclatura, las definiciones de los elementos  $S_{ij}$  tienen el significado:

1.  $S_{ii}$  es el coeficiente de reflexión visto desde el plano de referencia i-ésimo cuando situamos en este acceso un generador y todos los demás están terminados.
2.  $S_{ji}$  es el coeficiente de transmisión (señal saliente en el plano de referencia j dividido por la señal entrante en el plano de referencia i, en la misma situación anterior, es decir, con un generador en el acceso i, y todos los demás terminados.

Este significado de los elementos  $S_{ij}$ , además de proporcionar su procedimiento de medida, pone de manifiesto la desaparición de los inconvenientes señalados en el párrafo anterior para las matrices Z y Y, puesto que:

- a. Un desplazamiento de planos de referencia produce solamente cambios de fase de las amplitudes de las ondas positivas y negativas y, por tanto, solamente cambios de fase en los valores de  $S_{ij}$ .
- b. La condición de acceso terminado es independiente del plano donde se sitúe la terminación. Por lo que se refiere a dispositivos activos, la medida se realiza en condiciones de carga resistiva, menos peligrosa que con un cortocircuito o un circuito abierto.

## 2.2.9 La línea Microtira (Microstrip)

La línea triplaca (en inglés microstrip) está formada por una tira conductora sobre una lámina dieléctrica que en la otra cara tiene un plano de masa y cuya estructura es similar a la de la línea triplaca. La línea microtira tiene la ventaja, sobre la línea triplaca, de estar abierta lo cual es útil para la elaboración de circuitos activos y, su uso, junto con la disponibilidad de transistores y diodos operativos a frecuencias de microondas, ha revolucionado la tecnología.

La capacidad se puede calcular con la ayuda de *transformaciones conformes*, si bien, en este caso, debido a la inhomogeneidad del dieléctrico, es necesario introducir aproximaciones simplificadoras que hacen que la expresión (2.2.65) no sea realmente exacta. En todo caso, su grado de error ( $\leq 1\%$ ) suele ser inferior a la propia precisión de fabricación y a la exactitud del

valor de permitividad.

$$\epsilon_{ref} = q(\epsilon_r - 1) + 1 \quad (2.2-64)$$

$$\tan \delta_{ef} = q \left( \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{ref}} \right) \tan \delta_l \quad (2.2-65)$$

$\tan \delta_l$  en (2.2.65) se refiere al dieléctrico. La atenuación producida por los conductores, como en el caso de la línea triplaca, es de cálculo complicado y lo omitimos.

El conjunto de ecuaciones que determinan la línea microstrip son por tanto de la forma:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{10h}{W} \right)^{-1/2} ;$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \ln \left( \frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right) ; \left( \frac{W}{h} \leq 1 \right)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \ln \left( \frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1} ; \left( \frac{W}{h} \geq 1 \right)$$

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

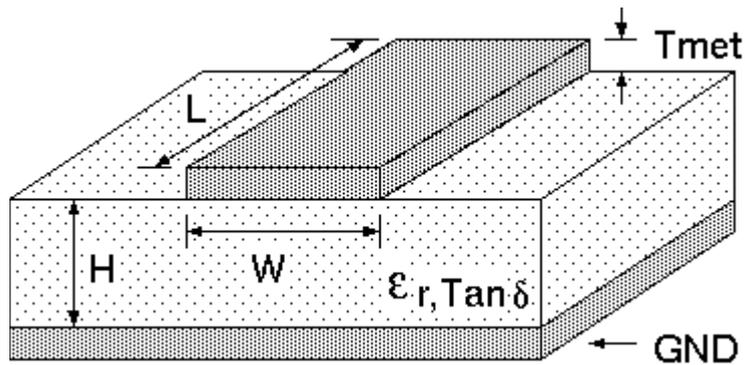


Figura 2.2-10: Línea Microtira

Parámetros del Sustrato		
Parámetro	Descripción	Unidades
$\epsilon_r$	Permitividad relativa del sustrato.	-
H	Grosor del sustrato dieléctrico	{Phys. Units}
$T_{\text{met}}$	Grosor del conductor metálico.	{Phys. Units}
Rho	Conductividad del metal relativa al cobre. Utilizado solo para cálculos de pérdidas.	-
Rough	Rugosidad de la superficie del metal. Provoca una desviación respecto de la superficie plana ideal que incrementa las pérdidas en la línea.	{Phys. Units} rms
$\text{Tan } \delta$	Tangente de pérdidas del dieléctrico. Utilizado solo para cálculos de pérdidas.	-
W	Anchura del conductor metálico	{Phys. Units}
L	Longitud del conductor metálico	{Phys. Units}



## 2.3 Amplificadores

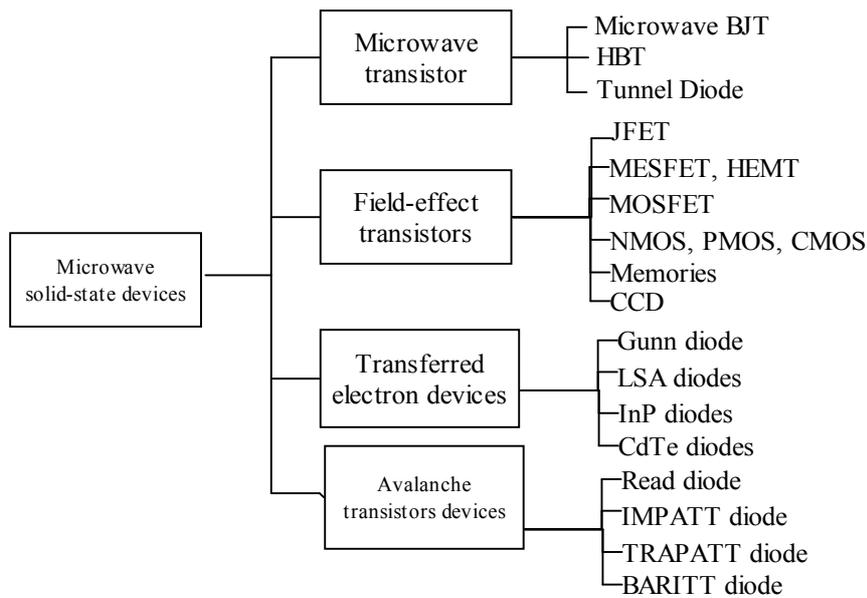
La introducción del radar durante la II Guerra Mundial proporcionó la primera aplicación significativa que requirió la amplificación de señales de microondas. Más recientemente, la revolución de las comunicaciones inalámbricas ha ocasionado un boom de los amplificadores de microondas.

Los primeros amplificadores de microondas fueron los tubos de vacío tales como el klystron, el tubo de ondas progresivas (TWT) y el magnetrón. Hoy en día, los amplificadores de estado sólido dominan la amplificación de microondas excepto en las aplicaciones con potencias de salida muy altas (>100 W). La más común de las aplicaciones de los tubos de vacío es la del magnetrón de 2,45 GHz a 900 W usado para hornos microondas. El magnetrón del horno microondas con un coste aproximado de \$10 no tiene un competidor de estado sólido que lo iguale. Por otro lado, los transistores de telefonía móvil de estado sólido a 900 MHz con una potencia de 1 W y un coste de \$0,5 no tienen un competidor de tubos de vacío comparable.

Los amplificadores de estado sólido son de dos clases: Aquellos basados en 2 terminales (diodos), y los que están basados en 3 terminales (transistores). Los amplificadores de dos terminales dominaron la fabricación de los primeros amplificadores de estado sólido ya que los diodos eran más fáciles de fabricar que los transistores. Se han utilizado bastantes implementaciones en arrays para el diseño de amplificadores de dos terminales, incluyendo: amplificación paramétrica (varactor diodes), tunneling diodes, transferred electron (Gunn y diodos LSA (Limited Space charge Accumulation) y Avalanche Transit-Time Diodes (IMPATT, TRAPATT y BARITT). Actualmente el uso de transistores de tres terminales es más frecuente en la fabricación de amplificadores de estado sólido, aquí aparecen los MESFETs, PHEMTs (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistors) y los HBTs.

Los diodos son normalmente menos caros de fabricar que los transistores pero el circuito necesario para alcanzar cierta ganancia con un dispositivo de dos terminales es mucho más costoso que con un dispositivo de tres terminales. Además, el diseño de amplificadores de dos terminales para una operación estable y una rutina de fabricación altamente flexible es excesivamente difícil.

Los dispositivos de estado sólido de tres terminales pueden dividirse en cuatro grupos como se puede ver en el siguiente esquema.



**Figura 2.3-1 Clasificación Transistores**

El primer grupo está conformado por los transistores bipolares para microondas (Bipolar Junction Transistor - BJT), los transistores bipolares de heterounión (Heterojunction Bipolar Transistor - HBT) y los diodos túnel. El segundo grupo incluye los transistores de efecto de campo (Field-Effect Transistor - FET's) tales como los transistores de unión de efecto de campo (Junction Field-Effect Transistor - JFET's), los transistores de efecto de campo de metal-semiconductor (Metal-Semiconductor Field-Effect Transistor - MESFET's), transistores de altas movilidad de electrones (High Electron Mobility Transistor -HEMT's), los transistores de efecto de campo de unión metal-óxido-semiconductor (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor - MOSFET's), transistores de metal-óxido-semiconductor y dispositivos usados como memorias, y los dispositivos de carga acoplada (Coupled-Charge Devices - CCD's).

El tercer grupo, el cual esta caracterizado por el volumen del efecto del semiconductor y son llamados dispositivos de transferencia de electrones (Transferred Electron Devices - TED's). A estos dispositivos se incluyen el diodo Gunn, los diodos de acumulación de carga espacial limitada (Limited Space-Charge Accumulation Diode - diodo LSA), diodos de Fosfito de Indio (InP dilde) diodos de Teluluro de Cadmio (CdTe diode).

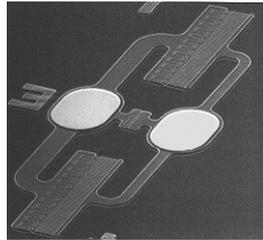
Y los dispositivos del cuarto grupo son referidos a los diodos de avalancha como son: Los diodos IMPATT (Impact Ionization Avalanche Transit-Time Diode), los diodos TRAPATT (Trapped Plasma Avalanche Triggered Transit-Time Diode), y los diodos BARITT Barrier Injected Transit-Time diode).

### **2.3.1 Transistores de Unión Bipolar (Microwave BJT)**

La invención del transistor (Contracción de Resistor de transferencia) por William Shockley, y sus colaboradores del Laboratorio Bell en 1948, ha provocado un revolucionario impacto en la tecnología electrónica en general y en los dispositivos de estado sólido en particular, y desde entonces los transistores y otros dispositivos semiconductores reemplazaron a los tubos al vacío. La tecnología en los transistores de potencia para microondas ha avanzado significativamente en las tres últimas décadas. El transistor para microondas no es un elemento lineal y su principio de operación es similar al dispositivo de baja frecuencia, pero sus requerimientos de dimensión, control de procesos, disipación de calor y empaquetamiento son mucho mayores.

Para aplicaciones con microondas, los transistores bipolares de silicio (Si) dominan el rango de frecuencia desde la banda UHF hasta aproximadamente la banda S. Como la tecnología va aumentando, la frecuencia tope de estos dispositivos continuamente ha sido extendida y actualmente los dispositivos son capaces de producir potencia útil por encima de los 22 GHz. La mayoría de los transistores bipolares son fabricados de silicio (Si), aunque los dispositivos de Arseniuro de Galio (GaAs) ofrecen mejores alternativas en el mejoramiento de la frecuencia de operación, en altas temperaturas y radiaciones altas. El transistor bipolar de silicio es barato, duradero y ofrece ganancias mucho más altas que los dispositivos de efecto de campo.

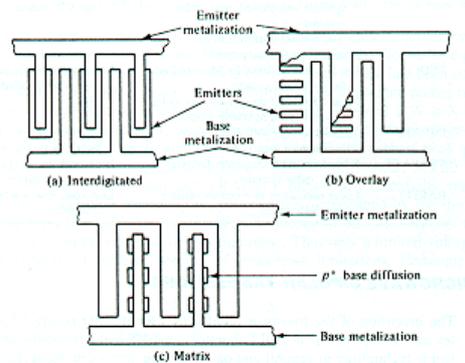
Todos los transistores para microondas ahora son de forma plana (Figura 2.3-2) y la mayoría de ellos son de Silicio (Si) y son de tipo n-p-n.



**Figura 2.3-2 Transistor de Microondas**

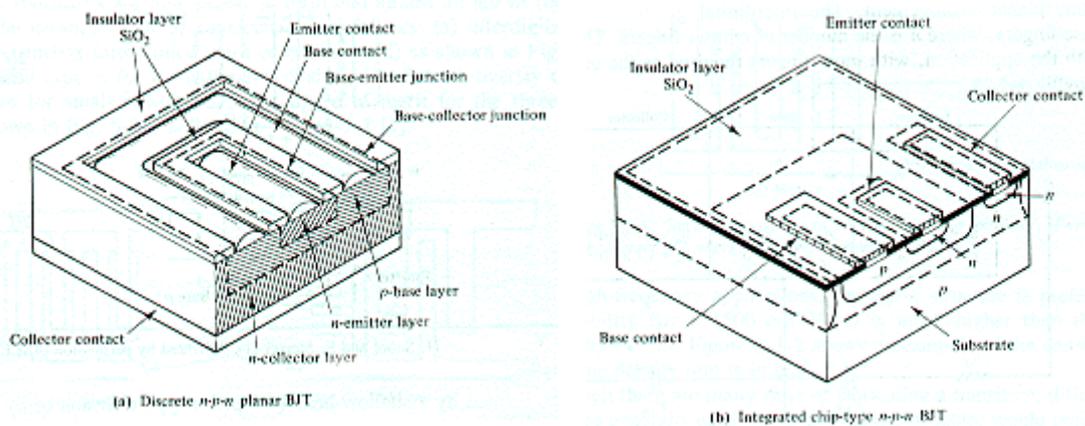
La geometría de estos puede ser caracterizada de la siguiente manera Figura 2.3-3:

- Interdigitada
- Superpuesta
- Matriz (Malla o Rejilla Emisora)



**Figura 2.3-3 Geometría de los Transistores**

La Figura 2.3-4 muestra los diagramas esquemáticos de un transistor de unión bipolar.



*Figura 2.3-4 Diagramas esquemáticos de un transistor de unión bipolar.*

El transistor bipolar tipo p-n-p es una estructura complementaria del n-p-n, lograda intercambiando p por n y n por p. El BJT de tipo p-n-p básicamente es fabricado primero formando una capa de material tipo n en el sustrato tipo p y luego una capa tipo p<sup>+</sup> es colocada en la capa n.

### **2.3.2 Transistores Bipolares de Heterojunción (HBT).**

Los transistores bipolares pueden ser construidos tanto de homojunción como de heterojunción. Cuando en la unión del transistor se ponen en contacto dos materiales similares, por ejemplo, Silicio-Silicio o Germanio-Germanio, se dice que el transistor es de homojunción y el transistor de heterojunción es aquel formado por la unión de dos materiales diferentes tales como Germanio-Arseniuro de Galio.

Cuando un conjunto de celdas constantes de dos materiales semiconductores son unidas, pueden formar un transistor de heterojunción. Estas condiciones de celda son muy importantes porque si las celdas son desiguales pueden introducir un gran número de estados de interferencia y degradar la operación de la heterojunción.

Actualmente el Germanio (Ge) y el Arseniuro de Galio (GaAs) son los dos materiales mas usados para estructuras de heterojunción porque sus celdas constantes coinciden en un 99% (5.646 Å para el Germanio y 5.653 Å para el Arseniuro de Galio). Desde entonces cada material puede ser tipo p o tipo n dando lugar a cuatro posible combinaciones:

- Unión p-Ge a p-GaAs
- Unión p-Ge a n-GaAs
- Unión n-Ge a p-GaAs
- Unión n-Ge a p-GaAs

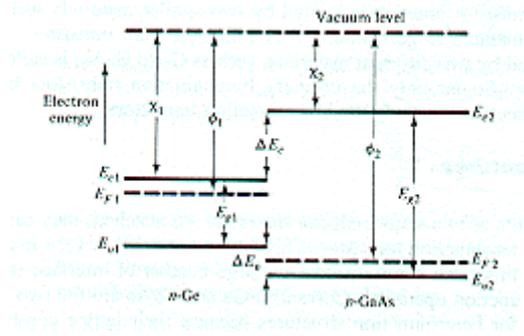


Figura 2.3-5 Transistor de heterojunción formado por materiales n-Ge, p-GaAs y n-GaAs.

### 2.3.3 Diodo Túnel

Después de la publicación del clásico documento de Esaki sobre los diodos túnel en 1958, el potencial de los diodos de túnel para aplicaciones en microondas fue rápidamente establecido. Antes de 1958, las características anormales de algunas uniones p-n fueron observadas por muchos científicos, pero estas irregularidades fueron rechazadas porque ellas no seguían la clásica ecuación de diodos. Esaki, sin embargo, describió estos fenómenos anormales mediante la aplicación de una teoría cuántica de túneles. El fenómeno de túnel es mayormente un efecto de los portadores.

El tiempo en el túnel de los portadores a través de la barrera de potencia no era gobernada por los conceptos clásicos del tiempo de transición (que el tiempo de transición era igual al ancho de la barrera de potencial dividido entre la velocidad de los portadores), sino más bien por la probabilidad de transición cuántica por unidad tiempo. Los diodos túnel son útiles en muchas aplicaciones en circuitos tales como amplificación de microondas, oscilación de microondas y memoria binaria ya que son de bajo costo, livianos, de alta velocidad, bajo consumo de energía y bajo ruido.

El diodo túnel es un diodo semiconductor de unión p-n con resistencia negativa. La resistencia negativa es creada por el efecto túnel de los electrones en la unión p-n. El dopaje de ambas regiones tipo p y tipo n es muy alto (son usadas concentraciones de impurezas de  $10^{19}$  a  $10^{20}$  átomos/cm<sup>3</sup>) y la zona de vaciamiento de la unión es muy delgada en el orden de los 100 Å o  $10^{-6}$  cm. Clásicamente, esto es posible para que estas partículas pasen la barrera si y solo si estas tienen una energía igual o mayor que la barrera de potencia.

El diodo túnel es usado en osciladores de microondas y amplificadores porque el diodo muestra una resistencia negativa característica en la región entre el pico de corriente  $I_p$  y el valle de corriente  $I_v$ . La curva característica I-V se muestra en la Figura 2.3-6.

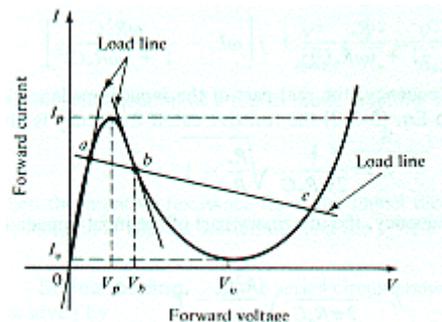


Figura 2.3-6 Curva característica I-V de un diodo túnel

### 2.3.4 Transistor de efecto de campo (FET)

Después que Shockley y sus colaboradores inventaron el transistor en 1948, él propuso en 1952 un nuevo tipo de transistor de efecto de campo (Field-Effect Transistor - FET) en el cual la conductividad de una capa del conductor era modulada por un campo eléctrico que la atravesaba. En un transistor convencional ambos portadores tanto mayoritarios como minoritarios eran involucrados; desde entonces a este tipo de transistores se le ha denominado transistor bipolar. En un transistor de efecto de campo el flujo de corriente es transportado solo por los portadores mayoritarios; a estos se les puede llamar transistores unipolares.

El transistor de efecto de campo es controlado por un voltaje en el tercer terminal al contrario de los transistores bipolares que son controlados por corriente.

El transistor unipolar de efecto de campo tiene varias ventajas con respecto al transistor bipolar y estas son:

- Puede tener una ganancia de voltaje en conjunto con la ganancia de corriente.
- Su eficiencia es mucho mayor que la de los transistores bipolares.
- Bajo ruido.
- Su frecuencia de operación está por el orden de la banda X.
- La resistencia de entrada es muy alta, en el orden de los megaohmios.

Entre los transistores unipolares de efecto de campo se encuentran los transistores de efecto de campo de unión (JFET's), transistores de efecto de campo de unión metal-semiconductor (MESFET's), transistores de altas movilidad de electrones (HEMT's) y los transistores de efecto de campo de unión metal-óxido-semiconductor (MOSFET's).

### 2.3.5 Transistores de Efecto de Campo de Unión (Junction Field-Effect Transistor)

El transistor de efecto de campo de unión puede tener la forma de una compuerta de unión p-n. Cuando esto ocurre se le denomina transistor de efecto de campo de unión o JFET, que luego se le referirá como MESFET (Metal-Semiconductor Field-Effect Transistor). El JFET originalmente fue propuesto por Shockley. En la Figura 2.3-7 se muestra el diagrama esquemático y un diagrama simbólico de un JFET de canal n.

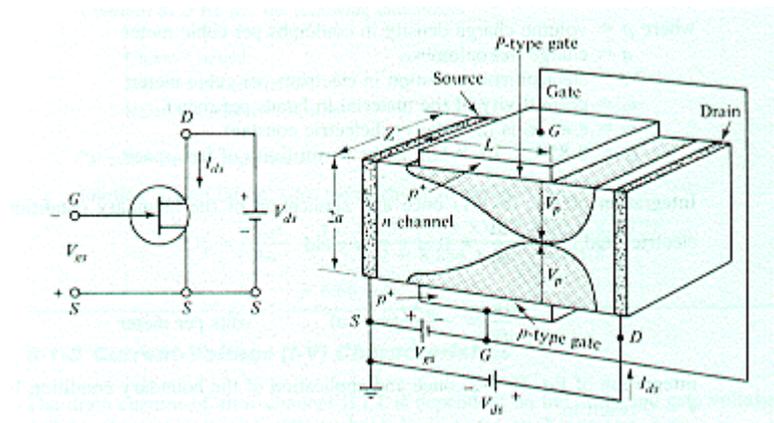


Figura 2.3-7 JFET de canal n

El material tipo n se encuentra dispuesto entre dos capas de material tipo p altamente dopado (designado como  $p^+$ ). Este tipo de dispositivo es llamado JFET de canal n. Si el material del medio es un semiconductor tipo p, entonces el dispositivo es llamado JFET de canal p. Las dos regiones tipo p del JFET de canal n mostrado en la figura son denominados compuertas. Al final de cada uno de los lados el canal n está unido a contactos metálicos. De acuerdo con la dirección de los voltajes mostrados en la Figura 2.3-8 el contacto de la izquierda es alimentado de electrones por la fuente y este terminal es llamado fuente (Source) y el contacto de la derecha es aquel por donde salen los electrones del material y es denominado drenador (Drain).

Bajo condiciones de operación normal, cuando el voltaje  $V_g$  es cero, la corriente del drenador  $I_d$  es también cero. El canal entre la unión de ambas compuertas está completamente abierto, cuando un pequeño voltaje del drenador (Drain)  $V_d$  es aplicado entre el drenador y la fuente (Source), el semiconductor tipo n se comporta como un resistor común y la corriente  $I_d$  se incrementa linealmente con  $V_d$ . Si es aplicado un voltaje  $V_g$  en sentido contrario a través de la unión p-n, la mayoría de los electrones libres son expulsados del canal y las regiones de carga espacial. Cuando el voltaje del drenador es incrementado, las regiones de carga espacial se expanden y se unen, esto hace que todos los electrones libres sean completamente expulsados de la región de unión. Esta condición es llamada Pinch-off.

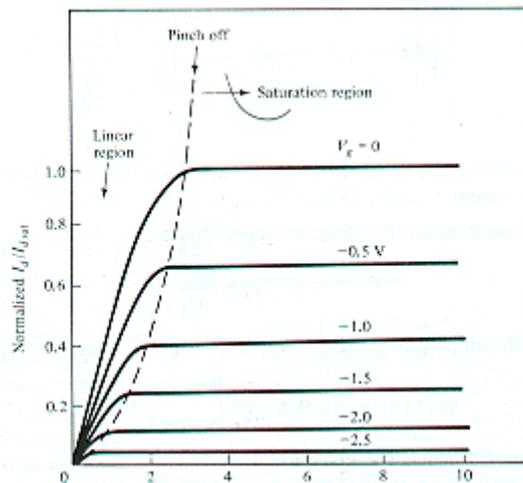


Figura 2.3-8 Curva características I-V de un JFET.

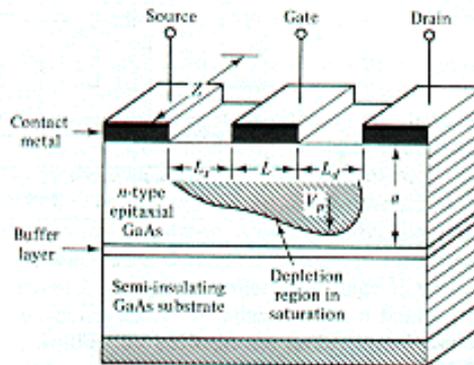
### 2.3.6 Transistor de Efecto de Campo de Unión Metal-Semiconductor (Metal-Semiconductor Field-Effect Transistor)

En 1938, Schottky sugirió que una barrera de potencial podría elevar las cargas espaciales fijas en el semiconductor sin la necesidad de una capa química. El modelo se derivó de su teoría llamada Barrera Schottky. Si el transistor de efecto de campo es construido con un diodo Schottky de unión metal-semiconductor, el dispositivo se llama transistor de efecto de campo de unión metal-semiconductor. El material puede ser Silicio (Si) o Arseniuro de Galio (GaAs) y el canal puede ser o tipo n o tipo p.

Desde que el MESFET de GaAs tuvo la capacidad de amplificar pequeñas señales en el rango de la frecuencia de la banda X con bajo ruido, este reemplazó a los amplificadores paramétricos de los sistemas de radar aéreos, ya que los anteriores eran complicados de fabricar además de ser costosos. El MESFET de GaAs tiene alta movilidad de electrones, campo eléctrico de alta intensidad y alta velocidad de deriva en saturación que los dispositivos de Silicio así que su potencia de salida es muy grande. Otra característica especial es su bajo ruido comparado con la

alta movilidad de electrones. Por esto el MESFET de GaAs es comúnmente usado en circuitos integrados para microondas de alta potencia, bajo ruido y amplificadores de banda ancha.

Un transistor unipolar como el MESFET de GaAs puede ser desarrollado usando un proceso epitaxial o el método de implantación de iones. La Figura 2.3-9 muestra el diagrama esquemático sencillo de un MESFET de GaAs.

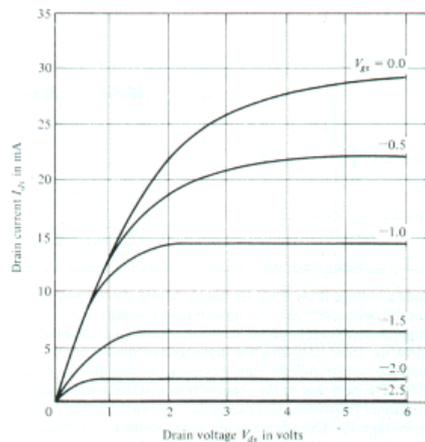


**Figura 2.3-9 MESFET de GaAs**

En el MESFET de GaAs, un sustrato es dopado con Cromo (Cr), el cual tiene un nivel de energía de Fermi cerca del ancho de la banda prohibida ( $E_c-E_v$ ) del GaAs.

La razón de usar Arseniuro de Galio (GaAs) en la fabricación de estos dispositivos en vez de Silicio es porque el GaAs posee mayor movilidad de electrones y puede operar a temperaturas y potencias mayores que el Silicio (Si).

En la Figura 2.3-10 que se muestra a continuación se apreciar la curva característica de un MESFET de canal n de GaAs.



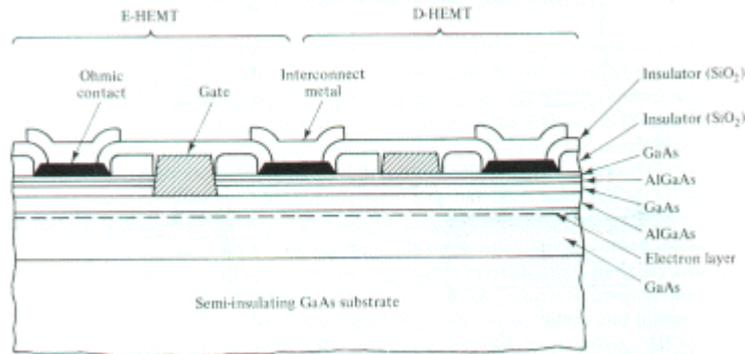
**Figura 2.3-10 Curva característica I-V de un MESFET de GaAs**

### 2.3.7 Transistores de Alta Movilidad de Electrones (High Electron-Mobility Transistor - HEMT)

La evolución de los circuitos integrados de alta velocidad a base de GaAs, ha sido el resultado del avance continuo de la tecnología ya que se han aprovechado las propiedades electrónicas que posee el Arseniuro de Galio sobre el Silicio. El aumento de la movilidad de electrones del GaAs y la facilidad de fabricar estos dispositivos fue posible gracias a las técnicas de

modulación de dopaje demostrada con GaAs - AlGaAs súper modernos. Un transistor de alta movilidad de electrones HEMT consiste en una estructura de heterojunción simple basada en la modulación de dopaje de GaAs - AlGaAs. Los HEMT's trabajan con muy bajo ruido y altas ganancias a frecuencias superiores a los 70 GHz y es posible construir amplificadores HEMT en frecuencias de operación muy altas.

La estructura básica de un HEMT es una heterojunción selectivamente dopada de GaAs - AlGaAs como se muestra en la Figura 2.3-11.



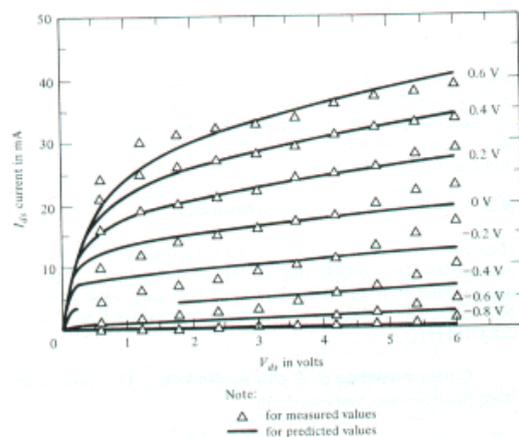
**Figura 2.3-11 Estructura básica de un HEMT.**

Una capa de GaAs no dopado y una capa de AlGaAs tipo n dopado con Silicio es colocada sobre un sustrato semi-aislante de GaAs. Una capa de gas electrónica (2-DEG) es creada entre la capa no dopada y las capas tipo n, una capa compensadora es colocada entre la capa de GaAs no dopada y el sustrato semi-aislante.

El HEMT puede ser fabricado usando técnicas de fabricación de circuitos integrados.

En la Figura 2.3-12 se muestra el corte transversal de una estructura E-HEMT y D-HEMT formando un inversor de lógica FET directamente acoplada (o DCFL por sus siglas en inglés).

La curva característica corriente (I) - voltaje (V) de un HEMT se muestra a continuación.



**Figura 2.3-12 Curva característica I-V de un HEMT.**

La alta velocidad de conmutación de un HEMT es cerca de 3 veces más rápida que los MESFET de GaAs. El retardo en el tiempo de conmutación de un HEMT es menor de 10 picosegundos ( $100^{-12}$  segundos), con una disipación de potencia de  $100 \mu W$  ( $100^{-6} W$ ). El HEMT es uno de los dispositivos más prometedores, ya que por su alta escala de integración puede ser usado en súper computadoras de alta velocidad.

## 2.3.8 Transistores de Efecto de Campo de unión Metal Oxido Semiconductor (MOSFET's)

El MOSFET es un dispositivo de 4 terminales y la corriente que circula internamente es controlada por un campo eléctrico. Los terminales son Fuente (Source), Compuerta (Gate), Drenador (Drain) y el Substrato (Substrate) cuando está polarizada la compuerta ( $V=0$ ), se cierran las uniones p-n ubicadas entre el drenador y la fuente y por esto no hay flujo de corriente entre la fuente y el drenado. Cuando se le aplica a la compuerta un voltaje positivo con respecto a la fuente (la entrada y el sustrato son comunes), las cargas negativas en el canal son inducidas y comienza a circular corriente por el canal. De ahí en adelante la corriente es controlada por el campo eléctrico, este tipo de dispositivo es llamado transistor de efecto de campo de unión o JFET. El MOSFET ha reemplazado a los BJT en muchas aplicaciones electrónicas porque sus estructuras son más sencillas y su costo es menor. Entre estos también se encuentran los MOSFET de canal n (nMOS), MOSFET de canal p (PMOS), MOSFET complementarios (CMOS), memorias de compuertas lógicas y dispositivos de carga acoplada (CCDs).

El transistor de efecto de campo de Metal-Aislante-Semiconductor (MISFET) El cual es formado por un metal como es el Aluminio (Al) y un semiconductor como puede ser el Silicio (Si), Germanio (Ge) o el Arseniuro de Galio (GaAs) colocados entre un aislante como puede ser  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{Si}_3\text{N}_4$  o  $\text{Al}_2\text{O}_3$ . Si la estructura formada es Al-  $\text{SiO}_2$ -Si también es llamada MOSFET aunque coincida con el MISFET. El MOSFET es muy usado en la fabricación de circuitos para microondas de alta escala de integración.

Los MOSFET pueden ser tanto de canal n como de canal p. El MOSFET canal n consiste en un sustrato semiconductor tipo p levemente dopado, en la cuál dos secciones tipo  $n^+$  altamente dopadas difunden como se muestra en la Figura 2.3-13.

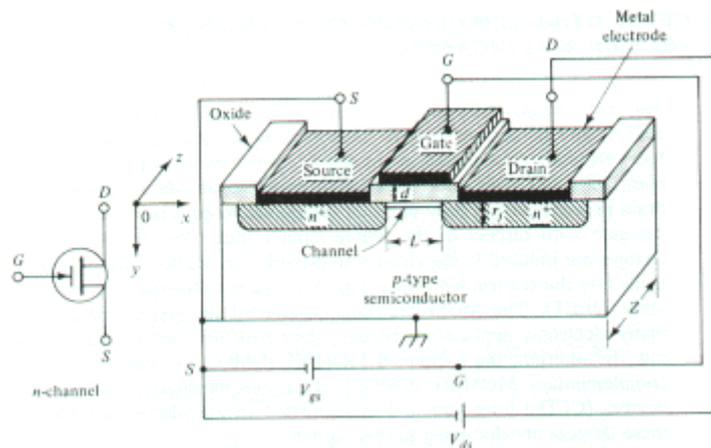


Figura 2.3-13 Estructura básica de un MOSFET.

Esas secciones tipo  $n^+$  que actúan como fuente (Source) y drenador (Drain) se encuentran separadas cerca de  $0.5 \mu\text{m}$ . Una delgada capa de aislante de Dióxido de Silicio ( $\text{SiO}_2$ ) es colocada sobre la superficie de la estructura. El contacto metálico en el aislante es llamado compuerta (Gate). El polisilicón altamente dopado o una combinación de Silicio y polisilicón también pueden ser usados como el electrodo de compuerta.

El funcionamiento de este dispositivo consiste en que cuando no se aplica ningún voltaje a la compuerta (Gate) de un MOSFET de canal tipo n, las conexiones entre el electrodo de la fuente (Source) y el electrodo del drenador (Drain) quedan interrumpidos, es decir, no circula corriente. Cuando se aplica un voltaje positivo (con respecto a la fuente) a la compuerta, las

cargas positivas son depositadas en el metal de la compuerta, como consecuencia las cargas negativas es inducida en el semiconductor tipo p a la región del aislante semiconductor.

Hay cuatro modos básicos d operación para los MOSFET's de canal n y de canal p y son los siguientes:

- *Modo de enriquecimiento del canal (Normalmente OFF)*. Cuando el voltaje de compuerta es cero, la conductancia del canal es muy baja y este no conduce, es decir, se necesita un voltaje positivo para que el canal entre en conducción.
- *Modo de vaciamiento del canal n (Normalmente ON)*. Si existe equilibrio en el canal, un voltaje negativo debe ser aplicado a la compuerta para extraer los portadores del canal.
- *Modo de enriquecimiento del canal p (Normalmente OFF)*. Un voltaje negativo debe ser aplicado a la compuerta para inducir a que el canal conduzca.
- *Modo de vaciamiento del canal p (Normalmente ON)*. Un voltaje positivo debe ser aplicado a la compuerta para extraer los portadores del canal y aislarlo.

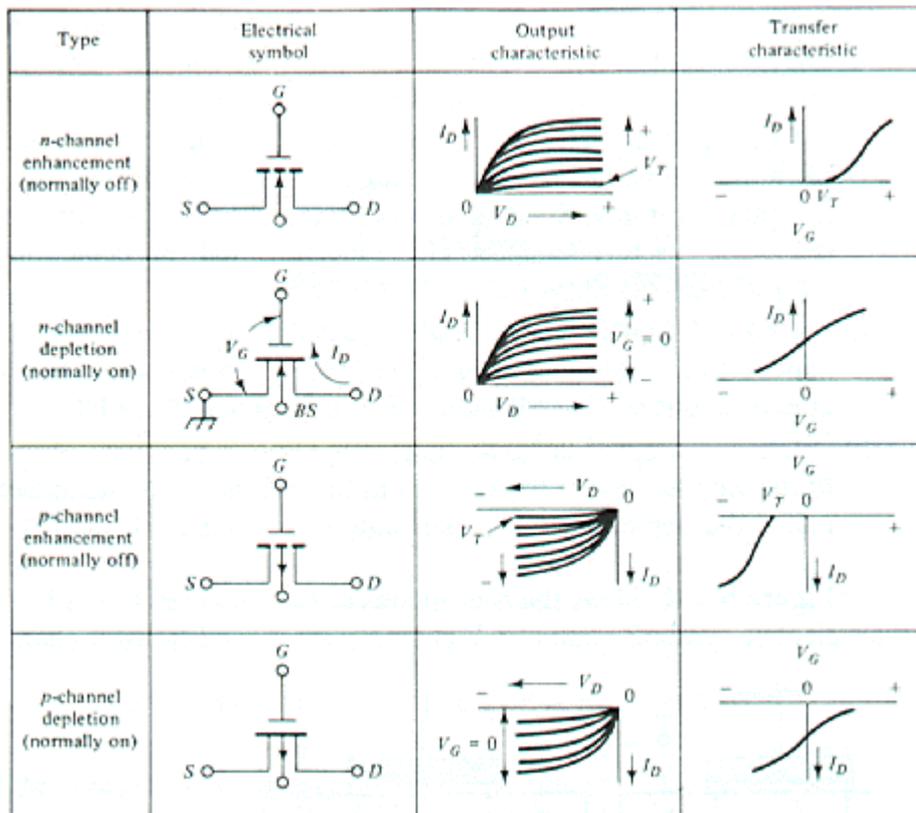


Figura 2.3-14 Modos de funcionamiento MOSFET.

El MOSFET es frecuentemente usado como amplificador de potencia ya que ofrecen dos ventajas sobre los MESFET's y los JFET's y ellas son:

- En la región activa de un MOSFET en modo de enriquecimiento, la capacitancia de entrada y la trasconductancia es casi independiente del voltaje de la compuerta y la capacitancia de salida es independiente del voltaje del drenador. Este puede proveer una potencia de amplificación muy lineal.

- El rango de voltaje activo de la compuerta puede ser mayor porque los MOSFET's de canal n en modo de vaciamiento pueden operar desde la región de modo de vaciamiento ( $-V_g$ ) a la región de modo de enriquecimiento ( $+V_g$ ).

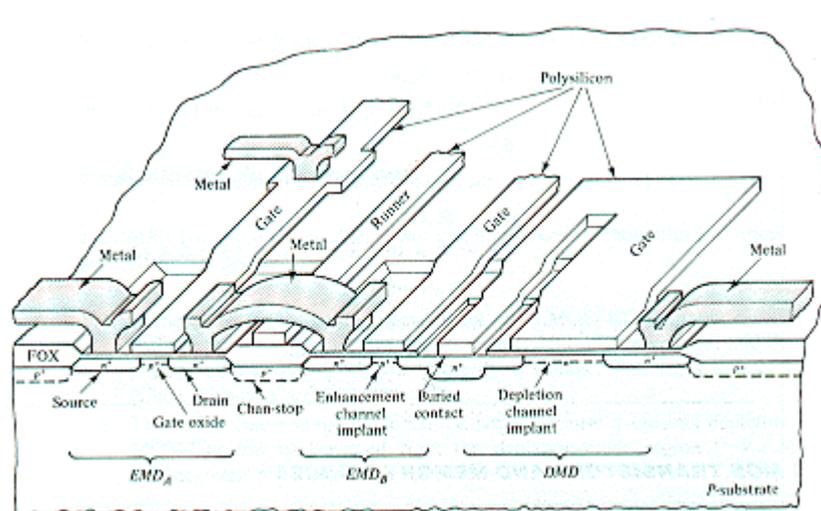
## 2.3.9 Transistores MOS

Como se ve en la figura mostrada en la página de los MESFET, la fuente, el canal y el drenador se encuentran circundados por una región de vaciamiento, así que estos no necesitan componentes aislantes individuales. La eliminación de estas regiones aislantes en los transistores MOS ha permitido una mayor densidad de empaquetamiento en un chip semiconductor que en un transistor de unión bipolar. El MOSFET puede ser subdividido en dos grupos:

- El MOSFET de canal n, comúnmente llamado NMOS.
- El MOSFET complementario llamado CMOS.

### 2.3.9.1 Dispositivos NMOS

El transistor de efecto de campo de metal-óxido-semiconductor (MOSFET) es el dispositivo dominante en los circuitos de muy alta escala de integración (VLSI). En los años 60 el MOSFET de canal p (PMOS) fue originalmente usado en circuitos integrados. Pero el MOSFET de canal n (NMOS) ha dominado el mercado de los circuitos integrados desde los años 70, porque su movilidad de electrones es mucho mayor que la de huecos. La Figura 2.3-15 muestra un circuito lógico NMOS en tres dimensiones.



**Figura 2.3-15 Circuito lógico NMOS.**

En la Figura 2.3-15 se puede ver dos dispositivos en modo de enriquecimiento (Normalmente OFF) ( $EMD_A$  y  $EMD_B$ ) que están en serie con un dispositivo en modo de vaciamiento (Normalmente ON) ( $DMD$ ). Un campo de óxido (FOX) rodea los transistores y, la compuerta y la fuente del  $DMD$  está conectada al contacto enterrado. Una capa de dieléctrico separa las capas superiores de las inferiores. En el JFET la alta resistencia de entrada es obtenida con la polarización inversa de la unión p-n. En el MOSFET la extremadamente alta resistencia de entrada ( $\sim 10^{14}$  Ohms) es posible mediante el aislante.

### 2.3.9.2 Dispositivos CMOS

El MOS complementario (CMOS) es hecho tanto de dispositivos NMOS como de dispositivos PMOS y su poder de consumo es menor. En algunos diseños CMOS, el circuito NMOS es incorporado en dominó-CMOS para tomar ventaja de la alta velocidad del NMOS con el bajo consumo del CMOS.

Hay tres estructuras de los dispositivos CMOS: El n-tub, el p-tub y el twin-tub. Cuando el tub (batea) es formado por un sustrato tipo p, el dispositivo es llamado n-tub. Cuando es formado por un sustrato tipo n es llamado p-tub. Si un n-tub y un p-tub son combinados en el mismo sustrato, al dispositivo se le llama twin-tub. Un tub también es llamado pozo y puede ser producido por pasos extra de difusión. La Figura 2.3-16 muestra un n-tub, un p-tub y un twin-tub.

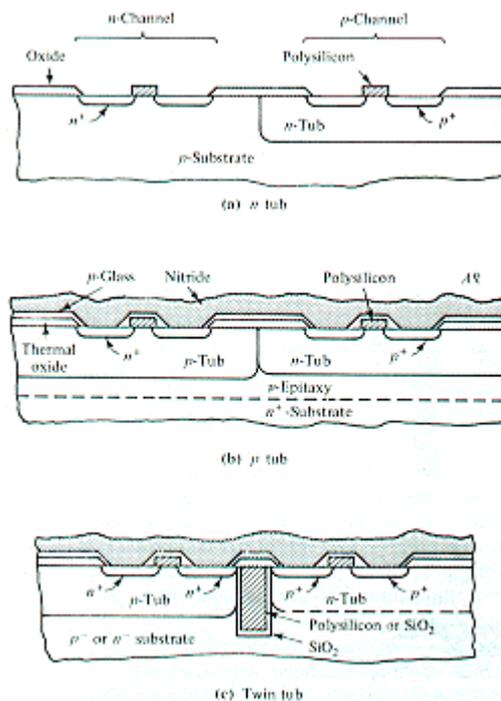


Figura 2.3-16 Estructuras CMOS.

### 2.3.10 Amplificadores de bajo ruido

Los amplificadores de bajo nivel de ruido se diseñan para incrementar los niveles de señal a la entrada mientras que provocan la mínima degradación posible de la relación señal a ruido. El diseño de un amplificador de mínimo ruido conlleva varias consideraciones. La primera de ellas y la más importante es una selección adecuada del transistor FET. Para aplicaciones de bajo ruido, los FETs se alimentan con bajos niveles de corriente (normalmente el 20% del  $I_{DSS}$ , 3 V de tensión  $V_{DS}$ ). A estos niveles de alimentación, la ganancia de potencia es mucho menor que con niveles mayores (normalmente  $P_{1dB}=10-12$  dBm para un ancho de puerta del FET de 300  $\mu m$ ). Se diseña la red de acoplo a la salida (FET drain) para obtener el máximo acoplo a la salida, sin embargo en la red de acoplo a la entrada se introduce un desacoplo considerable con la entrada del dispositivo para obtener el mínimo ruido, lo que lleva asociado que no se consiga toda la transferencia de potencia posible. Para finalizar, para obtener el mejor nivel de ruido o nivel de ruido óptimo es crítico minimizar las pérdidas del circuito en el puerto de entrada que se añaden directamente a la figura de ruido del amplificador.

La selección de un FET para una aplicación particular es directa pero a veces tediosa. Una manera simple es simular la ejecución de los FETs disponibles para una aplicación particular y seleccionar entonces el FET óptimo basándose en parámetros críticos como pueden ser el coste, la fiabilidad y el rendimiento eléctrico.

Los parámetros eléctricos están disponibles en los catálogos de los fabricantes e incluyen: los parámetros S bajo un par de condiciones de alimentación por lo menos, el coeficiente de reflexión óptimo para obtener la mínima figura de ruido, la resistencia de ruido equivalente  $R_n$ , la figura de ruido mínima, la ganancia asociada y la máxima ganancia disponible a varias frecuencias.

En el siguiente gráfico se puede ver una representación de las mínimas figuras de ruido para los distintos FETs dependiendo de la frecuencia. Como se podrá comprobar después la tecnología que nos interesa y que emplearemos en nuestro proyecto será la de GaAs ya que ofrece las figuras de ruido mínimas para las frecuencias de interés de nuestro proyecto (1,4204 GHz, línea de 21 cm del hidrógeno).

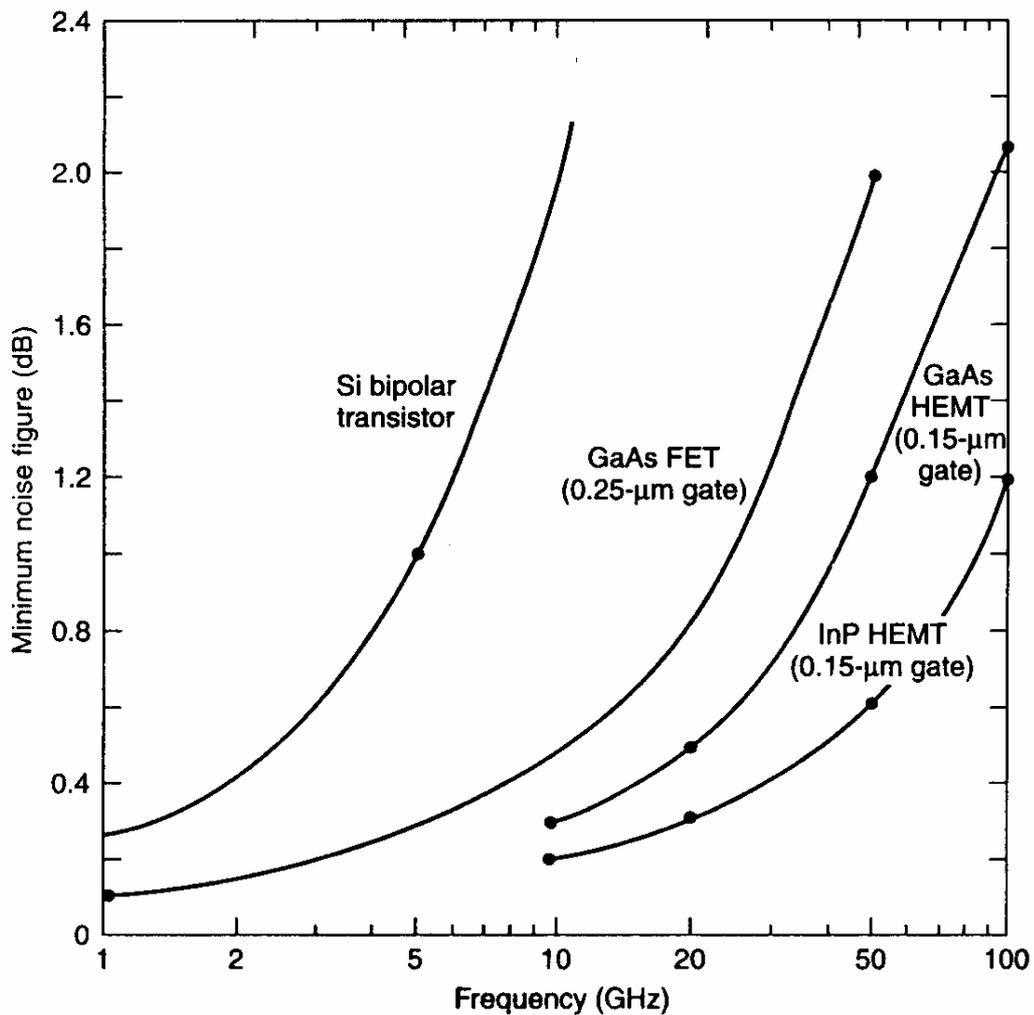


Figura 2.3-17 Figuras de ruido mínimas de los transistores en función de la frecuencia

### 2.3.11 Caracterización de los Amplificadores

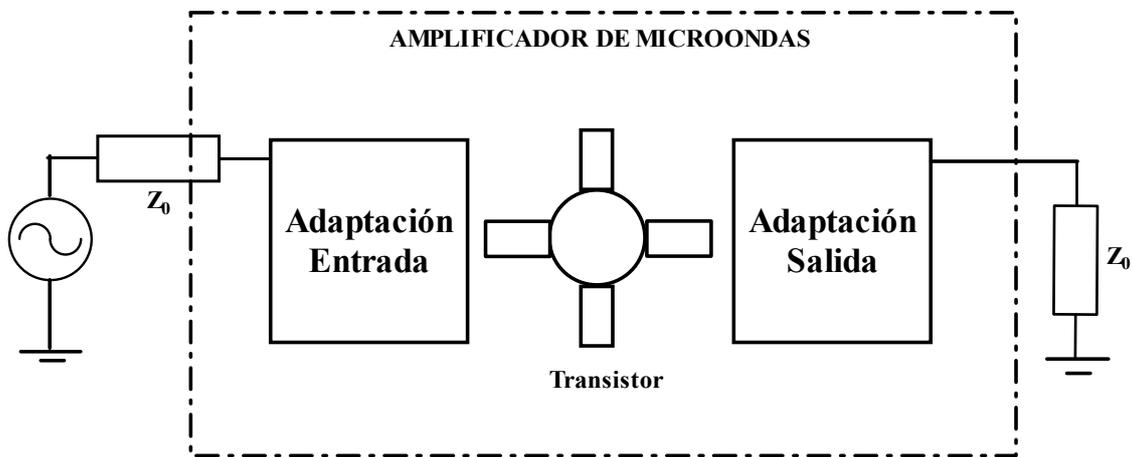
Los amplificadores se componen de dispositivos activos, que son aquellos cuyo funcionamiento depende de la polarización que se le aplique (diodos, transistores, válvulas y tubos de vacío).

Los parámetros S de un dispositivo activo presentan las siguientes particularidades:

- Los parámetros S dependerán del punto de polarización: Funcionamiento NO LINEAL.
- Normalmente  $S_{11}, S_{22} \neq 0$
- No es recíproca  $S_{21} \neq S_{12}$
- No es pasiva  $|S_{ij}|$  puede ser  $> 1$
- Al no ser pasiva y sin pérdidas no cumple unitariedad:  $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 \neq 1$

La primera consecuencia es que al ser  $S_{11}, S_{22} \neq 0$  para conseguir la Máxima Transferencia de Potencia (MTP) y que no se produzcan reflexiones en el circuito habrá que emplear redes de adaptación a la entrada y la salida y la ganancia de transferencia ya no vendrá dada sólo por  $S_{21}$ .

Un amplificador de microondas será en realidad el sistema formado por el conjunto del transistor con su red de polarización más las redes de adaptación de entrada y salida:



*Figura 2.3-18 Esquema general de un Amplificador de Microondas*

A la hora de diseñar un amplificador muchas son las características que deben de ser tenidas en cuenta pero los siguientes apartados se centraran en las más importantes y las que nos van a servir para diseñar nuestro amplificador de bajo ruido como son, la ganancia de transferencia, las etapas de adaptación de entrada y salida, la caracterización del ruido, la estabilidad y la ganancia del amplificador.

### 2.3.12 Relaciones de potencia en cuadripolos amplificadores

Nos referiremos en este apartado a la situación de la Figura 2.3-19. En ella, un cuadripolo amplificador (caracterizado por sus parámetros S) entrega potencia a una carga cualquiera  $Z_L$ , y es excitado a su vez por un generador de impedancia compleja  $Z_S$ :

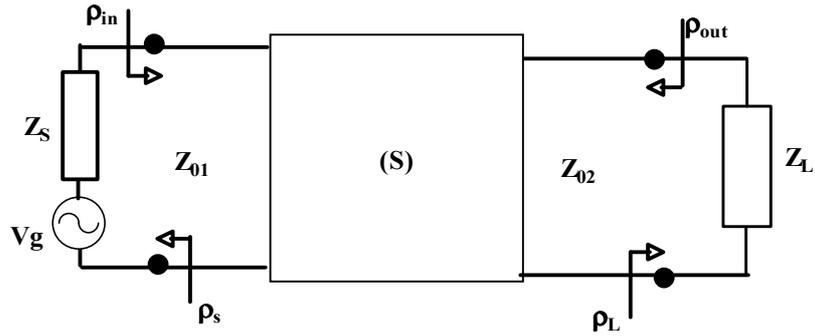


Figura 2.3-19 Cuadripolo amplificador caracterizado por sus parámetros S

Para conocer el comportamiento del cuadripolo anterior en cuanto a su capacidad de amplificar, se definen normalmente las tres relaciones de potencia siguientes:

- Ganancia de transducción o de transferencia ( $G_T$ ).
- Ganancia de Potencia ( $G_p$ ).
- Ganancia Disponible ( $G_D$ ).

En este proyecto solamente se necesita conocer la primera de las tres por lo que se omitirá la formulación de las otras dos.

### 2.3.12.1 Ganancia de transducción o de transferencia ( $G_T$ )

Es la relación entre la potencia entregada a la carga  $Z_L$  y la potencia disponible del generador conectado a la entrada del cuadripolo; depende tanto del cuadripolo, como de  $Z_S$  y  $Z_L$ :

$$G_T = \frac{P_{\text{entregada a la salida}}}{P_{\text{disponible del generador}}} = \frac{P_L}{P_{\text{aus}}} \quad (2.3-1)$$

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\rho_S|^2)(1 - |\rho_L|^2)}{|(1 - \rho_{in}\rho_S)(1 - \rho_{out}\rho_L)|^2} \quad (2.3-2)$$

sabiendo que  $\rho_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L}$  y  $\rho_{out} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\rho_S}{1 - S_{11}\rho_S}$  la ecuación anterior queda:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{\text{aus}}} = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\rho_L|^2) \cdot (1 - |\rho_S|^2)}{|(1 - \rho_S \cdot S_{11}) \cdot (1 - \rho_L \cdot S_{22}) - S_{21} \cdot S_{12} \cdot \rho_L \cdot \rho_S|^2} \quad (2.3-3)$$

Cómo se puede apreciar en las ecuaciones, la ganancia de transferencia de entrada dependerá tanto de la red de entrada ( $\rho_S$ ) como de la de salida ( $\rho_L$ ).

Se observa en la ecuación 2.3-3 que si se busca un diseño con el que obtener la Máxima Transferencia de Potencia (MTP) ( $G_T$  máxima) se deberá cumplir que  $\rho_S = \rho_{in}^*$  y  $\rho_L = \rho_{out}^*$ . Para lograr esta adaptación conjugada, se usan unas redes de adaptación a la entrada y a la salida del transistor, tal y como se muestra en la Figura 2.3-20.

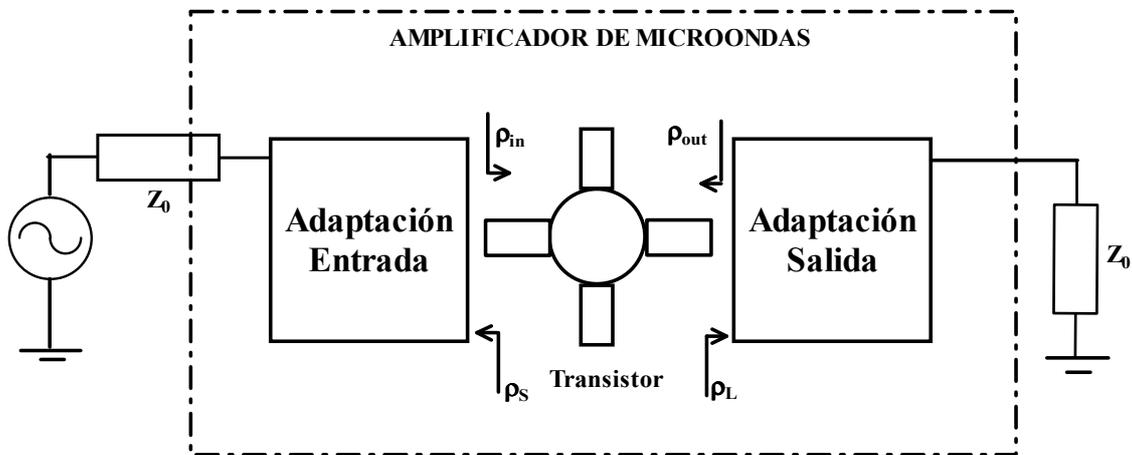


Figura 2.3-20 Amplificador de microondas y coeficientes de reflexión

Por lo tanto, el diseño de un amplificador adaptado se traduce en el diseño de sus redes de adaptación a la entrada y a la salida.

Además, hay que notar que si se cumplen las condiciones para MTP ( $\rho_S = \rho_{in}^*$  y  $\rho_L = \rho_{out}^*$ ) El amplificador presentará a su entrada y a su salida una adaptación perfecta respecto de la fuente y la carga de  $Z_0$  ( $S_{11}=0$  y  $S_{22}=0$ ). La **máxima ganancia disponible** (Maximum Available Gain o MAG) se define como la ganancia de transducción en condiciones de adaptación conjugada simultánea en entrada y salida.

Se puede apreciar la dificultad de resolver la ecuación 2.3-3 sustituyendo por los valores de  $\rho_S = \rho_{in}^*$  y  $\rho_L = \rho_{out}^*$  ya que  $\rho_{in}$  y  $\rho_{out}$  dependen de las redes de adaptación ( $\rho_L$  y  $\rho_S$ ). Una solución es aquella en que el cuadripolo amplificador no posee realimentación interna ( $S_{12} = 0$ ). Con lo que quedará que  $\rho_{in} = S_{11}$  y  $\rho_{out} = S_{22}$ . En este caso, la expresión conduce directamente a la ecuación 2.3-4 que nos da lo que se conoce como “Ganancia de Transducción Unilateral”:

$$G_{Tu} = \underbrace{\frac{1 - |\rho_S|^2}{|(1 - \rho_S \cdot S_{11})|^2}}_{G_1} \cdot \underbrace{|S_{21}|^2}_{G_0} \cdot \underbrace{\frac{1 - |\rho_L|^2}{|(1 - \rho_L \cdot S_{22})|^2}}_{G_2} \quad (2.3-4)$$

Siendo  $S_{12}=0$  las ecuaciones  $\rho_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L}$  y  $\rho_{out} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\rho_S}{1 - S_{11}\rho_S}$  quedan como  $\rho_{in} = S_{11}$  y  $\rho_{out} = S_{22}$  si se quiere la máxima transferencia de potencia en el diseño unilateral (MTPu), como en el caso general, se deberá cumplir que  $\rho_S = S_{11}^*$  y  $\rho_L = S_{22}^*$ , lo que llevado a la ecuación anterior 2.3-4 significa  $G_{Tu MAX} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$ . Para

cualquier otro valor de  $\rho_S$  y  $\rho_L$  se obtendrán valores de ganancia unilateral  $G_{TU}$  menores que la ganancia máxima unilateral  $G_{TU\text{MAX}}$ :

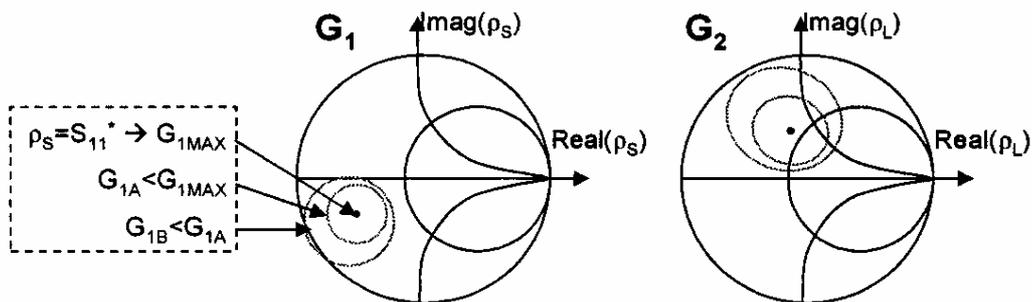
- **Circunferencias de  $G_1$  constante:** Los valores de fuente  $\rho_S$  que hacen que  $G_1 > G_{10}$  están dentro de la circunferencia en el plano  $\rho_S$  dada por:

$$G_{10} = \frac{1 - |\rho_S|^2}{|1 - S_{11} \cdot \rho_S|^2} \Rightarrow \begin{cases} C_1 = \frac{G_{10} \cdot S_{11}^*}{1 + G_{10} \cdot |S_{11}|^2} \\ R_1 = \frac{\sqrt{1 - G_{10} \cdot (1 - |S_{11}|^2)}}{1 + G_{10} \cdot |S_{11}|^2} \end{cases}$$

- **Circunferencias de  $G_2$  constante:** Los valores de fuente  $\rho_L$  que hacen que  $G_2 > G_{20}$  están dentro de la circunferencia en el plano  $\rho_L$  dada por:

$$G_{20} = \frac{1 - |\rho_L|^2}{|1 - S_{22} \cdot \rho_L|^2} \Rightarrow \begin{cases} C_2 = \frac{G_{20} \cdot S_{22}^*}{1 + G_{20} \cdot |S_{22}|^2} \\ R_2 = \frac{\sqrt{1 - G_{20} \cdot (1 - |S_{22}|^2)}}{1 + G_{20} \cdot |S_{22}|^2} \end{cases}$$

Dados unos valores de ganancia  $G_1$  se obtiene una familia de circunferencias en el plano  $\rho_S$ . De la misma manera se obtiene en el plano  $\rho_L$  la familia de circunferencias  $G_2$ . ()



**Figura 2.3-21** Curvas de ganancia constante

Para determinar cuánto error se comete si se emplea  $G_{TU}$  en la caracterización de un dispositivo en el que  $S_{12} \neq 0$ , se define el factor de mérito unilateral  $u$ :

$$u = \left| \frac{S_{11} S_{12} S_{21} S_{22}}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \right|$$

Con este parámetro puede acotarse el error cometido en el cálculo de la  $G_T$  mediante la expresión:

$$\frac{1}{(1+u)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-u)^2}$$

### 2.3.12.2 Ganancia de potencia ( $G_p$ )

Es la relación entre la potencia entregada a  $Z_L$  y la potencia entregada en la puerta de entrada del cuadripolo; es función solamente del cuadripolo y de  $Z_L$ :

$$G_p = P_{\text{entregada a la salida}} / P_{\text{entregada al cuadripolo}}$$

### 2.3.12.3 Ganancia disponible ( $G_D$ )

Es la relación entre la potencia disponible a la salida del cuadripolo y la disponible del generador conectado a su entrada; es función solamente de la impedancia interna del generador  $Z_S$ , y del cuadripolo:

$$G_D = P_{\text{disponible a la salida}} / P_{\text{disponible del generador}}$$

## 2.3.13 Condiciones de adaptación conjugada.

Como veíamos en la ecuación 2.3-3 del apartado 2.3.12.1 que si se buscaba un diseño con el que obtener la Máxima Transferencia de Potencia (MTP,  $G_T$  máxima o MAG) se debía cumplir que  $\rho_S = \rho_{in}^*$  y  $\rho_L = \rho_{out}^*$ , es decir, que el cuadripolo estuviera simultáneamente adaptado y, para lograr esta **adaptación conjugada**, se usaban unas redes de adaptación a la entrada y a la salida del transistor, tal y como veíamos en la Figura 2.3-20. Veíamos así mismo en el caso unilateral la posibilidad de obtener los coeficientes de reflexión de fuente y de carga que proporcionaban la ganancia máxima mediante una aproximación con su error asociado. Veremos ahora el caso bilateral que es una forma más precisa de obtener estos coeficientes.

Pues bien, sustituyendo en  $\rho_S = \rho_{in}^*$  y  $\rho_L = \rho_{out}^*$  nos quedaría:

$$\rho_S^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L} \quad (2.3-5)$$

$$\rho_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_S}{1 - S_{22}\rho_S} \quad (2.3-6)$$

Sustituyendo 2.3-6 en 2.3-5 se deduce:

$$C_1\rho_S^2 - B_1\rho_S + C_1^* = 0 \quad (2.3-7)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.3-8)$$

$$C_1 = S_{11} - S_{22}^*\Delta \quad (2.3-9)$$

y análogamente, eliminando  $\rho_S$ :

$$C_2 \rho_L^2 - B_2 \rho_L + C_2^* = 0 \quad (2.3-10)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.3-11)$$

$$C_2 = S_{22} - S_{11}^* \Delta \quad (2.3-12)$$

$$\Delta = \det[s] = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad (2.3-13)$$

Las raíces de las ecuaciones 2.3-7 y 2.3-10, vienen dadas respectivamente por:

$$\rho_S = C_1^* \left[ \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2|C_1|^2} \right] \quad (2.3-14)$$

$$\rho_L = C_2^* \left[ \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|^2} \right] \quad (2.3-15)$$

donde el signo negativo se elegirá cuando  $B_1$  o  $B_2$  sean positivos y, se elegirá el signo positivo cuando  $B_1$  o  $B_2$  sean negativos.

Con las ecuaciones 2.3-14 y 2.3-15 podemos obtener los coeficientes de reflexión de fuente y de carga con los que se consigue **la máxima transferencia de potencia (MTP)** en el cuadripolo ya que bajo estas condiciones la entrada y la salida del mismo están adaptadas simultáneamente. Dado que no se realiza ninguna aproximación para simplificar, como en el caso unilateral, la potencia obtenida al emplear los coeficientes de reflexión hallados con las ecuaciones anteriores no tendrá un error asociado.

### 2.3.14 Estabilidad de un Amplificador

En el diseño de un amplificador se debe tener en cuenta que las redes de entrada y salida serán pasivas ( $|\rho_S|, |\rho_L| < 1$ ) pero los parámetros S del transistor pueden ser tales que  $|S_{ij}| > 1$ , y esto puede dar lugar a  $|\rho_{in}| > 1$  ó  $|\rho_{out}| > 1$  lo que puede ocasionar oscilaciones no deseadas (INESTABILIDAD). Cuando se produce inestabilidad se generan interferencias y se disminuye la eficiencia de un amplificador. A frecuencias de microondas es muy fácil que se produzcan oscilaciones si no se tiene cuidado a la hora de diseñar el amplificador. Las oscilaciones pueden ocurrir a frecuencias que no se propagan fuera del amplificador porque son filtradas, bloqueadas por los condensadores de alimentación o a frecuencias para las cuales los equipos de test no tienen sensibilidad. No es inusual para los amplificadores de microondas oscilar entre 1 MHz y 30 GHz o incluso a frecuencias mayores.

Los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$  forman un bucle de realimentación que, dependiendo de las impedancias de carga y de fuente, puede producir oscilaciones. En un amplificador ideal,  $S_{12}$  será cero y el amplificador será incondicionalmente estable. Pero si  $S_{12} \neq 0$ , el coeficiente de reflexión de entrada  $\rho_{in}$  con una carga arbitraria  $Z_L$  y el coeficiente de reflexión de salida  $\rho_{out}$  con un valor de  $Z_S$  arbitrario se pueden expresar como:

$$\rho_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L} \quad (2.3-16)$$

$$\rho_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_S}{1 - S_{11}\rho_S} \quad (2.3-17)$$

Un **transistor incondicionalmente estable** es aquel que es estable independientemente de las redes de adaptación a la entrada o a la salida que se le introduzcan para formar el amplificador completo.

Por el contrario, **la estabilidad es condicional** (o el cuadripolo es potencialmente inestable), cuando existen ciertas impedancias pasivas que, a la frecuencia de interés, hacen que  $|\rho_{in}|$  ó  $|\rho_{out}|$  sean mayores que la unidad.

En términos de los parámetros S del FET, la **estabilidad incondicional** se asegura si se satisfacen simultáneamente las siguientes inecuaciones:

$$\begin{aligned} |S_{11}| < 1 & \quad |S_{22}| < 1 \\ |\rho_{in}| < 1 & \quad |\rho_{out}| < 1 \end{aligned} \quad (2.3-18)$$

Como se ha dicho las redes de adaptación de entrada y salida serán pasivas por lo que ( $|\rho_S|, |\rho_L| < 1$ ), bajo las condiciones 2.3-18 se cumple que

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.3-19)$$

siendo

$$\Delta = \det(S) = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \quad (2.3-20)$$

El coeficiente K se conoce como factor de estabilidad del transistor y se emplea para el estudio de ésta. Esto quiere decir que un **transistor será incondicionalmente estable** para cualquier red de adaptación de entrada y de salida pasiva siempre que se cumpla que  $K > 1$  y que  $|\Delta| < 1$ .

Así cuando  $K > 1$ , el cuadripolo es simultáneamente adaptable con impedancias pasivas en entrada y salida. Si  $|\Delta| \leq 1$ , ninguna impedancia pasiva puede colocarle en situación de inestabilidad, mientras que si  $|\Delta| > 1$  este peligro existe, aunque las impedancias de adaptación siempre se encuentren en las zonas estables.

Un caso particular es el unilateral, es decir, cuando el parámetro  $S_{12} = 0$  y por consiguiente  $K = \infty$ . En este caso, los coeficientes de reflexión de entrada y salida son siempre  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , con independencia de las terminaciones  $Z_S$  y  $Z_L$ . Por ello, y como suponemos  $|S_{11}| < 1$  y  $|S_{22}| < 1$ , el amplificador resulta ser incondicionalmente estable y adaptable.

Si  $K < 1$  el **cuadripolo** se dice que es **potencialmente inestable** y se deberán diseñar las redes de adaptación de entrada y de salida de manera que eviten posibles inestabilidades debidas a cambios en los parámetros del dispositivo, variaciones en la fabricación y cambios en la temperatura. Bajo estas condiciones se dice que el **amplificador** es **condicionalmente estable** y no oscilará.

Para el caso  $-1 < K < 1$  sólo se pueden utilizar amplificadores estables renunciando a la adaptación (al menos de una de las puertas), y eligiendo terminaciones dentro de las zonas estables.

Y en el caso de que  $K < -1$  el cuadripolo es inestable cualesquiera que sean las terminaciones pasivas empleadas. Por ello, sólo puede conseguirse la estabilidad en este caso, conectando resistencias estabilizadoras (padding) que incrementen el valor de la constante K del dispositivo.

En la tabla siguiente se resumen los resultados anteriores para los distintos tipos de amplificadores:

$K = \infty$	Unilaterales ( $S_{12} = 0$ ), Incondicionalmente estables y Adaptables.	
$K > 1$	$ \Delta  \leq 1$	Incondicionalmente Estables y Adaptables.
	$ \Delta  > 1$	Condicionamente Estables y Adaptables.
$-1 < K < 1$	Condicionamente Estables y No Adaptables.	
$K < -1$	Inestables con posibilidad de estabilización resistiva (padding)	

Para asegurar que no se produzca inestabilidad se diseñará para que  $|\rho_{in}| < 1$  y  $|\rho_{out}| < 1$ . En las siguientes figuras se pueden ver las partes de la red necesarias para el cálculo de estos coeficientes. Para el coeficiente de reflexión a la entrada,  $\rho_{in}$ , se tendrá en cuenta el transistor y la red de salida.

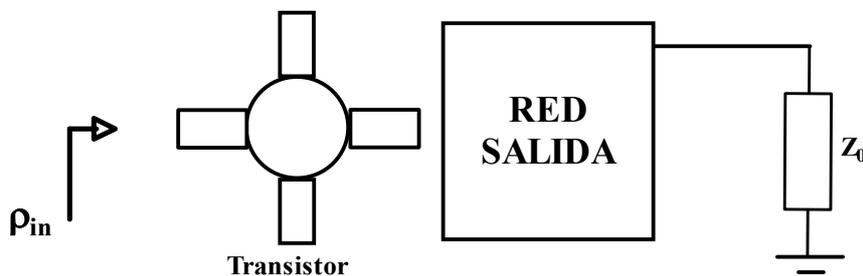


Figura 2.3-22 Coeficiente de reflexión de entrada del amplificador

El coeficiente de reflexión a la salida  $\rho_{out}$  se calculará a partir de la red de entrada y el transistor. Para el cálculo de los coeficientes de reflexión los generadores se verán como si fueran un cortocircuito.

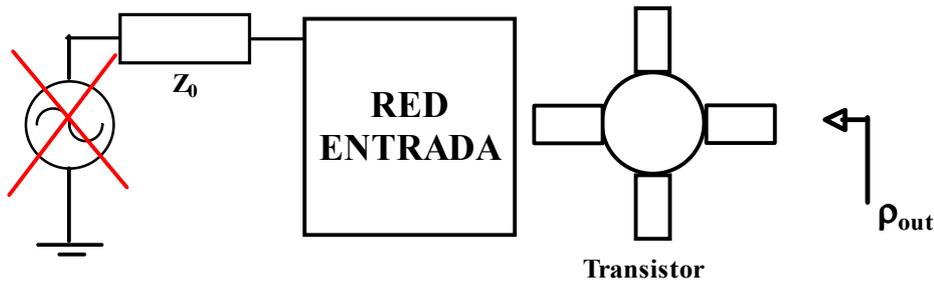


Figura 2.3-23 Coeficiente de reflexión de salida del amplificador

Como se ha visto, para que un amplificador sea inestable basta con que  $|\rho_{in}| > 1$  ó  $|\rho_{out}| > 1$  por lo que será necesario estudiar cuando ocurre esto para poder evitarlo.

Sabiendo que  $|\rho_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L} \right|$  y  $|\rho_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_S}{1 - S_{11}\rho_S} \right|$  se observa que la estabilidad a la entrada y a la salida dependen respectivamente de  $\rho_L$  y  $\rho_S$  por lo que el estudio se puede llevar a cabo por separado. Se realizará por tanto un estudio para la estabilidad a la entrada del amplificador que depende de  $\rho_L$  y otro para la salida que depende de  $\rho_S$ .

### 2.3.14.1 Estabilidad a la entrada (circulo de $\rho_L$ )

El límite de estabilidad estará en  $|\rho_{in}| = 1$ , esto es,  $|\rho_{in}| = 1 = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L} \right|$ .  $\rho_{in}$  va a depender de los parámetros S del transistor que vienen dados en las especificaciones de mismo y no se pueden modificar en el diseño y el coeficiente de reflexión de carga  $\rho_L$  que depende del diseño de la red de salida y que por lo tanto es ajustable.

Se tendrán que ver los valores de  $\rho_L$  que producen inestabilidad para conocer si nuestro diseño es condicional o incondicionalmente estable.

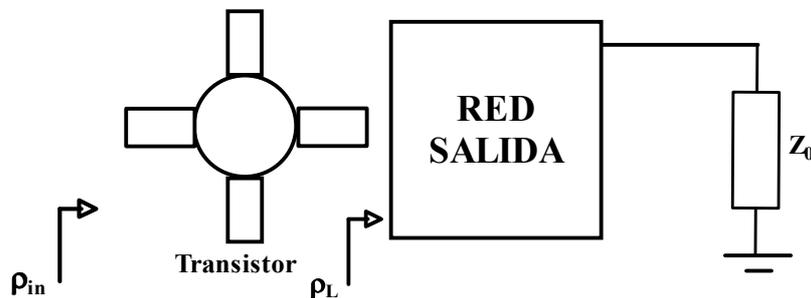


Figura 2.3-24 Transistor más red de adaptación de salida.

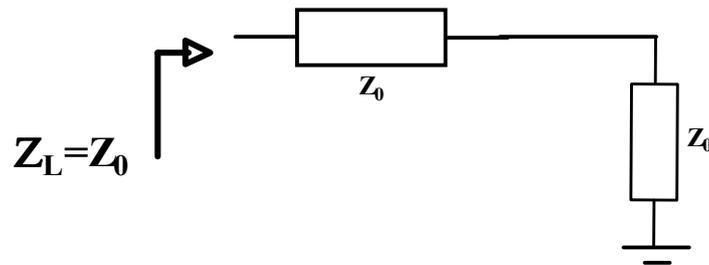
Para ello se dibujará la carta de Smith de  $\rho_L$  y se dibujaran sobre ella los valores de  $\rho_L$  que hacen que  $|\rho_{in}| = 1$ . Una vez que se tiene fijado el límite de estabilidad en la carta, se estudiará

hacia que parte del límite están los valores que hacen inestable el circuito. Los valores de  $\rho_L$  que hacen que  $|\rho_{in}| = 1$  son:

$$\begin{cases} C_L = \frac{(S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} & R_L = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \\ \Delta = \det(S) = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \end{cases}$$

estas ecuaciones nos dan como resultado una circunferencia de centro  $C_L$  y de radio  $R_L$  que se dibujará sobre la carta de Smith de  $\rho_L$  y que se conoce como circunferencia de estabilidad de carga. Los valores de  $\rho_L$  que hacen que  $|\rho_{in}| < 1$ , es decir, aquellos para los cuales el amplificador es estable estarán dentro o fuera de la circunferencia de estabilidad de carga.

Para averiguar si los valores de  $\rho_L$  para los que el amplificador es estable son los del interior o los del exterior de la circunferencia se supone la red a la salida más simple posible, es decir, una línea de impedancia  $Z_0$ .



Esta red tiene un coeficiente de reflexión de carga nulo  $\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = 0$  que si se representa en la carta de Smith corresponde al punto central de la misma.

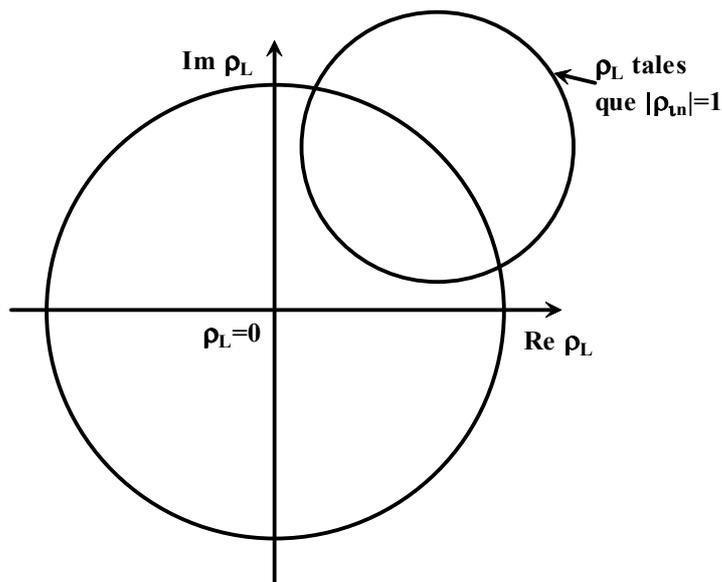
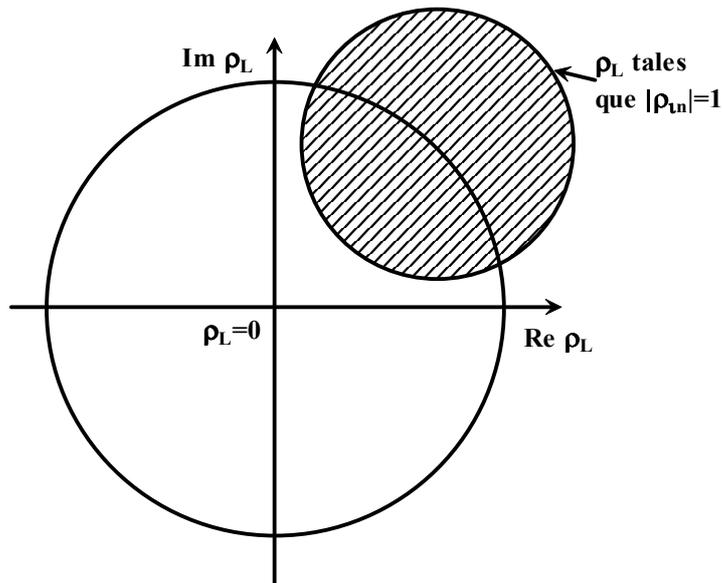


Figura 2.3-25 Valores del coeficiente de reflexión de carga que hacen que  $|\rho_{in}| = 1$

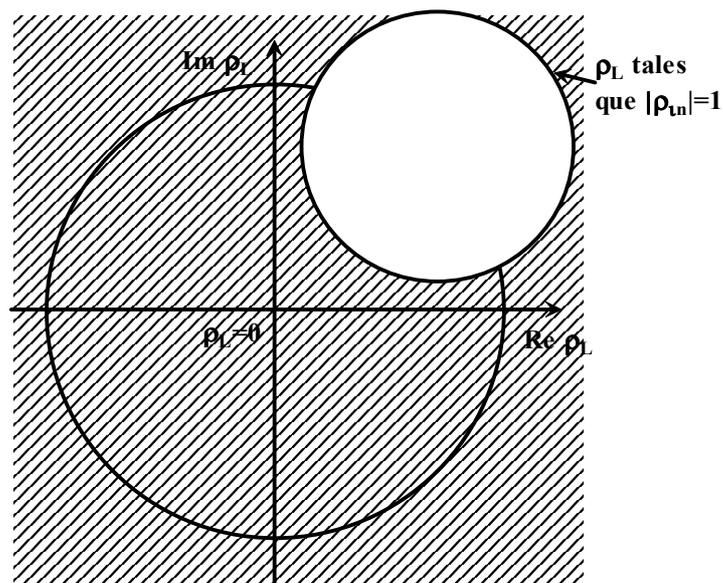
En un caso como el de la figura en el que  $\rho_L = 0$  cae fuera de la circunferencia formada por los valores de  $\rho_L$  que hacen  $|\rho_{in}|=1$  Si se sustituye el valor de  $\rho_L = 0$  en la fórmula para hallar  $\rho_{in}$  se obtiene que  $\rho_{in} = S_{11}$ , esto da dos opciones a la hora de elegir los valores de  $\rho_L$  para los que el diseño es estable:

Si  $|S_{11}| > 1$  todos los valores de dentro de la circunferencia límite serán aquellos para los que el diseño es estable.



*Figura 2.3-26 Valores del coeficiente de reflexión de carga para los cuales el transistor es estable.*

Si  $|S_{11}| < 1$  todos los valores de fuera de la circunferencia límite serán aquellos para los que el diseño es estable.



*Figura 2.3-27 Valores del coeficiente de reflexión de carga para los cuales el transistor es estable.*

### 2.3.14.2 Estabilidad a la salida (circulo de $\rho_s$ )

Siguiendo un razonamiento similar al llevado a cabo para el cálculo de la estabilidad a la entrada. El límite de estabilidad estará en

$$|\rho_{out}| = 1 = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_s}{1 - S_{11}\rho_s} \right| \quad (2.3-21)$$

$\rho_{out}$  va a depender de los parámetros S del transistor que vienen dados en las especificaciones de mismo y no se pueden modificar en el diseño y el coeficiente de reflexión de carga  $\rho_s$  que depende del diseño de la red de entrada y que por lo tanto es ajustable.

Se tendrán que ver los valores de  $\rho_s$  que producen inestabilidad para conocer si nuestro diseño es condicional o incondicionalmente estable.

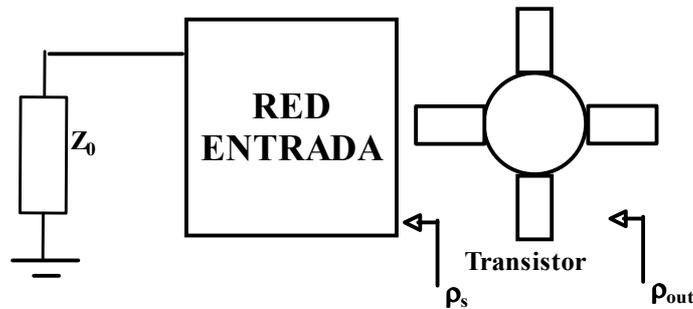


Figura 2.3-28 Coeficientes de reflexión de fuente y de salida del transistor

Los valores de  $\rho_s$  que hacen que  $|\rho_{out}| = 1$  son:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_s = \frac{(S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \\ \Delta = \det(S) = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \end{array} \right. \quad R_s = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

estas ecuaciones nos dan como resultado una circunferencia de centro  $C_s$  y de radio  $R_s$  que se dibujará sobre la carta de Smith de  $\rho_s$  y que se conoce como circunferencia de estabilidad de fuente. Los valores de  $\rho_s$  que hacen que  $|\rho_{out}| < 1$ , es decir, aquellos para los cuales el amplificador es estable estarán dentro o fuera de la circunferencia de estabilidad de fuente.

Como en el caso anterior se dibujará la carta de Smith de  $\rho_s$  y se seleccionarán en ella los valores de  $\rho_s$  que hacen que  $|\rho_{out}| = 1$ , esto es, la circunferencia de estabilidad de fuente. Una vez que se tiene fijado el límite de estabilidad en la carta, se estudiará hacia que parte del límite

están los valores que hacen inestable el circuito. Para ello se supone la red a la entrada más simple posible, es decir, una línea de impedancia  $Z_0$ , lo que significa que  $\rho_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} = 0$ .

Si se sustituye el valor de  $\rho_S = 0$  en la fórmula 2.3-21 para hallar  $\rho_{out}$  se obtiene que  $\rho_{out} = S_{22}$ , esto da dos opciones a la hora de elegir los valores de  $\rho_S$  para los que el diseño es estable:

- Si  $|S_{22}| > 1$  todos los valores de dentro de la circunferencia límite serán aquellos para los que el diseño es estable.
- Si  $|S_{22}| < 1$  todos los valores de fuera de la circunferencia límite serán aquellos para los que el diseño es estable.

### 2.3.15 Máxima Ganancia Disponible (Maximum Available Gain MAG)

La **máxima ganancia disponible** (Maximum Available Gain o MAG) se define como la ganancia de transducción en condiciones de adaptación conjugada simultánea en entrada y salida, esto es, cuando se cumple  $\rho_S = \rho_{in}^*$  y  $\rho_L = \rho_{out}^*$ .

Como se sabe, dicha adaptación simultánea sólo es posible en aquellos cuadripolos cuya constante  $K$  de estabilidad sea mayor que la unidad. Así pues, sólo en éste caso podrá hablarse de MAG.

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

Existen dos posibilidades dependiendo del valor de  $K$ :

1. Los cuadripolos incondicionalmente estables poseen  $K > 1$  y  $|\Delta| \leq 1$

$$MAG|_{E.T.} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (K - \sqrt{K^2 - 1})$$

2. Los cuadripolos condicionalmente estables poseen  $K > 1$  y  $|\Delta| > 1$

$$MAG|_{E.C.} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (K + \sqrt{K^2 - 1})$$

### 2.3.16 Ruido de un Amplificador

En un amplificador de microondas, se puede medir una pequeña potencia de salida incluso en ausencia de señal de entrada. Esto se conoce como la potencia de ruido del amplificador. La

potencia de ruido total a la salida es la suma de la potencia de ruido de entrada amplificada más la potencia de ruido generada por el propio amplificador.

La figura de ruido para una red lineal de dos puertos se define como:

$$\begin{aligned}
 F &= \frac{\text{relación señal - ruido a la entrada}}{\text{relación señal - ruido a la salida}} = \\
 &= \frac{\text{potencia de ruido disponible a la salida}}{\text{ganancia} * \text{potencia de ruido disponible a la entrada}} = \frac{N_0}{GkTB} \quad (2.3-22)
 \end{aligned}$$

Donde  $N_0$  = potencia de ruido disponible a la salida;

$G$  = Ganancia disponible de la red sobre el ancho de banda  $B$ .

Si  $N_a$  es la potencia de ruido añadida por el amplificador, entonces

$$F = \frac{GkTB + N_a}{GkTB} = 1 + \frac{N_a}{GkTB} \quad (2.3-23)$$

Un amplificador que no contribuye con ruido al circuito tiene un factor de ruido  $F = 1$ . Si se considera ahora un amplificador que tiene  $n$  etapas conectadas en serie con valores de ganancia  $G_1, G_2, \dots, G_n$  y de figura de ruido  $F_1, F_2, \dots, F_n$ ; entonces, la figura de ruido total obtenida de las  $n$  etapas amplificadoras se calcula:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.3-24)$$

Esta fórmula se conoce como Fórmula de Friis.

Cuando  $F_1 = F_2 = \dots = F$  y  $G_1 = G_2 = \dots = G$  y  $n \rightarrow \infty$ , la figura de ruido global obtenida se llama “La medida de ruido”,  $F_M$  y es igual a:

$$F_M = \frac{F - 1/G}{1 - 1/G} \quad (2.3-25)$$

### 2.3.16.1 Adaptación para obtener el ruido óptimo

El comportamiento de un cuadripolo lineal sin fuentes internas se puede describir por las ecuaciones siguientes:

$$V_1 = A V_2 + B I_2$$

$$I_1 = C V_2 + D I_2$$

donde  $V_i$  e  $I_i$  son las amplitudes de las tensiones y corrientes de entrada y salida.

Si el cuadripolo contiene fuentes internas, puede descomponerse, mediante una generalización del Teorema de Thevenin, en un cuadripolo sin fuentes internas y dos generadores, uno de tensión en serie con la entrada, y otro de corriente en paralelo con la misma. Las ecuaciones que representan el cuadripolo pasan a ser:

$$V_1 = A V_2 + B I_2 + E$$

$$I_1 = C V_2 + D I_2 + I$$



**Figura 2.3-29** Descomposición de un cuadripolo con fuentes internas en dos generadores y un cuadripolo libre de fuentes.

Si las fuentes internas del cuadripolo en cuestión son fuentes de ruido, la Figura 2.3-29 proporciona una separación de las fuentes de ruido de un cuadripolo lineal, que quedará descompuesto en una red ruidosa seguida por otra libre de ruido. Ahora bien, puesto que una red libre de ruido no modifica la relación señal/ruido que exista a su entrada, puede decirse que el factor de ruido del conjunto es igual al de la red ruidosa.

Se conecta a la entrada de dicha red una admitancia  $Y_s = G_s + jB_s$  que estará asociada a un generador de ruido de modo que si el circuito tiene una fuente de tensión de ruido dominante, se puede minimizar la transmisión de señal de ruido utilizando una impedancia de fuente alta, pero si es la fuente de corriente de ruido es la dominante, se minimizará la señal de ruido transmitida conectando una impedancia de fuente baja. Si están presentes ambas fuentes de ruido se puede obtener una figura de ruido mínima usando una admitancia o impedancia de entrada específica.

La admitancia de ruido  $Y_s$  con la que se consigue el factor de ruido mínimo ( $F_{\min}$ ) se conoce como admitancia de fuente óptima  $Y_{s\text{opt}}$  para cualquier otro valor de  $Y_s$  el factor de ruido es mayor. La siguiente relación muestra cómo aumenta la figura de ruido desde ese valor mínimo:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{s\text{opt}}|^2 \quad (2.3-26)$$

ó

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s - G_{s\text{opt}})^2 + (B_s - B_{s\text{opt}})^2] \quad (2.3-27)$$

Donde F = figura de ruido

$Y_s$  = admitancia de fuente =  $G_s + jB_s$

$F_{\min}$  = Figura de mínimo ruido

$Y_{S_{opt}}$  = admitancia de fuente óptima con la que se consigue el la figura de mínimo ruido  
 $= G_{S_{opt}} + jB_{S_{opt}}$

$R_n$  = resistencia equivalente de ruido

Se puede expresar  $Y_S$  y  $Y_{S_{opt}}$  en términos de coeficientes de reflexión  $\rho_S$  y  $\rho_{S_{opt}}$  a través de la siguiente relación:

$$F = F_{\min} + \frac{4\overline{R_n} |\rho_S - \rho_{S_{opt}}|^2}{(1 - |\rho_S|^2) |1 + \rho_{S_{opt}}|} \quad (2.3-28)$$

Donde  $\overline{R_n} = \frac{R_n}{Z_0}$  ( $Z_0$  suele ser 50  $\Omega$ ). Los parámetros  $F_{\min}$ ,  $R_n$ , y  $\rho_{S_{opt}}$  se conocen como los parámetros de ruido y los proporciona el fabricante del transistor o se pueden determinar experimentalmente. El objetivo a la hora de diseñar un amplificador de mínimo ruido será obtener un coeficiente de reflexión de fuente igual al óptimo.

### 2.3.16.2 Circunferencia de Ruido Constante

En el caso de que no sea posible obtener el valor de  $\rho_{S_{opt}}$  para conseguir la figura de mínimo ruido. Se pueden conseguir hallar los valores de  $\rho_S$  que acotan el valor de la figura de ruido bajo cierto umbral  $F_0$ . Los valores del coeficiente de reflexión de fuente  $\rho_S$  que hacen que  $F < F_0$  están dentro de la circunferencia en el plano de  $\rho_S$  dada por:

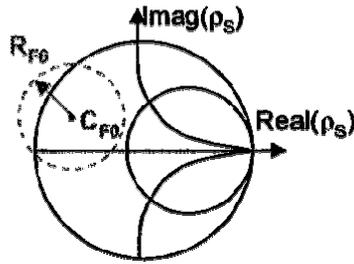
$$C_{F_0} = \frac{\rho_{S_{opt}}}{N+1} \quad (2.3-29) \text{ (centro de la circunferencia)}$$

$$R_{F_0} = \frac{1}{1+N} \sqrt{N \cdot (N+1 - |\rho_{S_{opt}}|^2)} \quad (2.3-30) \text{ (radio de la circunferencia)}$$

$$N = \frac{F_0 - F_{\min}}{4\overline{R_n} / Z_0} |1 + \rho_{S_{opt}}|^2 \quad (2.3-31)$$

Dado un determinado  $F_0$  se obtiene una circunferencia de ruido tal que los  $\rho_S$  dentro de ella producirán un factor de ruido  $F$ :  $F_{\min} < F < F_0$

Para el caso en que  $F_0 = F_{\min}$ , solo existe un  $\rho_S = \rho_{S_{opt}}$  que produce ese factor de ruido mínimo (observar que para  $\rho_{S_{opt}} \rightarrow N = 0 \rightarrow R_{F_0} = 0; C_{F_0} = \rho_{S_{opt}}$ ).



### 2.3.17 Proceso de Diseño de un Amplificador de Microondas

En este apartado se van a resumir los pasos que hacen falta para llevar a cabo el diseño e implementación física de un amplificador de microondas. En la Figura 2.3-30 se pueden observar las diferentes partes que componen un amplificador: básicamente el transistor y las redes de adaptación de entrada y de salida.

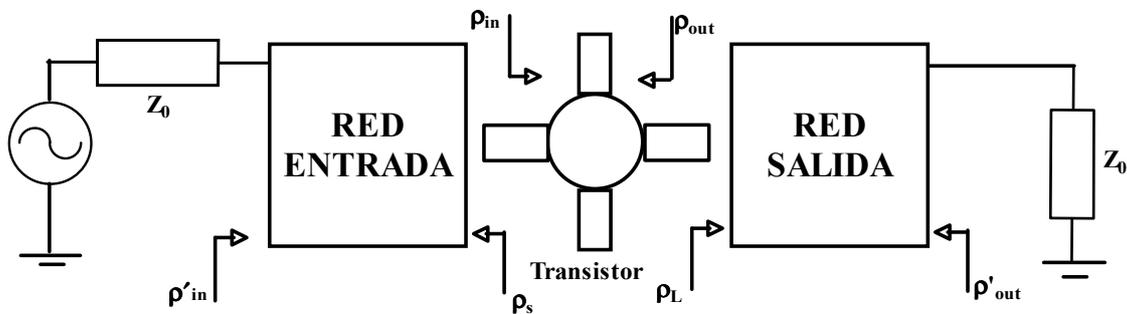


Figura 2.3-30 Amplificador de microondas

Los pasos que se deben seguir en el proceso de diseño de un amplificador de microondas son los siguientes:

1. Elegir el punto de polarización del transistor y extraer sus parámetros S para la frecuencia de trabajo:

$$S(f_0)|_{pol} = \begin{bmatrix} S_{11}(f_0) & S_{12}(f_0) \\ S_{21}(f_0) & S_{22}(f_0) \end{bmatrix}$$

2. Comprobar si es incondicionalmente estable empleando el factor de estabilidad K:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}S_{21}|} > 1; \quad \Delta = \det(S) = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$$

$K = \infty$	Unilaterales ( $S_{12} = 0$ ), Incondicionalmente estables y Adaptables.	
$K > 1$	$ \Delta  \leq 1$	<b>Incondicionalmente Estables y Adaptables.</b>

	$ \Delta  > 1$	Condicionamente Estables y Adaptables.
$-1 < K < 1$		Condicionamente Estables y No Adaptables.
$K < -1$		Inestables con posibilidad de estabilización resistiva (padding)

3. Si NO es incondicionalmente estable habrá que hacer un estudio de la estabilidad a la entrada y a la salida teniendo en cuenta los círculos de estabilidad de fuente ( $\rho_S$ ) y de carga ( $\rho_L$ ) como se vio en el apartado 2.3.14 y elegir las redes de adaptación adecuadas para evitar que se produzca esta inestabilidad.
4. Diseño de las redes de adaptación que dependerá del amplificador de microondas deseado:
  - o Amplificador de Máxima Ganancia. En este tipo de amplificador se buscará conseguir la MTP o Máxima Transferencia de Potencia, para ello se debe cumplir:

$$\rho_S = \rho_{in}^*$$

$$\rho_L = \rho_{out}^*$$

Sabiendo que  $\rho_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L}$  y  $\rho_{out} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\rho_S}{1 - S_{11}\rho_S}$  nos queda que  $\rho_S$  y  $\rho_L$

deben cumplir  $\rho_S = \left( S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L} \right)^*$  y  $\rho_L = \left( S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\rho_S}{1 - S_{11}\rho_S} \right)^*$  para obtener la Máxima

Transferencia de Potencia (MTP). Como vimos, podíamos hallar una solución a estas ecuaciones de dos maneras:

- Con el método unilateral con el que obteníamos una aproximación a la solución real (hay que comprobar que el factor de mérito “u” no es mayor que unos pocos dB).

$$\rho_S = S_{11}^* \text{ y } \rho_L = S_{22}^*$$

- Con el método bilateral con el que obteníamos la solución real o lo que es lo mismo:  $\rho_S = \rho_{in}^*$  y  $\rho_L = \rho_{out}^*$

$$\rho_S = \frac{B_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{1/2}}{2C_1} \quad (2.3-32)$$

$$\rho_L = \frac{B_2 \pm (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{1/2}}{2C_2} \quad (2.3-33)$$

donde,

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - S_{22} * \Delta$$

$$C_2 = S_{22} - S_{11} * \Delta$$

$$\Delta = \det(S) = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$$

- El LNA o Mínimo Nivel de Ruido, para conseguirlo se debe cumplir:

$$\rho_S = \rho_{opt} \quad (2.3-34)$$

Una vez determinado el coeficiente de reflexión de fuente se puede elegir el coeficiente de reflexión de carga para conseguir la MTP, es decir,  $\rho_L = \rho_{out}^*$ . El valor del coeficiente de reflexión óptimo para conseguir la figura mínima de ruido normalmente viene proporcionado por el fabricante del transistor en caso contrario habría que realizar mediciones.

A pesar de que usando ese valor de coeficiente de reflexión de fuente se obtenga la figura de ruido mínima, a la hora de fabricar se deberá buscar un compromiso entre mínimo ruido y buena adaptación ya que, en caso contrario, el circuito no funcionará correctamente.

Empleando las circunferencias de ruido constante se pueden emplear otros valores del coeficiente de reflexión de fuente que, no consiguiendo un diseño de mínimo ruido, se pueden ajustar más a las especificaciones del diseño. Por ejemplo, el coeficiente de reflexión de fuente óptimo podría caer dentro de la zona de la carta de Smith en la cuál el amplificador se hace inestable pudiendo elegir entonces uno de la circunferencia de ruido más cercana estable.

5. Si el valor de los  $\rho_S$  y  $\rho_L$  calculados (bajo el criterio de máxima ganancia o de mínimo ruido) caen dentro de la zona inestable (círculos de estabilidad de carga o de fuente), se tendrá que usar las curvas de ganancia unilateral constante y/o las de **factor de ruido constante**. Esto quiere decir que aunque no consigamos un amplificador de máxima ganancia o de mínimo ruido por razones de estabilidad, escogeremos las redes de fuente y de carga que proporcionen mayor ganancia y/o menor ruido, pero siempre asegurando la estabilidad.
6. Diseñar físicamente las redes de adaptación a la entrada y a la salida que proporcionen los valores de  $\rho_S$  y/o  $\rho_L$  deseados. Para el diseño de estas redes se pueden emplear diversas metodologías empleando elementos concentrados como condensadores y bobinas, con líneas de transmisión ó con una mezcla de ambos.
7. **Simulación y Optimización por ordenador**-> Obtendremos resultados más exactos.
8. Layout Final, incluyendo la red de polarización del transistor intentando que su inclusión afecte lo menos posible a la respuesta en frecuencia para lo que se podrán usar

por ejemplo condensadores y bobinas de desacoplo o líneas de transmisión de alta impedancia.

En el caso particular del diseño de un amplificador de varias etapas habrá que tener en cuenta algunas consideraciones. En nuestro caso, el diseño de un amplificador de dos etapas de bajo ruido, basándonos en la fórmula de Friiss, se buscará conseguir mínimo ruido en la primera etapa mientras que en la segunda primará el criterio de máxima ganancia. Por otro lado, se necesitará diseñar una red para adaptar ambas etapas entre si. Por lo demás el proceso de diseño es idéntico al visto.

## 2.4 Filtros de Microondas

Básicamente un filtro de microondas será un cuadripolo que permitirá la transmisión de señal de determinadas frecuencias desde la entrada a la salida mientras que atenúa fuertemente la señal de las frecuencias restantes. Se puede establecer una primera clasificación en función de que frecuencias se atenúen o se dejen pasar. Así, hay cuatro tipos básicos de filtros: paso bajo es aquel que atenúa las altas frecuencias a partir de una frecuencia determinada y deja pasar la señal a frecuencias bajas, paso alto es el filtro que deja pasar las altas frecuencias atenuando el resto, filtro paso banda es aquel que permite el paso de señal entre dos frecuencias determinadas y elimina banda es el filtro que deja pasar la señal en todas las frecuencias excepto en un rango acotado por dos frecuencias.

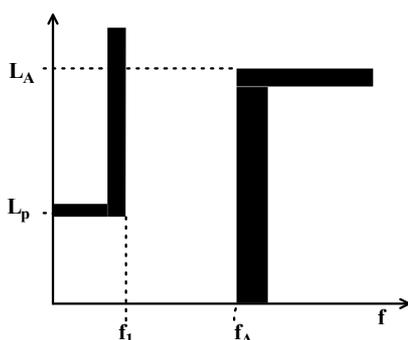


Figura 2.4-1 Máscara de Atenuación Paso Bajo

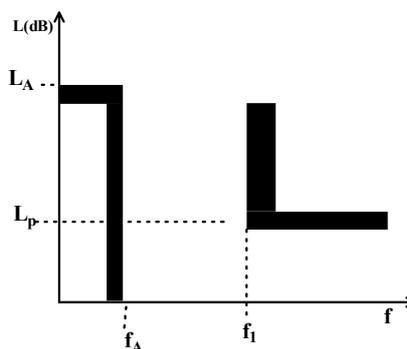


Figura 2.4-2 Máscara de Atenuación Paso Alto

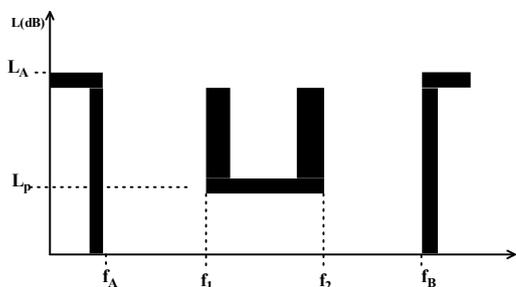


Figura 2.4-4 Máscara de Atenuación Paso Banda

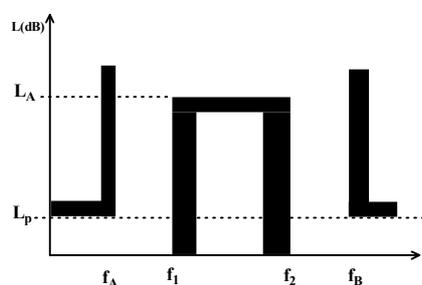


Figura 2.4-6 Máscara de atenuación elimina banda

Los filtros de microondas son más sensibles a errores en la fabricación que los dispositivos activos por lo que habrá que ser muy preciso en proceso de diseño y fabricación

Como cualquier otro cuadripolo un filtro se puede caracterizar usando sus parámetros S. Los parámetros S de un filtro tienen las siguientes características:

- Son selectivos en frecuencia:

$$S(f) = \begin{bmatrix} S_{11}(f) & S_{12}(f) \\ S_{21}(f) & S_{22}(f) \end{bmatrix} \begin{cases} S_{21} \rightarrow \text{Respuesta en Transmisión} \\ S_{11} \rightarrow \text{Respuesta en Adaptación (Reflexión)} \end{cases}$$

- $|S_{ij}| \leq 1 \rightarrow$  Red de dos accesos pasiva

- $S_{11} = S_{22} \rightarrow$  Suele ser simétrica
- $S_{21} = S_{12} \rightarrow$  Suele ser recíproca
- $|S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 = 1 \rightarrow$  Cumple unitariedad  $\Rightarrow$  Red sin pérdidas

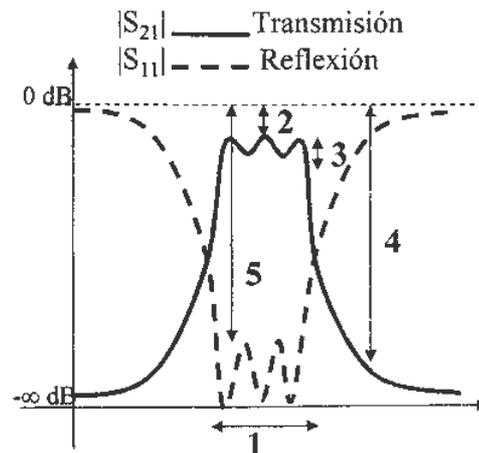
Los filtros pasivos y sin pérdidas están formados por elementos reactivos que a cierta frecuencia resonarán dejando pasar la señal de microondas y reflejando la energía electromagnética del resto de frecuencias.

En un filtro Ideal se deberá cumplir:

- Banda de paso
  - $|S_{21}| \rightarrow 1$  Toda la energía se transmite
  - $|S_{11}| \rightarrow 0$  Nada se refleja
- Banda atenuada
  - $|S_{21}| \rightarrow 0$  La señal no se transmite
  - $|S_{11}| \rightarrow 1$  Toda la señal se refleja

Los parámetros que describen el comportamiento de un filtro, es decir, como trata ese filtro la señal y en los que se basa el diseño del mismo son:

1. Banda de paso o frecuencia de corte
2. Pérdidas de inserción
3. Rizado en banda de paso
4. Atenuación en banda atenuada
5. Pérdidas de retorno



**Figura 2.4-7 Parámetros del Filtro**

## 2.4.1 Proceso de diseño de un Filtro Paso Banda

El proceso necesario para el diseño de un filtro paso banda se puede resumir básicamente en los siguientes pasos:

1. Elección del tipo de filtro deseado (parámetros de diseño del filtro).
2. Obtener el filtro paso bajo equivalente a partir de las especificaciones dadas
3. Obtener el orden del filtro y los coeficientes. Obtener las constantes de inversión  $J_{ij}$
4. Deshacer la transformación inicial. Desnormalizar en frecuencia.
5. Obtener las impedancias par e impar de cada línea acoplada y a partir de ellas la impedancia característica
6. Obtener los parámetros físicos de cada línea: ancho, longitud y separación entre líneas
7. Simular el comportamiento del filtro
8. Optimizar el diseño para lograr los objetivos deseados.
9. Layout.

En los siguientes apartados se detallan los pasos anteriores.

### 2.4.1.1 Especificaciones del Filtro

Lo primero que se debe conocer o elegir son las especificaciones del filtro que se desea realizar, estas son básicamente: la frecuencia central, el ancho de banda, el tipo de respuesta, el orden máximo del filtro, la atenuación en la banda atenuada, el rizado (si lo hubiera) en la banda de paso, la pendiente o anchura de las bandas de transición y las pérdidas.

### 2.4.1.2 Conversión a prototipo paso bajo normalizado

Se hará ahora una conversión a un prototipo paso bajo normalizado en frecuencia y en impedancia. Todos los tipos de filtros vistos antes se pueden convertir en un filtro prototipo paso bajo. En el caso del filtro paso banda se emplean las siguientes ecuaciones:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (2.4-1)$$

$$\Delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (2.4-2)$$

$$f'_a = \frac{1}{\Delta} \left( \frac{f_a}{f_0} - \frac{f_0}{f_a} \right) \quad (2.4-3)$$

$$f'_b = \frac{1}{\Delta} \left( \frac{f_b}{f_0} - \frac{f_0}{f_b} \right) \quad (2.4-4)$$

Pasando de este tipo de filtro

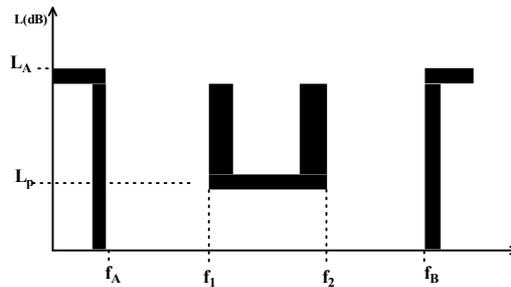


Figura 2.4-8 Máscara de atenuación filtro paso banda

a este otro:

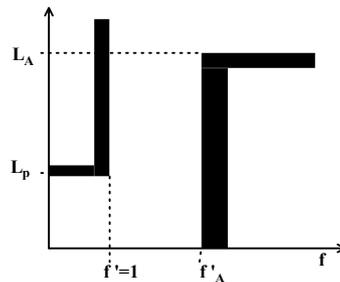


Figura 2.4-9 Máscara de atenuación filtro prototipo paso bajo

Una vez se tienen las especificaciones del filtro prototipo paso bajo se puede implementar con elementos concentrados.

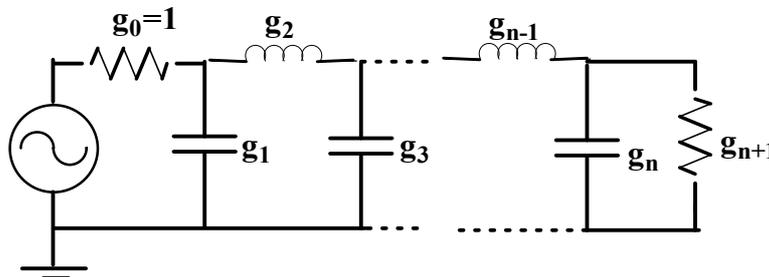


Figura 2.4-10 Filtro prototipo paso bajo con bobinas y condensadores

Para esto se necesita saber el orden del filtro y el tipo de respuesta deseada. Si el orden del filtro es  $N$  se tendrán  $N+1$  coeficientes,  $N$  elementos reactivos (bobinas y condensadores) y un elemento resistivo ( $g_{n+1}$ ). Y dependiendo del tipo de respuesta y usando las tablas correspondientes se obtendrá el valor de los coeficientes  $g_i$ . Los coeficientes representan impedancias o admitancias normalizadas en frecuencia  $f'$  (frecuencia de corte) y en impedancia  $Z_0$ .

$$\overline{Z}_L = j\omega' g_L = j\omega' \frac{L}{Z_0} \quad (2.4-5)$$

$$\overline{Y}_C = j\omega' g_C = j\omega' \frac{C}{Y_0} \quad (2.4-6)$$

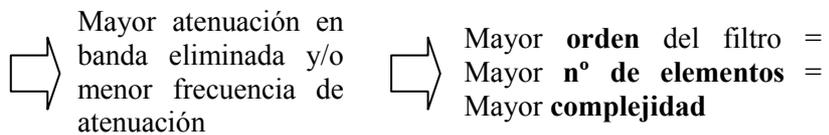
Cuando  $g_n$  sea un condensador en paralelo (admitancia)  $g_{n+1}$  será impedancia y si  $g_n$  es una bobina en serie (impedancia)  $g_{n+1}$  será admitancia, esto es:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } g_{n+1} \text{ es } Z \rightarrow \overline{Z}_R = g_{n+1} = \frac{R}{Z_0} \\ \text{Si } g_{n+1} \text{ es } Y \rightarrow \overline{Y}_G = g_{n+1} = \frac{G}{Y_0} = \frac{Z_0}{R} \end{array} \right.$$

Para obtener los valores de estos componentes normalizados en impedancia se usan tablas de polinomios, de manera que la respuesta en frecuencia se adapte a la forma de estos polinomios:

- **Butterworth:** Respuesta máximamente plana en bandas de paso y atenuada.
- **Chebyshev:** Respuesta más abrupta, con rizado constante en la banda de paso.
- **Elípticos:** Respuesta aún más abrupta, con rizado constante en ambas bandas.

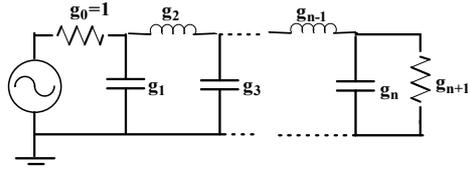
Filtro más  
**selectivo**



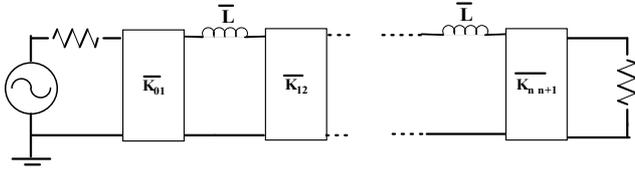
A mismo orden del filtro, la respuesta tipo **Elíptica** es más abrupta que la **Chebyshev**, que lo es más que **Butterworth**  $\Leftrightarrow$  Pero aparece **rizado** (distorsión en amplitud) y **dispersión** (distorsión en fase).

En el caso de que se desee realizar el filtro paso bajo con líneas de transmisión se deberá realizar el prototipo anterior utilizando N+1 inversores de impedancia o admitancia y N elementos reactivos iguales (bobinas o condensadores).

Dependiendo de si para el prototipo paso bajo se ha comenzado con condensadores en paralelo o con bobinas en serie, usaremos ahora respectivamente los inversores de impedancia  $K(\Omega)$  con bobinas serie  $\overline{L}$  o los inversores de admitancia  $J(\Omega^{-1})$  con condensadores en paralelo  $\overline{C}$ .



$$\overline{K}_{01} = \sqrt{\frac{\overline{L}}{g_1}} \quad (2.4-7)$$

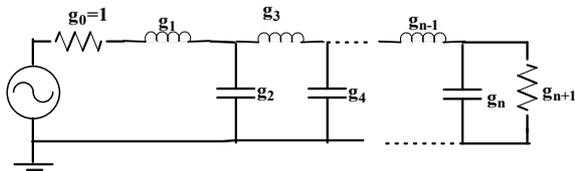


$$\overline{K}_{i,i+1} = \frac{\overline{L}}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (2.4-8)$$

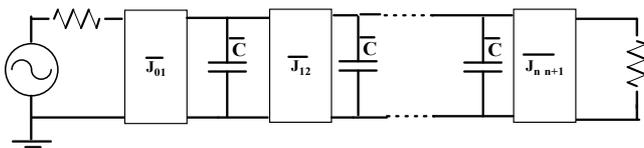
$$\overline{K}_{N,N+1} = \sqrt{\frac{\overline{L}}{g_N g_{N+1}}} \quad (2.4-9)$$

sabiendo que  $\overline{C} = \frac{\Delta\Pi}{2}$

$$\overline{K}_{01} = \sqrt{\frac{\Delta\Pi}{2g_1}}; \overline{K}_{i,i+1} = \frac{\Delta\Pi}{2\sqrt{g_i g_{i+1}}}; \overline{K}_{N,N+1} = \sqrt{\frac{\Delta\Pi}{2g_N g_{N+1}}} \quad (2.4-10)$$



$$\overline{J}_{01} = \sqrt{\frac{\overline{C}}{g_1}} \quad (2.4-11)$$



$$\overline{J}_{i,i+1} = \frac{\overline{C}}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (2.4-12)$$

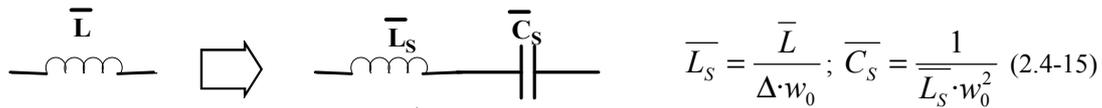
$$\overline{J}_{N,N+1} = \sqrt{\frac{\overline{C}}{g_N g_{N+1}}} \quad (2.4-13)$$

sabiendo que  $\overline{C} = \frac{\Delta\Pi}{2}$

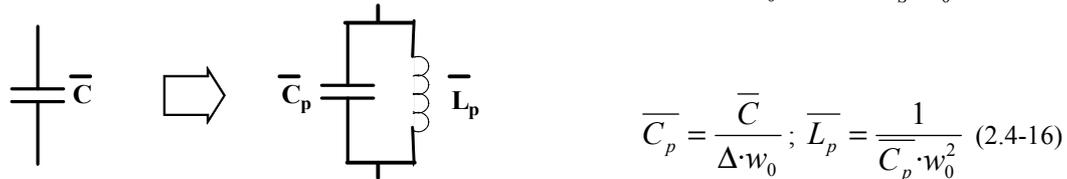
$$\overline{J}_{01} = \sqrt{\frac{\Delta\Pi}{2g_1}}; \overline{J}_{i,i+1} = \frac{\Delta\Pi}{2\sqrt{g_i g_{i+1}}}; \overline{J}_{N,N+1} = \sqrt{\frac{\Delta\Pi}{2g_N g_{N+1}}} \quad (2.4-14)$$

### 2.4.1.3 Desnormalización en Frecuencia

Para desnormalizar en frecuencia se realizan las siguientes transformaciones:



$$\overline{L}_S = \frac{\overline{L}}{\Delta \cdot \omega_0}; \overline{C}_S = \frac{1}{\overline{L}_S \cdot \omega_0^2} \quad (2.4-15)$$



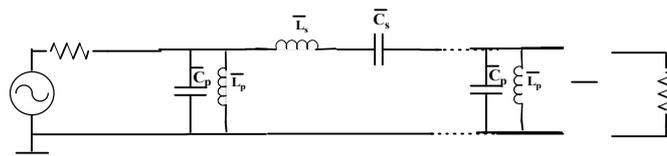
$$\overline{C}_P = \frac{\overline{C}}{\Delta \cdot \omega_0}; \overline{L}_P = \frac{1}{\overline{C}_P \cdot \omega_0^2} \quad (2.4-16)$$

Ahora hay varias posibilidades dependiendo de que elementos se empleen en la fabricación del filtro paso banda:

1. Filtro paso banda con elementos concentrados
2. Filtro paso banda con líneas de transmisión

#### 2.4.1.3.1 Filtro paso banda con elementos concentrados

El prototipo paso bajo quedaría de la siguiente manera en el caso de que se hubiera empezado por condensador en paralelo:



**Figura 2.4-11: Filtro Paso Banda con elementos concentrados normalizado en impedancia**

Sólo faltaría desnormalizar en impedancia:

$$L_S = Z_0 \cdot \overline{L}_S \quad (2.4-17)$$

$$C_S = Y_0 \cdot \overline{C}_S \quad (2.4-18)$$

Y ya se tiene el filtro paso banda con elementos concentrados. Los problemas principales de la realización de filtros con componentes concentrados a frecuencias de microondas son:

- El efecto de componentes parásitos
- Valores de los componentes normalizados o discreta y de difícil adquisición en el mercado y cambiar sus valores nominales haría que el circuito variara mucho su respuesta.

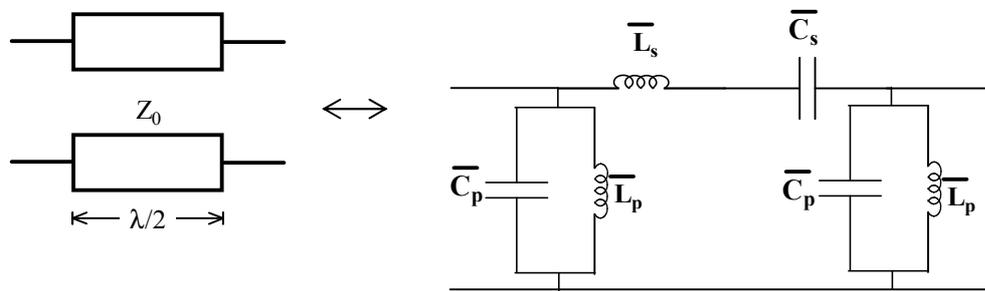
- La fabricación es costosa por el soldado de los componentes.

Por eso a frecuencias de microondas es mejor usar solamente líneas de transmisión.

### 2.4.1.3.2 Filtro paso banda con líneas de transmisión

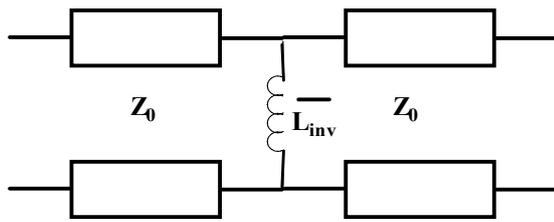
A la hora de construir un filtro de microondas con líneas de transmisión se van a ver 3 posibilidades. Utilizar líneas de transmisión de  $\lambda/2$  como resonadores más líneas de transmisión con bobinas en paralelo como inversor, líneas de transmisión de  $\lambda/2$  como resonadores más líneas de transmisión con condensadores en serie como circuito inversor o emplear líneas acopladas de  $\lambda/4$  en circuito abierto como inversor unidas en cascada y la suma de dos de ellas (forman  $\lambda/2$ ) como resonador.

Una línea de longitud  $\lambda/2$  equivale a un circuito resonador como se puede apreciar en la siguiente figura:



*Figura 2.4-12 Equivalencia de línea de  $\lambda/2$  con circuito resonador*

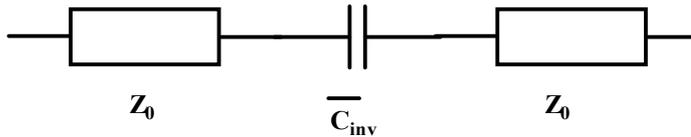
Como se ha comentado, en las siguientes figuras se pueden observar tres posibilidades a la hora de realizar un inversor de impedancia con líneas de microondas.



$$|\bar{B}| = \frac{1}{w \cdot L_{inv}} = \frac{1 - \bar{k}^2}{\bar{k}} \quad (2.4-19)$$

$$\beta \cdot l = \frac{-1}{2} \arctan g \left( \frac{2}{|\bar{B}|} \right) \quad (2.4-20)$$

Figura 2.4-13 Inversor con línea de transmisión y bobina en paralelo



$$|\bar{X}| = \frac{1}{w \cdot C_{inv}} = \frac{1 - \bar{J}^2}{\bar{J}} \quad (2.4-21)$$

$$\beta \cdot l = \frac{-1}{2} \arctan g \left( \frac{2}{|\bar{X}|} \right) \quad (2.4-22)$$

Figura 2.4-14 Inversor con línea de transmisión y condensador en serie



$$\bar{Z}_0^e = \sqrt{1 + \bar{J}^2} + \bar{J} \quad 2.4-23$$

$$\bar{Z}_0^o = \sqrt{1 + \bar{J}^2} - \bar{J} \quad 2.4-24$$

Figura 2.4-15 Inversor con líneas acopladas

Nos vamos a centrar solamente en los filtros paso banda con líneas acopladas ya que serán los que empleemos en el diseño del filtro. Como dijimos, en el caso de querer realizar un filtro paso banda con líneas de transmisión en vez de con elementos concentrados, deberemos haber realizado el prototipo paso bajo con inversores de impedancia o admitancia conectados a un elemento reactivo o inductivo como se puede ver en la siguiente figura:

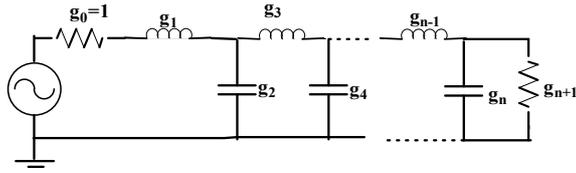


Figura 2.4-16 Prototipo paso bajo con bobinas y condensadores

$$\overline{J}_{01} = \sqrt{\frac{\overline{C}}{g_1}} \quad (2.4-25)$$

$$\overline{J}_{i,i+1} = \frac{\overline{C}}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (2.4-26)$$

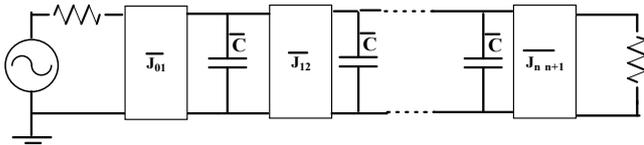


Figura 2.4-17 Prototipo paso bajo con inversores de admitancia y condensadores en serie

$$\overline{J}_{N,N+1} = \sqrt{\frac{\overline{C}}{g_N g_{N+1}}} \quad (2.4-27)$$

Se pone aquí el ejemplo de los inversores de admitancia con condensadores en paralelo pero para el caso de los inversores de impedancia con bobinas en serie sería similar.

Para desnormalizar en frecuencia el filtro prototipo paso bajo se emplea la siguiente transformación:

$$\overline{L} \rightarrow \overline{L}_s \text{ --- } \overline{C}_s \quad \overline{L}_s = \frac{\overline{L}}{\Delta \cdot \omega_0}; \quad \overline{C}_s = \frac{1}{\overline{L}_s \cdot \omega_0^2} \quad (2.4-28)$$

$$\overline{C} \rightarrow \overline{C}_p \text{ --- } \overline{L}_p \quad \overline{C}_p = \frac{\overline{C}}{\Delta \cdot \omega_0}; \quad \overline{L}_p = \frac{1}{\overline{C}_p \cdot \omega_0^2} \quad (2.4-29)$$

Figura 2.4-18 Desnormalización en frecuencia. Paso a filtro paso banda

Haciendo esto se conseguiría el mismo circuito que el anterior pero desnormalizado en frecuencia, es decir, un filtro paso banda normalizado en impedancia:

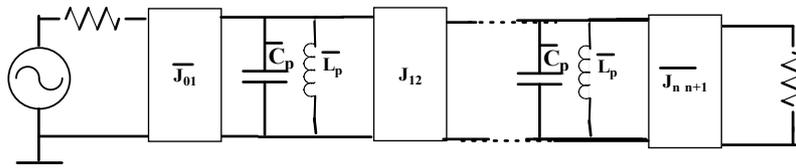


Figura 2.4-19 Filtro paso banda con inversores de admitancia

### 2.4.1.4 Filtro Paso Banda con Líneas Acopladas. Obtención de Parámetros Eléctricos

Para realizar el circuito anterior con líneas acopladas lo que se tendrá que hacer ahora es obtener las impedancias par e impar de cada línea acoplada y a partir de ellas la impedancia característica. Por lo tanto se deben calcular los valores de las impedancias par e impar de las líneas acopladas que formarán el inversor empleando las fórmulas:

$$\overline{Z}_0^e = \sqrt{1 + \overline{J}^2} + \overline{J} \quad (2.4-30)$$

$$\overline{Z}_0^o = \sqrt{1 + \overline{J}^2} - \overline{J} \quad (2.4-31)$$

Se desnormaliza en impedancia multiplicando los valores anteriores por la impedancia  $Z_0$ .

$$Z_0^e = \overline{Z}_0^e \cdot Z_0 \quad (2.4-32)$$

$$Z_0^o = \overline{Z}_0^o \cdot Z_0 \quad (2.4-33)$$

El filtro paso banda ideal quedaría de la siguiente manera:

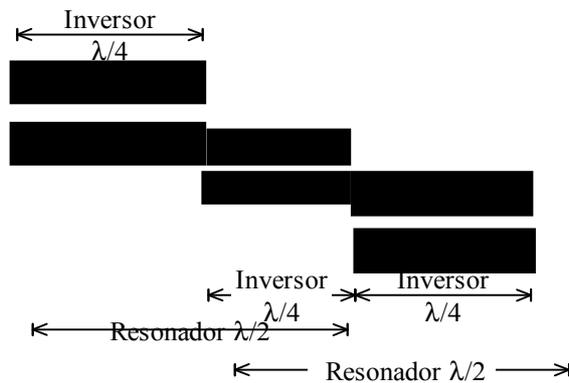


Figura 2.4-20 Filtro Paso Banda con Líneas Acopladas

### 2.4.1.5 Filtro Paso Banda con Líneas Acopladas. Obtención de los parámetros físicos de cada línea

Para poder fabricar el filtro anterior hace falta calcular el ancho, longitud y separación de cada línea acoplada. Existen unas tablas para poder obtener los parámetros físicos de las líneas acopladas a partir de sus parámetros eléctricos. Estas tablas dependen del material o el sustrato que se emplee en la fabricación y proporcionan la anchura y la separación de las líneas acopladas normalizadas por la altura del dieléctrico empleado. Es decir, a partir de las impedancias par e impar de las líneas y sabiendo el tipo de material empleado, se usan las tablas para obtener las relaciones  $s/h$  y  $w/h$  y a partir de estas relaciones y conociendo la altura del dieléctrico  $h$  se obtienen la separación  $s$  y la anchura  $w$  de las líneas. La longitud física de las líneas dependerá de la frecuencia ya que son todas de longitud  $\lambda/4$ .

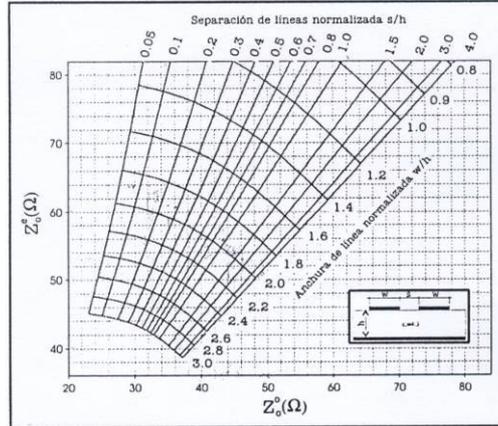
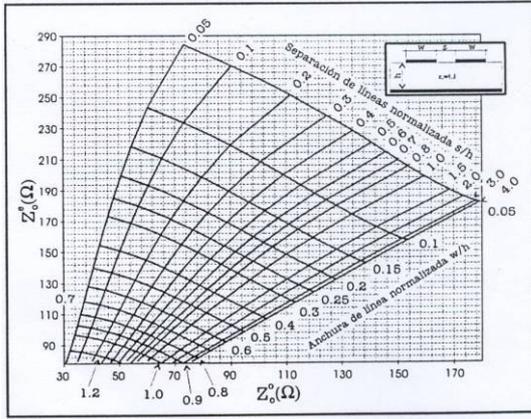


Figura 2.4-21 Ejemplos de tablas para obtener los parámetros físicos de las líneas a partir de las impedancias par e impar de la línea acoplada

# Capítulo 3

## Proceso de Diseño

---

### 3.1 Diseño de un Amplificador de Microondas de una Etapa

#### 3.1.1 Introducción

El objetivo perseguido en este proyecto es el de diseñar un Amplificador de bajo ruido en la banda de frecuencias de la Banda L entre 1400 y 1441 MHz y para la frecuencia central de 1420,4 (línea de 21 cm. del Hidrógeno). La señal a esta frecuencia será recogida por una antena, amplificada en esta etapa y entregada a un circuito paso banda centrado en la frecuencia de interés. Tanto la antena anterior como el filtro paso banda posterior tendrán una impedancia normalizada de  $Z_0=50$  Ohm esto deberá ser tenido en cuenta a la hora de que exista la mayor adaptación posible.

Lo primero que se debe seleccionar es el elemento activo con el que conseguiremos la amplificación necesaria. Se a optado por la tecnología MESFET de Arseniuro de Galio (GaAs) y, en concreto se empleará el transistor ATF-35143 de la casa Agilent Technologies cuyas características vienen dadas en las hojas de catálogo que acompañan al transistor.

El transistor ATF-35143 está diseñado para su empleo en aplicaciones celulares y terminales PCs, sistemas de satélite de órbita baja LEO, MMDS, y otros sistemas que requieran bajas figuras de ruido, todo ello dentro de la banda comprendida entre 450 MHz y 10 GHz.

Otra de las consideraciones de diseño a tener en cuenta es la adaptación de los puertos de entrada y de salida para conseguir la máxima transferencia de potencia entre la entrada y salida del circuito y el puerto de entrada y salida del transistor.

Por otro lado se deberá de tener en cuenta la inclusión de una red de polarización del transistor para hacerlo funcionar en la zona requerida de forma que se vean los efectos que puede tener la misma en conjunto con el resto de los componentes del circuito.

Para la implementación física de los diseños se ha optado por el uso del sustrato Duroid RT6006 con las siguientes características:

- Constante dieléctrica relativa:  $\epsilon_r = 6.15 \pm 0.15$
- Altura del sustrato:  $H=1.27$
- Espesor del material conductor:  $T=0.035$  mm
- Tangente de pérdidas:  $Tand=0.0027$
- Resistividad normalizada respecto del oro:  $Rho=1$

La caracterización en parámetros S y las características de ruido y ganancia del transistor ATF-35143 para un rango de frecuencias desde 0.5 a 15 GHz la proporciona el fabricante a través de un fichero .s2p y se muestran en las tablas siguientes:

Frec. ( GHz )	S11		S21		S22		S12	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
0.50	0.99	-19	6.23	165	0.024	78	0.63	-14
0.75	0.97	-29	6.16	156	0.036	71	0.61	-20
1.00	0.95	-38	6.03	148	0.047	65	0.60	-26
1.50	0.91	-56	5.73	134	0.066	54	0.57	-39
1.75	0.89	-64	5.57	127	0.074	49	0.56	-45
2.00	0.86	-72	5.40	120	0.082	44	0.54	-51
2.50	0.81	-88	5.08	107	0.096	35	0.51	-62
3.00	0.76	-103	4.76	95	0.107	26	0.47	-72
4.00	0.66	-135	4.17	72	0.122	9	0.41	-91
5.00	0.61	-165	3.67	50	0.131	-6	0.34	-110
6.00	0.58	166	3.26	30	0.136	-20	0.27	-129
7.00	0.57	137	2.91	11	0.139	-34	0.21	-150
8.00	0.58	111	2.61	-8	0.139	-46	0.17	-175
9.00	0.61	87	2.32	-26	0.138	-58	0.13	154
10.00	0.65	66	2.10	-44	0.138	-68	0.11	118
11.00	0.69	47	1.89	-62	0.137	-79	0.14	78
12.00	0.72	28	1.69	-80	0.135	-91	0.19	50
13.00	0.74	9	1.49	-97	0.129	-102	0.26	30
14.00	0.77	-5	1.31	-113	0.123	-111	0.33	9
15.00	0.82	-16	1.16	-129	0.118	-120	0.39	-8
16.00	0.82	-28	1.02	-145	0.115	-130	0.45	-22
17.00	0.84	-40	0.91	-159	0.115	-140	0.51	-32
18.00	0.86	-56	0.80	-175	0.108	-149	0.57	-44

*Figura 3.1-1 Tabla de parámetros S del transistor ATF35143 proporcionada por el fabricante*

Frec. ( GHz )	Fopt dB	Gamma opt		Rn/Zo
		MAG	ANG	
0.5	0.10	0.88	5	0.15
0.9	0.11	0.84	14	0.15
1.0	0.12	0.83	16	0.15
1.5	0.17	0.77	26	0.15
1.8	0.20	0.74	32	0.15
2.0	0.23	0.71	37	0.14
2.5	0.29	0.66	49	0.14
3.0	0.34	0.60	61	0.12
4.0	0.46	0.52	87	0.12
5.0	0.58	0.45	115	0.08
6.0	0.69	0.40	146	0.05
7.0	0.81	0.37	178	0.05
8.0	0.92	0.35	-149	0.07
9.0	1.04	0.35	-116	0.12
10.0	1.16	0.37	-82	0.22

*Figura 3.1-2 Coeficiente de reflexión óptimo para obtener la figura de ruido mínima a determinadas frecuencias con el transistor ATF35143. Tabla proporcionada por el fabricante*

La banda de frecuencias del diseño como se ha comentado estará centrada en la frecuencia 1420.4 MHz y dado que los parámetros S del dispositivo no vienen recogidos en dichas tablas

mediante el uso de *Microwave Office* se podrá interpolar obteniendo los siguientes parámetros de diseño:

$$S = \begin{pmatrix} 0.91017 \angle -53.057 & 0.62854 \angle 55.302 \\ 5.7538 \angle 136.31 & 0.57273 \angle -36.85 \end{pmatrix} f_0 = 1.4204 \text{ GHz}$$

Los parámetros de ruido son los siguientes:

$$F_{\text{min}} = 0.16208$$

$$R_n/Z_0 = 0.15$$

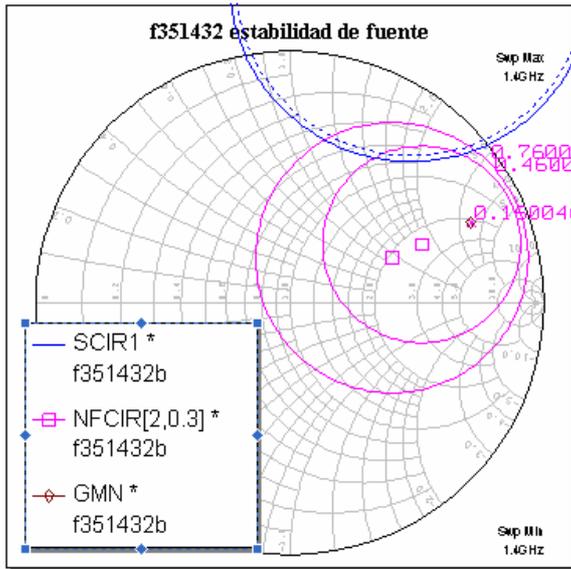
$$K_0 = 0.23613$$

Cómo vemos en la Tabla 3.1-1 que recordamos a continuación, se podrá estudiar la estabilidad del dispositivo dependiendo del valor de K. En este caso como el valor de la constante de **estabilidad** es igual a 0.23613 tenemos que el dispositivo es “condicionalmente estable y no adaptable” y si se quiere conseguir que sea estable se deberá renunciar a la adaptación de al menos una de las puertas del dispositivo.

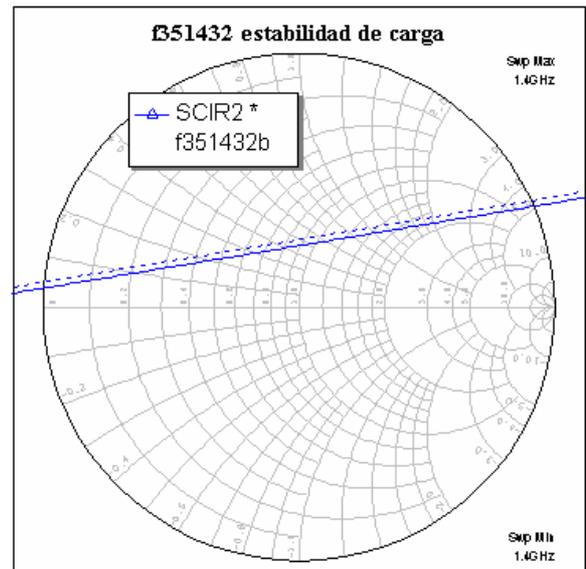
$K = \infty$	Unilaterales ( $S_{12} = 0$ ), Incondicionalmente estables y Adaptables.	
$K > 1$	$ \Delta  \leq 1$	Incondicionalmente Estables y Adaptables.
	$ \Delta  > 1$	Condicionalmente Estables y Adaptables.
$-1 < K < 1$	Condicionalmente Estables y No Adaptables.	
$K < -1$	Inestables con posibilidad de estabilización resistiva ( padding )	

**Tabla 3.1-1 Estabilidad del transistor en función del valor de la cte de estabilidad K**

Por otra parte, en las siguientes figuras se recogen las regiones de estabilidad a la entrada y salida así como 2 círculos de figura de ruido espaciados 0.3 dB y el coeficiente de reflexión para mínimo ruido, a la entrada del dispositivo. Se han considerado para su representación la frecuencia inferior de la banda de interés, es decir 1.4 GHz, por ser ésta la más restrictiva en cuanto a la estabilidad, aunque la variación de los círculos, tanto de estabilidad como de ganancia y de figura de ruido, es mínima en la banda comprendida entre 1.4 GHz y 1.441 GHz. La zona de la Carta de Smith que contiene el tramo continuo de los círculos de estabilidad es la que representa la zona estable del dispositivo mientras que, la zona que contiene el tramo discontinuo en las curvas de estabilidad, representa la zona inestable. Como se puede apreciar el transistor no es incondicionalmente estable, esto deberá ser tenido en cuenta a la hora de diseñar para evitar posibles oscilaciones del dispositivo.



**Figura 3.1-3** *Círculo de Estabilidad de Fuente y Círculos de Ruido*



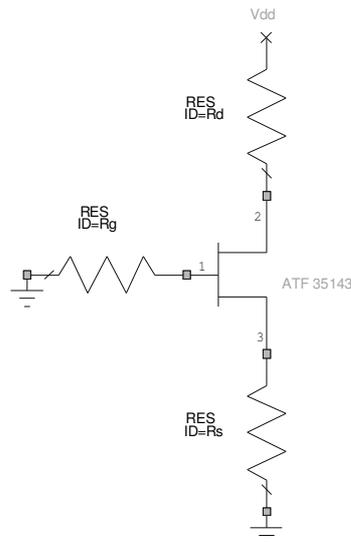
**Figura 3.1-4** *Círculo de Estabilidad de Carga*

### 3.1.2 Red de polarización del amplificador

Como se advirtió en el punto anteriormente será necesaria la introducción de una red de polarización para alimentar el transistor y se deberán considerar los posibles efectos de la misma sobre las características del circuito.

Como red de polarización para el transistor MESFET de Arseniuro de Galio se ha optado por una red autopolarizada por su facilidad de diseño así como por la necesidad de una única tensión continua para alimentar el transistor, evitando tener que disponer de una tensión continua por la puerta (G) y otra para el drenador (D) como ocurre en otras redes de polarización.

El esquema de la red de polarización que se va a emplear es el siguiente:



**Figura 3.1-5 Red de alimentación autopolarizada**

Observando las especificaciones del fabricante en las hojas de características del transistor ATF 35143 se puede ver que existen varias posibilidades a la hora de seleccionar el punto de polarización para el dispositivo. Haciendo una comparación que se puede apreciar en la siguiente tabla, para un valor de frecuencia cercano a aquel para el cual se diseña el amplificador se puede apreciar que el punto de polarización deseado para el dispositivo funcione con las prestaciones que interesan en el proyecto, es decir, siguiendo un compromiso entre mínimo ruido y máxima ganancia posible es el de  $V_{DS} = 2\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 10\text{ mA}$ .

Punto de Polarización	$F_{nmin}$ (dB)	$G_a$ (dB)
$V_{DS} = 2\text{ V}$ , $I_{DS} = 5\text{ mA}$ .	0.20	16.3
$V_{DS} = 2\text{ V}$ , $I_{DS} = 10\text{ mA}$ .	0.15	17.5
$V_{DS} = 2\text{ V}$ , $I_{DS} = 15\text{ mA}$ .	0.19	17.9

**Tabla 3.1-2 Factores de ruido y Ganancia para distintas polarizaciones del transistor ATF35143. Tabla proporcionada por el fabricante.**

El voltaje aplicado a la puerta (G) requerido para proporcionar la corriente de drenador (D) deseada  $I_{ds}=10\text{ mA}$ , depende de la tensión de pinchoff del dispositivo, y de la corriente de saturación  $I_{dss}$ . Para el cálculo de la tensión existente ente la puerta y el surtidor se recurre a la siguiente expresión:

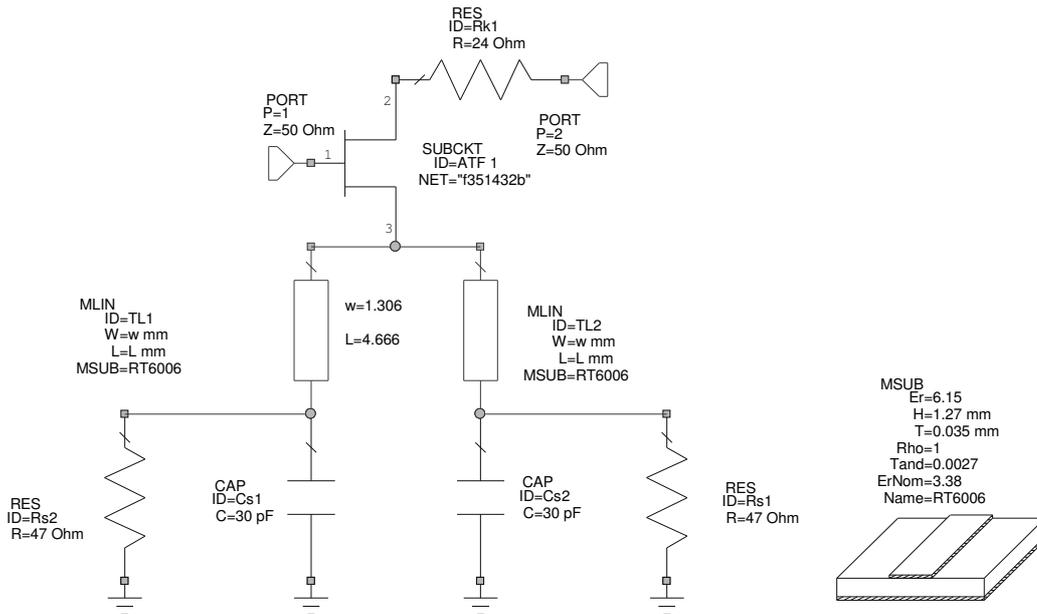
$$V_{gs} = V_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_d}{I_{dss}}}\right) \quad (3.1-1)$$

Para el ATF-35143 donde la corriente  $I_d$  requerida sea de  $10\text{ mA}$  con una  $I_{dss}=60\text{ mA}$  y una tensión de pinchoff  $V_p=-0.5$ , el voltaje  $V_{gs}$  requerido será de  $-0.296\text{ V}$

De esta manera, la resistencia de surtidor  $R_s$  necesaria en la red de polarización será  $R_s = \frac{-V_{gs}}{I_d} = 29,6\Omega$ . Puesto que no hay resistencias normalizadas de  $29,6\ \Omega$  se recurrirá a la normalizada más cercana, por lo que se elegirá  $R_s = 24\ \Omega$ . Por otro lado, la puerta estará conectada a tierra usando una resistencia de seguridad de valor elevado. Elegimos  $R_g=56\ \Omega$  que

es un valor normalizado. Finalmente se tendrán que elegir los valores de  $R_d$  y de  $V_{dd}$ . Se deberá cumplir la fórmula  $V_{dd} = V_{ds} + I_d (R_d + R_s)$ . El valor de  $R_d$  será de  $37 \Omega$  y a partir de él se obtendrá el de  $V_{dd} = 2,61$ . La resistencia de drenador la separamos en una resistencia de  $24^1 \Omega$  visible para la señal de RF y que mejorará la estabilidad y una resistencia de  $12^2 \Omega$  situada tras una línea de alta impedancia que lo que solamente será visible para la señal de continua y no producirá pérdidas.

Por último, si se tiene en cuenta el sustrato, empleado la red de polarización quedará como la de la siguiente figura:



**Figura 3.1-6 Transistor ATF35143 más la red de polarización autopolarizada.**

El transistor ATF 35143 tiene 4 patas de contacto, la puerta y el surtidor y dos patas para la fuente. Dado que la fuente tiene dos patas, se conectará una resistencia de  $47 \Omega$  a cada una que en paralelo formarán los  $24 \Omega$  de resistencia necesarios. Así mismo, como se puede apreciar en la figura se conecta una línea de transmisión a cada una de las patas de fuente y un condensador en paralelo con cada una de las resistencias de  $47 \Omega$ . El resultado de esta configuración será en DC como si sólo estuvieran las resistencias ya que la línea de transmisión actúa como un cortocircuito y el condensador como un circuito abierto en DC, y en RF no se perderá señal ya que las líneas de transmisión introducidas presentan una inductancia de  $1 \text{ nH}$  a la frecuencia central de trabajo y al final quedarán como un circuito abierto.

Por otro lado, se puede observar como en la figura no se ha tenido en cuenta la resistencia de puerta que se añadirá al mismo tiempo que la red de adaptación de entrada del amplificador y separada por líneas de transmisión de alta impedancia para que la señal de RF no la “vea” evitándose de este modo las pérdidas asociadas. Además, la resistencia de drenador se ha

<sup>1</sup> Aunque en el diseño aparezcan  $24 \text{ Ohm}$  de resistencia, debido a que no se disponía de estos valores normalizados en el laboratorio, se usaron finalmente resistencias de  $22 \text{ Ohm}$  optimizando los diseños finales para estos nuevos valores.

<sup>2</sup> Aunque en el diseño aparezcan  $12 \text{ Ohm}$  de resistencia, debido a que no se disponía de estos valores normalizados en el laboratorio, se usaron finalmente resistencias de  $15 \text{ Ohm}$  optimizando los diseños finales para estos nuevos valores.

separado en dos resistencias una que si verá la señal de RF y otra separada por una línea de transmisión de alta impedancia para, como en el caso de la resistencia de puerta, evitar pérdidas. La resistencia que ve la señal de RF se pone para mejorar la estabilidad del amplificador.

Con todo esto, los parámetros iniciales del transistor sin red de polarización se verán modificados y, los nuevos valores serán los siguientes:

$$S = \begin{pmatrix} 0.68326 \angle -47.133 & 0.05507 \angle 76.801 \\ 4.1338 \angle 118.25 & 0.59647 \angle -13.447 \end{pmatrix}$$

$$F_{\text{min}} = 0.21183 \text{ dB}$$

$$R_n/Z_0 = 0.1471$$

$$\Gamma_{\text{opt}} = 0.72539 \angle 25.2$$

Se estudia de nuevo la estabilidad del dispositivo. El factor  $K_0 = 0.96938$  y  $|\Delta| = 0.4146 \leq 1$ .

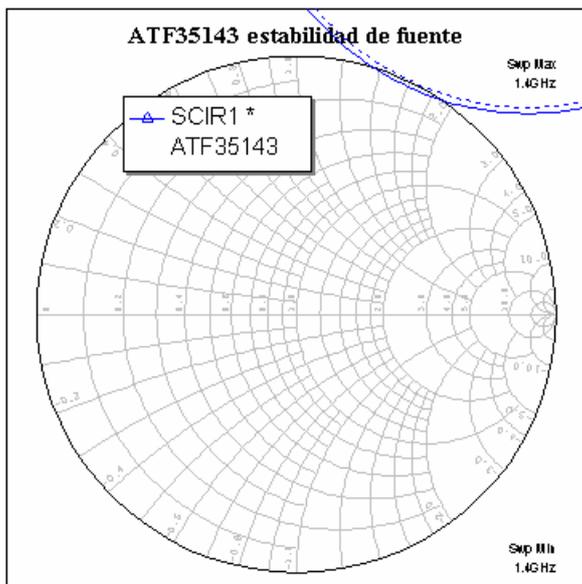


Figura 3.1-7 Círculo de Estabilidad de Fuente

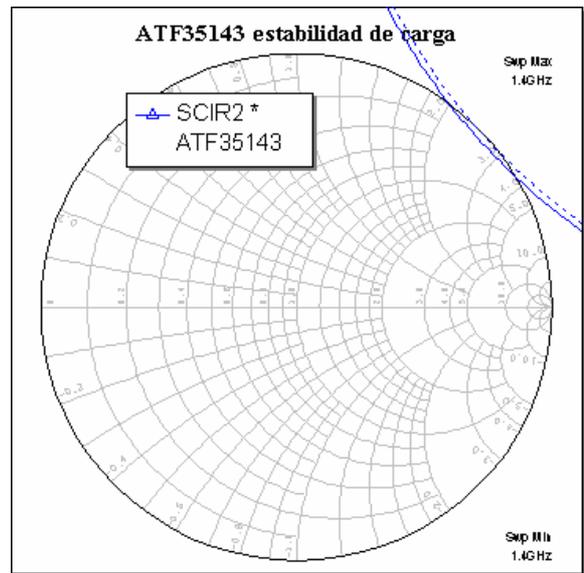


Figura 3.1-8 Círculo de Estabilidad de Carga

Cómo se puede apreciar, la estabilidad del dispositivo ha mejorado considerablemente debido a la introducción de la resistencia de drenador y por lo tanto se podrá elegir prácticamente cualquier valor de la carta de Smith como impedancias de fuente y de carga de modo que el amplificador no oscile.

### 3.1.3 Elección de los coeficientes de reflexión de fuente y carga

Ahora se hará un estudio para saber cuales son los coeficientes de reflexión de fuente y de carga que interesa que vea el transistor para poder obtener los niveles de ruido y de ganancia deseados. Cómo se vio en el desarrollo teórico los coeficientes de reflexión de fuente y de carga para obtener la máxima transferencia de potencia a la salida son lógicamente los mismos que nos proporcionan la máxima adaptación entre la entrada global del dispositivo y el transistor y la salida global del dispositivo y el transistor.

$$\rho_S = \left( S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L} \right)^* = \rho_{in}^* \quad (3.1-2)$$

$$\rho_L = \left( S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_S}{1 - S_{11}\rho_S} \right)^* = \rho_{out}^* \quad (3.1-3)$$

Pero cómo, dadas las características de la señal, lo que se quiere es obtener un amplificador de mínimo ruido, el valor del coeficiente de reflexión de fuente será igual al coeficiente de reflexión óptimo, esto es  $\rho_S = \rho_{opt}$ , que viene en las tablas proporcionadas por el fabricante y que interpolamos para la frecuencia de interés con la función GMN de *Microwave Office*. Por otro lado, el coeficiente de reflexión de carga se buscará para obtener la Máxima Transferencia de Potencia (MTP), es decir,

$$\rho_L = \left( S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_{opt}}{1 - S_{11}\rho_{opt}} \right)^* = \rho_{out}^* \quad (3.1-4)$$

Los valores de los coeficientes de reflexión quedarán por tanto de la siguiente manera:

$$\rho_S = \rho_{opt} = 0.72539 \angle 25.2$$

$$\rho_L = \left( S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_{opt}}{1 - S_{11}\rho_{opt}} \right)^* = \rho_{out}^* = 0.3951 \angle 38.1265$$

La consecuencia de esto es que se obtendrá el mínimo factor de ruido posible del transistor ( $F_n = F_{nmin}$ ) y al haber elegido el coeficiente de reflexión aplicando simetría conjugada, es decir,  $\rho_L = \rho_{out}^*$  hace que obtengamos una buena adaptación a la salida de nuestro amplificador. El problema es que al no elegir  $\rho_S = \rho_{in}^*$  la adaptación a la entrada no será tan buena y esto puede hacer que nuestro dispositivo no funcione correctamente. Por lo que se deberá conseguir un compromiso entre el mínimo factor de ruido posible y un nivel de adaptación a la entrada y a la salida del dispositivo aceptable. Para lograr esto emplearemos una optimización vía software con una herramienta que dispone AWR para la optimización de los diseños.

Para hacer la optimización introduciremos los coeficientes de reflexión al diseño como se puede apreciar en la siguiente figura:

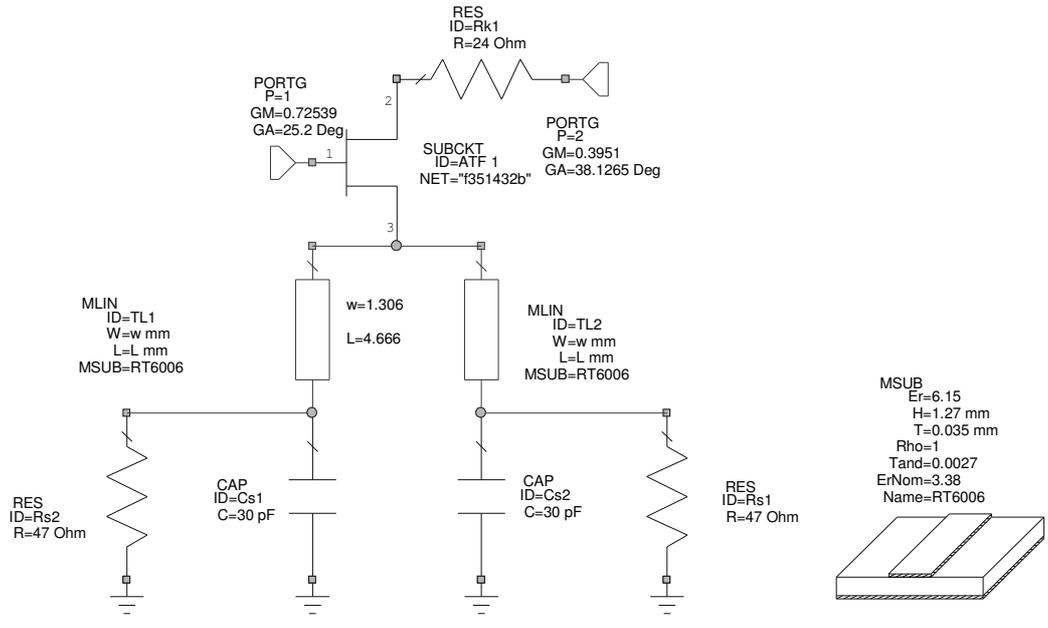


Figura 3.1-9 Transistor ATF35143 más red de polarización cargado con los coeficientes de reflexión de fuente y de carga calculados.

Al cargar el transistor con esos coeficientes de reflexión se obtendrán los siguientes resultados para las frecuencias de interés:

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)	F <sub>nmin</sub> (dB)
1.4	-4.0728	-22.851	14.839	-50.545	0.2092	0.20912
1.401	-4.0716	-22.85	14.832	-51.004	0.20932	0.20926
1.402	-4.0703	-22.849	14.824	-51.488	0.20945	0.20939
1.403	-4.0691	-22.847	14.817	-51.999	0.20958	0.20952
1.404	-4.0679	-22.846	14.809	-52.54	0.2097	0.20965
1.405	-4.0666	-22.845	14.801	-53.115	0.20983	0.20979
1.406	-4.0654	-22.843	14.794	-53.729	0.20996	0.20992
1.407	-4.0641	-22.842	14.786	-54.388	0.21009	0.21005
1.408	-4.0629	-22.841	14.779	-55.099	0.21021	0.21018
1.409	-4.0616	-22.839	14.771	-55.871	0.21034	0.21032
1.41	-4.0603	-22.838	14.764	-56.715	0.21047	0.21045
1.411	-4.059	-22.836	14.756	-57.648	0.2106	0.21058
1.412	-4.0578	-22.835	14.749	-58.69	0.21073	0.21072
1.413	-4.0565	-22.833	14.741	-59.87	0.21086	0.21085
1.414	-4.0552	-22.832	14.734	-61.232	0.21099	0.21098
1.415	-4.0539	-22.831	14.726	-62.842	0.21112	0.21111
1.416	-4.0526	-22.829	14.719	-64.814	0.21125	0.21125
1.417	-4.0513	-22.828	14.711	-67.358	0.21138	0.21138
1.418	-4.05	-22.826	14.704	-70.953	0.21151	0.21151
1.419	-4.0487	-22.825	14.696	-77.12	0.21165	0.21164
1.42	-4.0473	-22.823	14.689	-91.597	0.21178	0.21178
<b>1.4204</b>	<b>-4.0468</b>	<b>-22.823</b>	<b>14.686</b>	<b>-83.07</b>	<b>0.21183</b>	<b>0.21183</b>
1.421	-4.046	-22.822	14.682	-76.238	0.21191	0.21191
1.422	-4.0447	-22.82	14.674	-70.54	0.21204	0.21204

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)	F <sub>nmin</sub> (dB)
1.423	-4.0434	-22.819	14.667	-67.124	0.21218	0.21218
1.424	-4.042	-22.817	14.659	-64.682	0.21231	0.21231
1.425	-4.0407	-22.816	14.652	-62.782	0.21244	0.21244
1.426	-4.0393	-22.814	14.645	-61.228	0.21258	0.21257
1.427	-4.038	-22.813	14.637	-59.914	0.21271	0.21271
1.428	-4.0366	-22.811	14.63	-58.775	0.21285	0.21284
1.429	-4.0353	-22.81	14.622	-57.772	0.21298	0.21297
1.43	-4.0339	-22.808	14.615	-56.875	0.21312	0.2131
1.431	-4.0325	-22.807	14.608	-56.064	0.21326	0.21324
1.432	-4.0312	-22.805	14.6	-55.324	0.21339	0.21337
1.433	-4.0298	-22.804	14.593	-54.644	0.21353	0.2135
1.434	-4.0284	-22.802	14.586	-54.016	0.21367	0.21363
1.435	-4.027	-22.801	14.579	-53.432	0.21381	0.21377
1.436	-4.0256	-22.799	14.571	-52.885	0.21394	0.2139
1.437	-4.0242	-22.798	14.564	-52.373	0.21408	0.21403
1.438	-4.0228	-22.796	14.557	-51.891	0.21422	0.21416
1.439	-4.0214	-22.794	14.549	-51.435	0.21436	0.2143
1.44	-4.02	-22.793	14.542	-51.003	0.2145	0.21443
1.441	-4.0186	-22.791	14.535	-50.593	0.21464	0.21456

**Tabla 3.1-3 Simulación ATF35143 más red de polarización y con coeficientes de reflexión hallados teóricamente**

Como podemos observar con la elección de esos coeficientes de reflexión de fuente y de carga obtenidos teóricamente se consigue llevar el factor de ruido a su valor mínimo en la frecuencia de interés y la adaptación a la salida también es muy buena pero por otro lado, la adaptación a la entrada es de tan solo 4 dB lo que es insuficiente ya que se asume que en el proceso de fabricación se perderá bastante adaptación y el margen debe de ser mayor.

Para llevar a cabo la optimización de los coeficientes de reflexión usaremos una herramienta de *Microwave Office*. Para emplearla primero hay que seleccionar los parámetros del diseño que se desean optimizar, que en este caso serán tanto los módulos y los argumentos de los coeficientes de reflexión como las longitudes de las líneas conectadas a fuente del transistor. Además, se deberán elegir los objetivos de la optimización que serán que la adaptación a la entrada y a la salida sea lo mejor posible manteniendo un margen de ruido aceptable, esto es:

$$|S_{11}| < -30dB \quad |S_{22}| < -30dB \quad \text{y} \quad NF < 0.35dB$$

Los objetivos de la optimización se seleccionan utilizando un cuadro de diálogo como el siguiente:

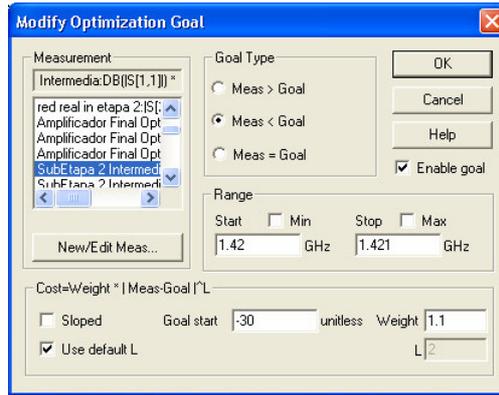


Figura 3.1-10 Objetivos de la optimización.

El resultado de la optimización nos proporciona los coeficientes de fuente y carga y la anchura y longitud de las líneas siguientes:

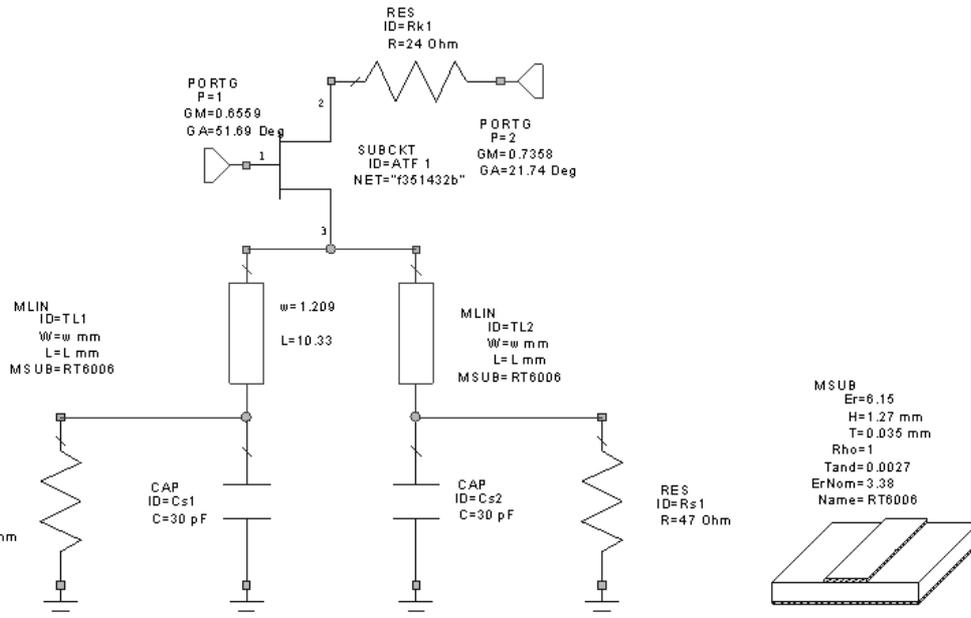


Figura 3.1-11 Transistor ATF35143 más red de polarización cargado con los coeficientes de reflexión de fuente y de carga optimizados

Los nuevos valores de los coeficientes de reflexión después de la optimización serán:

$$\rho_S = 0.6559 \angle 51.69 \neq \rho_{opt} \quad (3.1-5)$$

$$\rho_L = 0.7358 \angle 21.74 \neq \rho_{opt}^* \quad (3.1-6)$$

Y el valor de las líneas de transmisión conectadas en paralelo también se verá modificado de modo que el nuevo valor será de anchura 1.209 mm y la longitud de 10.33 mm.

Al elegir estos coeficientes de reflexión, obtendremos una buena adaptación del diseño final y una pequeña mejora de la ganancia a costa de empeorar un poco el factor de ruido como se puede apreciar en la siguiente tabla:

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)	F <sub>nmin</sub> (dB)
1.4	-33.364	-17.842	14.139	-30.599	0.34952	0.2087
1.401	-33.438	-17.835	14.132	-30.636	0.34936	0.20883
1.402	-33.508	-17.827	14.126	-30.673	0.3492	0.20896
1.403	-33.574	-17.82	14.119	-30.71	0.34903	0.20909
1.404	-33.635	-17.813	14.113	-30.747	0.34887	0.20922
1.405	-33.691	-17.806	14.106	-30.783	0.34871	0.20935
1.406	-33.742	-17.799	14.1	-30.818	0.34855	0.20948
1.407	-33.789	-17.792	14.094	-30.853	0.34839	0.20961
1.408	-33.83	-17.784	14.087	-30.888	0.34823	0.20975
1.409	-33.866	-17.777	14.081	-30.922	0.34807	0.20988
1.41	-33.896	-17.77	14.074	-30.956	0.34791	0.21001
1.411	-33.921	-17.763	14.068	-30.989	0.34775	0.21014
1.412	-33.94	-17.756	14.062	-31.021	0.3476	0.21027
1.413	-33.954	-17.749	14.055	-31.053	0.34744	0.2104
1.414	-33.962	-17.741	14.049	-31.084	0.34728	0.21053
1.415	-33.965	-17.734	14.043	-31.115	0.34712	0.21066
1.416	-33.962	-17.727	14.036	-31.145	0.34697	0.21079
1.417	-33.954	-17.72	14.03	-31.175	0.34681	0.21092
1.418	-33.94	-17.713	14.024	-31.204	0.34665	0.21105
1.419	-33.92	-17.706	14.017	-31.232	0.3465	0.21118
1.42	-33.896	-17.698	14.011	-31.26	0.34634	0.21131
<b>1.4204</b>	<b>-33.884</b>	<b>-17.696</b>	<b>14.008</b>	<b>-31.271</b>	<b>0.34628</b>	<b>0.21137</b>
1.421	-33.866	-17.691	14.005	-31.287	0.34619	0.21145
1.422	-33.831	-17.684	13.998	-31.313	0.34603	0.21158
1.423	-33.791	-17.677	13.992	-31.338	0.34588	0.21171
1.424	-33.747	-17.67	13.986	-31.363	0.34572	0.21184
1.425	-33.698	-17.662	13.98	-31.387	0.34557	0.21197
1.426	-33.644	-17.655	13.973	-31.41	0.34542	0.2121
1.427	-33.587	-17.648	13.967	-31.433	0.34526	0.21223
1.428	-33.526	-17.641	13.961	-31.454	0.34511	0.21236
1.429	-33.461	-17.634	13.955	-31.475	0.34496	0.21249
1.43	-33.392	-17.626	13.948	-31.495	0.34481	0.21262
1.431	-33.32	-17.619	13.942	-31.515	0.34466	0.21275
1.432	-33.245	-17.612	13.936	-31.533	0.3445	0.21288
1.433	-33.167	-17.605	13.93	-31.551	0.34435	0.21301
1.434	-33.086	-17.597	13.924	-31.567	0.3442	0.21314
1.435	-33.003	-17.59	13.917	-31.583	0.34405	0.21327
1.436	-32.917	-17.583	13.911	-31.598	0.3439	0.2134
1.437	-32.829	-17.576	13.905	-31.612	0.34375	0.21353
1.438	-32.74	-17.568	13.899	-31.625	0.3436	0.21367
1.439	-32.648	-17.561	13.893	-31.637	0.34346	0.2138
1.44	-32.555	-17.554	13.887	-31.648	0.34331	0.21393
1.441	-32.461	-17.547	13.881	-31.659	0.34316	0.21406

*Tabla 3.1-4 Simulación ATF35143 más red de polarización y con coeficientes de reflexión optimizados mediante software*

Por otro lado también han cambiado los parámetros S del transistor quedando de la siguiente manera:

$$S = \begin{pmatrix} 0.02022 \angle 167.83 & 0.13038 \angle 27.645 \\ 5.0145 \angle 38.531 & 0.02726 \angle -81.78 \end{pmatrix}$$

$$F_n = 0.34619 \text{ dB}$$

$$F_{nmin} = 0.21 \text{ dB}$$

$$G_a = 14.008 \text{ dB}$$

$$|S_{11}| = -33.86 \text{ dB}$$

$$|S_{22}| = -31.287 \text{ dB}$$

Tenemos que  $K=1.09$  y  $|\Delta|=0.6543 \leq 1$  por lo que el amplificador será incondicionalmente estable. En la siguiente figura se pueden observar las circunferencias de estabilidad de fuente y de carga y los círculos de ruido, es decir, los coeficientes de reflexión de fuente y de carga que se pueden elegir para mantener el amplificador dentro de la región estable y para obtener un factor de ruido determinado respectivamente. Como se puede apreciar, la red es incondicionalmente estable para cualquier coeficiente de reflexión de fuente o de carga elegido.

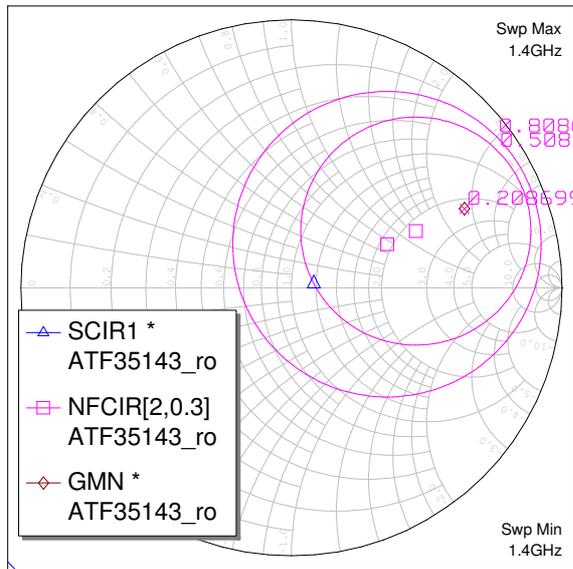


Figura 3.1-12 Círculo de Estabilidad de Fuente y Círculos de Ruido

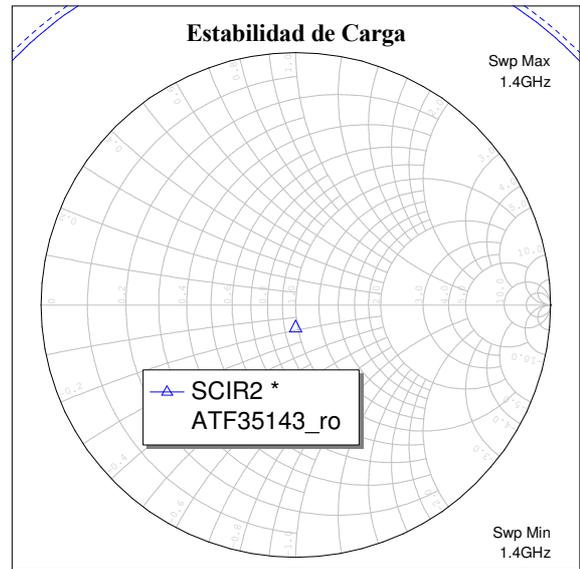
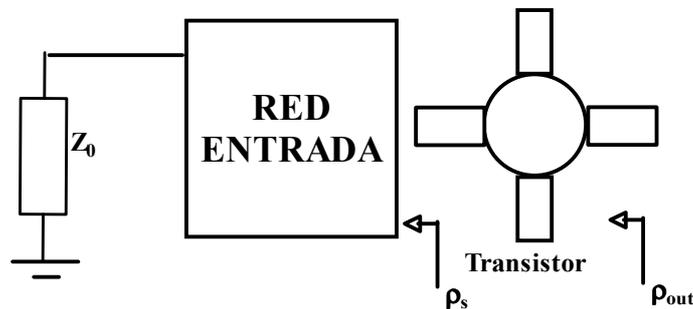


Figura 3.1-13 Círculo de Estabilidad de Carga

### 3.1.4 Diseño de la etapa de adaptación de entrada del amplificador

El siguiente paso es el diseño de la etapa de adaptación de entrada y salida del amplificador de modo que se obtengan los parámetros de reflexión estudiados en el punto anterior que son los

que necesitan para obtener un mayor compromiso entre buena adaptación (MTP) y bajo nivel de ruido. Cómo se vio la red de adaptación a la entrada debe ser tal que  $\rho_s = 0.6559 \angle 51.69 \neq \rho_{opt}$  estando esta conectada a una impedancia de  $Z_0 = 50 \text{ Ohm}$ .



*Figura 3.1-14 Etapa de Adaptación de Entrada*

Recordar que, puesto que el dispositivo es incondicionalmente estable, la impedancia/admitancia de fuente se encuentra en zona estable por lo que no tendremos ningún problema de inestabilidad en el diseño.

Para conseguir adaptar la impedancia  $Z_S$  a la impedancia  $Z_0 = 50$  se pueden utilizar diferentes tipos de redes de adaptación. Para su correcta elección se tienen en cuenta que interesa que la red sea pasiva sin pérdidas o, en su defecto, que las pérdidas que introduzca la red sean mínimas. Además, en su diseño final se deberán tener en cuenta la presencia de elementos de la red de polarización así como del condensador de desacoplo de continua a la entrada de valor  $C=100 \text{ pF}$ .

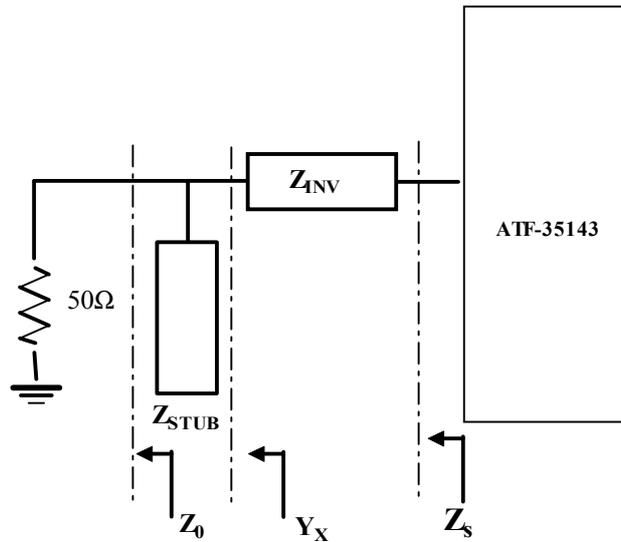
Hay diferentes formas de conseguirlo, empleando distintos métodos de diseño de estas redes de adaptación. Principalmente son tres los métodos que más se emplean:

- Usando líneas de transmisión y condensadores en serie.
- Usando líneas de transmisión y bobinas en paralelo.
- Usando líneas de transmisión con stub en paralelo.

El problema principal de usar líneas de transmisión con elementos concentrados es que a la hora de fabricar solamente se dispone de valores normalizados de estos componentes que pueden diferir de los valores obtenidos en la simulación y pueden provocar variaciones en las características finales del circuito. El inconveniente de emplear líneas de transmisión proviene del aumento sustancial del tamaño del circuito unido a unas pérdidas dependientes de la calidad del sustrato empleado. Dado que el sustrato empleado en este proyecto, Duroid RT6006, va tener una tangente de pérdidas bastante aceptable en torno a 0.0027 y ya que de momento no tenemos restricciones en cuanto al tamaño final del circuito nos decantamos por emplear una red de adaptación formada únicamente por líneas de transmisión.

### **3.1.4.1 Método de líneas de transmisión con Stub en paralelo.**

Como hemos dicho, se pueden emplear varios tipos de redes para adaptar la impedancia  $Z_S$  de la primera etapa a la impedancia de 50 Ohm de los conectores del circuito final. Nosotros en nuestro diseño utilizaremos un stub de  $\lambda/8$  en circuito abierto en paralelo con una línea de  $\lambda/4$  de modo que nos quede:



**Figura 3.1-15 Red de adaptación de entrada del amplificador de una etapa**

Ahora vamos a calcular las impedancias de la línea inversor de  $\lambda/4$  y del stub en paralelo de  $\lambda/8$ .

Como se puede apreciar en la Figura 3.1-15 la admitancia  $\overline{Y}_X = \overline{Y}_0 + jY_{0STUB}$

y después de la línea inversora la impedancia es igual a:

$$\overline{Z}_S = (\overline{R}_S + j\overline{X}_S) = \frac{Z_{0inv}^2}{Z_X}$$

si sustituimos nos queda:

$$\overline{Z}_S = (\overline{R}_S + j\overline{X}_S) = Z_{0inv}^2 \cdot \overline{Y}_X = Z_{0inv}^2 (\overline{Y}_0 + jY_{0STUB}) = Z_{0inv}^2 (1 + jY_{0STUB}) \quad (3.1-7)$$

donde  $\overline{Y}_0 = 1$  admitancia normalizada.

Separando la parte real y la imaginaria,

$$\overline{R}_S = Z_{0inv}^2 \quad (3.1-8)$$

$$j\overline{X}_S = jZ_{0inv}^2 \cdot Y_{0STUB} \quad (3.1-9)$$

despejando

$$Z_{0inv} = \sqrt{\overline{R_S}} \Rightarrow Z_{inv} = Z_0 \cdot Z_{0inv} = 50 \cdot Z_{0inv} \quad (3.1-10)$$

$$Y_{0STUB} = \frac{\overline{X_S}}{Z_{0inv}^2} \Rightarrow Z_{0STUB} = \frac{Z_{0inv}^2}{\overline{X_S}} \Rightarrow Z_{STUB} = Z_0 \cdot Z_{0STUB} = 50 \cdot Z_{0STUB} \quad (3.1-11)$$

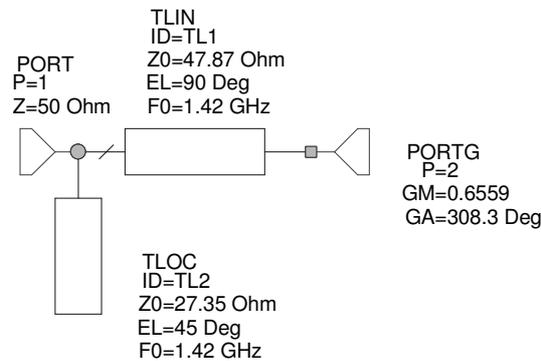
Para el cálculo de las impedancias de las líneas  $Z_{01}$  y  $Z_{02}$  tenemos que el coeficiente de reflexión de fuente de la primera etapa es  $\rho_S = 0.6559 \angle 51.69^\circ$  así la impedancia de fuente normalizada respecto a  $Z_0 = 50 \Omega$  es  $\overline{Z_S} = \frac{1 + \rho_S}{1 - \rho_S} = 0.9235 + j1.6683$

$$Z_{inv} = 50 \cdot \sqrt{0.9235} = 48.0493 \Omega$$

$$Z_{STUB} = 50 \cdot \frac{0.9235}{1.6683} = 27.678 \Omega$$

Una vez realizado el estudio teórico de cómo va a ser la red de adaptación a la entrada se implementará esa red empleando *Microwave Office* para ver si coincide la adaptación de la simulación con la supuesta en el desarrollo teórico.

Lo primero será implementar esa red de adaptación a la entrada usando líneas ideales y optimizar teniendo como objetivo que los parámetros  $|S_{11}|$  y  $|S_{22}|$  sean lo más próximos a 0 posible. Asimismo, los valores que se modificarán durante el proceso de optimización serán las impedancias de las líneas, que como se puede apreciar no variarán significativamente de los valores calculados previamente en el desarrollo teórico. Se obtiene la siguiente red de adaptación a la entrada con líneas ideales:



**Figura 3.1-16 Red de adaptación de entrada ideal**

La siguiente tabla muestra los parámetros S para el rango de frecuencias de interés:

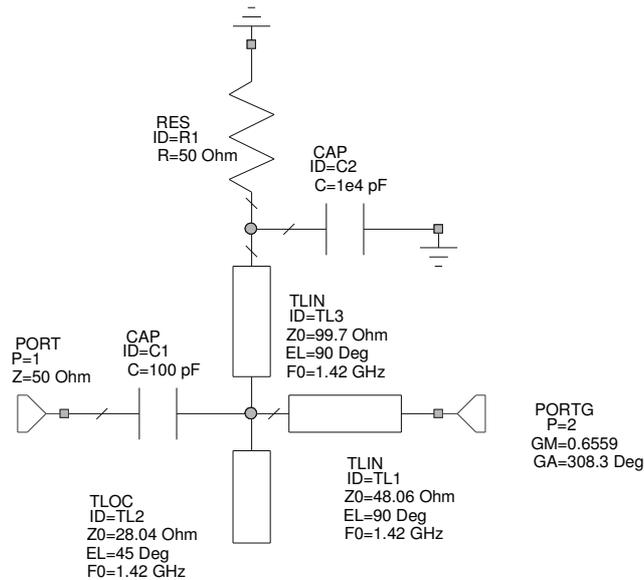
f (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	$ S_{12} $ (dB)	$ S_{21} $ (dB)	$ S_{22} $ (dB)
1.4	-23.432	-0.019748	-0.019748	-23.432
1.401	-23.865	-0.017874	-0.017874	-23.865
1.402	-24.32	-0.01609	-0.01609	-24.32
1.403	-24.802	-0.014398	-0.014398	-24.802
1.404	-25.313	-0.012797	-0.012797	-25.313

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.405	-25.857	-0.011289	-0.011289	-25.857
1.406	-26.438	-0.009874	-0.009874	-26.438
1.407	-27.061	-0.0085525	-0.0085525	-27.061
1.408	-27.733	-0.007325	-0.007325	-27.733
1.409	-28.463	-0.0061921	-0.0061921	-28.463
1.41	-29.259	-0.0051544	-0.0051544	-29.259
1.411	-30.135	-0.0042124	-0.0042124	-30.135
1.412	-31.108	-0.0033665	-0.0033665	-31.108
1.413	-32.2	-0.0026174	-0.0026174	-32.2
1.414	-33.444	-0.0019655	-0.0019655	-33.444
1.415	-34.882	-0.0014114	-0.0014114	-34.882
1.416	-36.576	-0.00095554	-0.00095554	-36.576
1.417	-38.608	-0.00059841	-0.00059841	-38.608
1.418	-41.057	-0.00034053	-0.00034053	-41.057
1.419	-43.768	-0.00018237	-0.00018237	-43.768
1.42	-45.429	-0.00012443	-0.00012443	-45.429
<b>1.4204</b>	<b>-45.258</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>-45.258</b>
1.421	-44.146	-0.00016717	-0.00016717	-44.146
1.422	-41.449	-0.00031108	-0.00031108	-41.449
1.423	-38.923	-0.0005566	-0.0005566	-38.923
1.424	-36.816	-0.00090421	-0.00090421	-36.816
1.425	-35.061	-0.0013543	-0.0013543	-35.061
1.426	-33.574	-0.0019075	-0.0019075	-33.574
1.427	-32.29	-0.002564	-0.002564	-32.29
1.428	-31.162	-0.0033244	-0.0033244	-31.162
1.429	-30.159	-0.0041891	-0.0041891	-30.159
1.43	-29.255	-0.0051584	-0.0051584	-29.255
1.431	-28.434	-0.0062329	-0.0062329	-28.434
1.432	-27.682	-0.0074129	-0.0074129	-27.682
1.433	-26.988	-0.0086988	-0.0086988	-26.988
1.434	-26.344	-0.010091	-0.010091	-26.344
1.435	-25.743	-0.01159	-0.01159	-25.743
1.436	-25.18	-0.013196	-0.013196	-25.18
1.437	-24.651	-0.014909	-0.014909	-24.651
1.438	-24.151	-0.016731	-0.016731	-24.151
1.439	-23.678	-0.01866	-0.01866	-23.678
1.44	-23.229	-0.020698	-0.020698	-23.229
1.441	-22.801	-0.022845	-0.022845	-22.801

*Tabla 3.1-5 Simulación red de adaptación de entrada con líneas ideales del amplificador de una etapa*

En ella se puede apreciar la buena adaptación obtenida en la simulación con líneas ideales.

En el siguiente paso se introducirá la red de polarización y el condensador de desacoplo y se optimizará el diseño para que su inclusión afecte lo menos posible a la adaptación a la entrada del amplificador. En el siguiente esquemático se puede apreciar como quedaría el diseño:



**Figura 3.1-17 Red de adaptación a la entrada con líneas de transmisión ideales más la red de polarización**

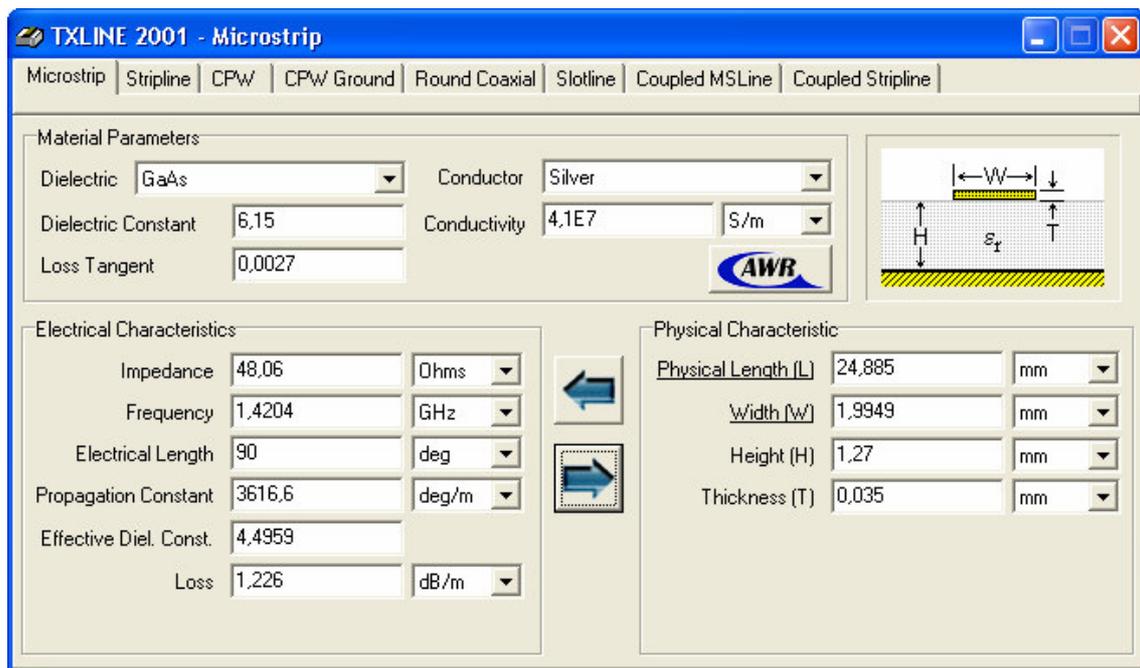
Después de la optimización los parámetros S se muestran a continuación:

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.4	-26.442	-0.0098638	-0.0098638	-26.442
1.401	-26.87	-0.008939	-0.008939	-26.87
1.402	-27.32	-0.0080581	-0.0080581	-27.32
1.403	-27.795	-0.0072212	-0.0072212	-27.796
1.404	-28.3	-0.0064287	-0.0064287	-28.3
1.405	-28.837	-0.0056808	-0.0056808	-28.837
1.406	-29.41	-0.0049779	-0.0049779	-29.41
1.407	-30.025	-0.0043201	-0.0043201	-30.025
1.408	-30.689	-0.0037078	-0.0037078	-30.689
1.409	-31.409	-0.0031412	-0.0031412	-31.409
1.41	-32.196	-0.0026206	-0.0026206	-32.196
1.411	-33.062	-0.0021463	-0.0021463	-33.063
1.412	-34.028	-0.0017186	-0.0017186	-34.028
1.413	-35.116	-0.0013377	-0.0013377	-35.116
1.414	-36.363	-0.0010038	-0.0010038	-36.363
1.415	-37.822	-0.00071737	-0.00071737	-37.822
1.416	-39.581	-0.00047855	-0.00047855	-39.581
1.417	-41.794	-0.00028762	-0.00028762	-41.794
1.418	-44.777	-0.00014486	-0.00014486	-44.777
1.419	-49.366	0	0	-49.366
1.42	-59.718	0	0	-59.719
<b>1.4204</b>	<b>-77.467</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>-77.466</b>
1.421	-57.364	0	0	-57.363
1.422	-48.558	0	0	-48.558
1.423	-44.267	-0.00016285	-0.00016285	-44.267
1.424	-41.403	-0.00031465	-0.00031465	-41.403
1.425	-39.25	-0.00051646	-0.00051646	-39.25
1.426	-37.523	-0.00076853	-0.00076853	-37.523

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.427	-36.081	-0.0010711	-0.0010711	-36.081
1.428	-34.843	-0.0014245	-0.0014245	-34.843
1.429	-33.757	-0.0018289	-0.0018289	-33.757
1.43	-32.791	-0.0022846	-0.0022846	-32.791
1.431	-31.921	-0.0027918	-0.0027918	-31.921
1.432	-31.128	-0.0033509	-0.0033509	-31.128
1.433	-30.401	-0.0039619	-0.0039619	-30.401
1.434	-29.729	-0.0046253	-0.0046253	-29.729
1.435	-29.104	-0.0053412	-0.0053412	-29.104
1.436	-28.521	-0.0061099	-0.0061099	-28.521
1.437	-27.973	-0.0069316	-0.0069316	-27.973
1.438	-27.457	-0.0078065	-0.0078065	-27.457
1.439	-26.97	-0.008735	-0.008735	-26.97
1.44	-26.507	-0.0097172	-0.0097172	-26.507
1.441	-26.068	-0.010753	-0.010753	-26.068

**Tabla 3.1-6 Simulación red de adaptación de entrada con líneas ideales más red de polarización del amplificador de una etapa**

El siguiente paso es implementar el diseño anterior mediante el uso de líneas reales. Para esto se deberán pasar las especificaciones eléctricas de las líneas a parámetros físicos, ancho y largo de las mismas. Esto se hará valiéndose de una herramienta que proporciona *Microwave Office* llamada TXline. En la siguiente figura se muestra una captura de la misma:



**Figura 3.1-18 Ejemplo de cálculo de dimensiones físicas de las líneas con el programa TXLINE**

Se puede observar que es necesario introducirle las especificaciones del material de fabricación de las líneas microstrip, en nuestro caso Duroid RT6006. También se le especificará la impedancia de la línea, la longitud eléctrica y la frecuencia de trabajo. A partir de estos datos el programa proporcionará las dimensiones físicas de la línea.

Usando TXline obtenemos las siguientes dimensiones para las impedancias calculadas:

Impedancia	Longitud Eléctrica (°)	Anchura (mm)	Longitud (mm)
99,12	90	0,31975	26,529
48,06	90	1,9949	24,885
28,04	45	4,6543	11,888

Tabla 3.1-7 Dimensiones físicas de las líneas de la red de adaptación de entrada

Si implementamos en *Microwave Office* con líneas reales usando las dimensiones de línea calculadas se pierde mucha adaptación por lo que se procede a optimizar mediante software las dimensiones de las líneas para mejorarla. Después de la optimización se obtiene el siguiente esquemático:

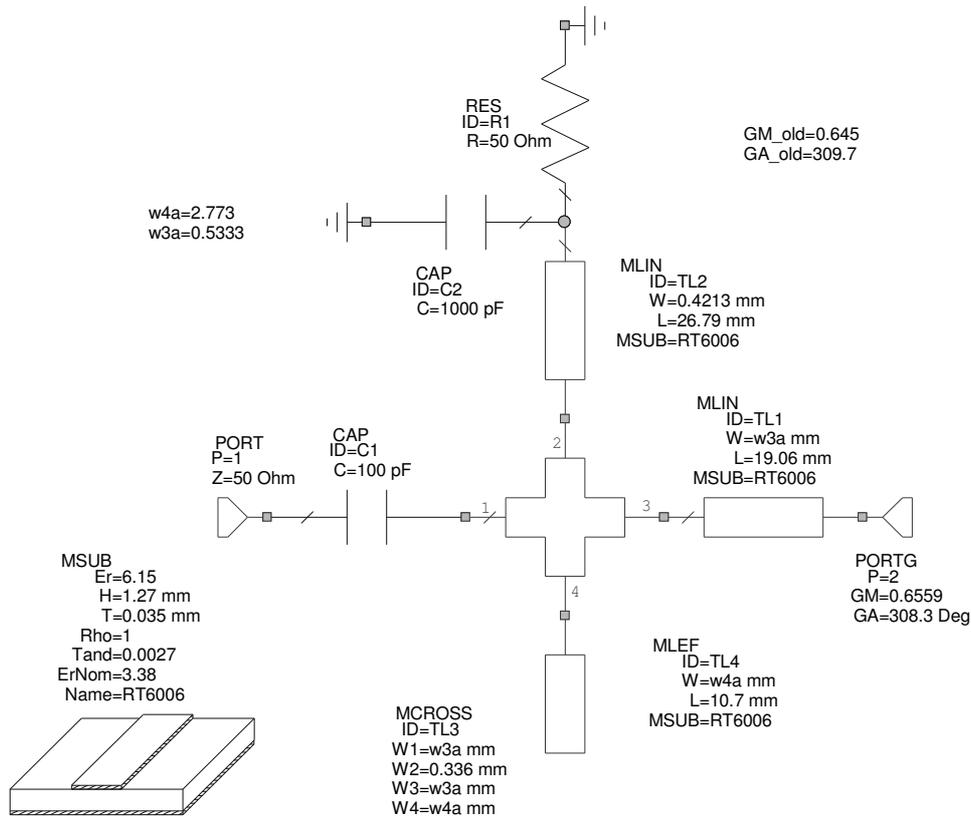


Figura 3.1-19 Red de adaptación de entrada con líneas reales

Como se puede apreciar las nuevas dimensiones después de la optimización son:

Línea de Transmisión	Anchura (mm)	Longitud (mm)
Alta impedancia	0,31975	26,529
$\lambda/4$	0.53331	19.057
$\lambda/8$	2.7726	10.699

Tabla 3.1-8 Dimensiones físicas de las líneas de la red de adaptación a la entrada después de la optimización

Al pasar a líneas de transmisión reales hay que tener en cuenta algunas limitaciones físicas a la hora de fabricar esas líneas impuestas por los instrumentos y materiales de fabricación como pueden ser: mantener una relación entre el ancho y la altura de las líneas, tener en cuenta a precisión de la maquina de vaciado de placa en el ancho de las líneas o evitar líneas demasiado lagas que aumenten mucho el tamaño del diseño final.

Finalmente se muestran los resultados de la simulación de la red de adaptación de entrada con líneas reales después de optimizar y se puede observar que se consigue una buena adaptación del transistor con el puerto de entrada a 50 Ohm.

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)
1.4	-28.404	-0.10019	-0.10019	-28.111	0.093477
1.401	-28.797	-0.099772	-0.099772	-28.482	0.093607
1.402	-29.21	-0.099377	-0.099377	-28.869	0.093738
1.403	-29.643	-0.099007	-0.099007	-29.273	0.093869
1.404	-30.099	-0.098662	-0.098662	-29.695	0.094001
1.405	-30.58	-0.098342	-0.098342	-30.137	0.094132
1.406	-31.089	-0.098048	-0.098048	-30.601	0.094264
1.407	-31.629	-0.097779	-0.097779	-31.087	0.094396
1.408	-32.203	-0.097535	-0.097535	-31.599	0.094529
1.409	-32.817	-0.097318	-0.097318	-32.136	0.094661
1.41	-33.474	-0.097126	-0.097126	-32.702	0.094794
1.411	-34.182	-0.096961	-0.096961	-33.297	0.094927
1.412	-34.945	-0.096821	-0.096821	-33.922	0.095061
1.413	-35.773	-0.096709	-0.096709	-34.578	0.095195
1.414	-36.673	-0.096622	-0.096622	-35.26	0.095329
1.415	-37.654	-0.096563	-0.096563	-35.966	0.095463
1.416	-38.721	-0.09653	-0.09653	-36.682	0.095597
1.417	-39.872	-0.096524	-0.096524	-37.392	0.095732
1.418	-41.086	-0.096546	-0.096546	-38.065	0.095867
1.419	-42.293	-0.096594	-0.096594	-38.658	0.096003
1.42	-43.342	-0.09667	-0.09667	-39.119	0.096138
<b>1.4204</b>	<b>-43.664</b>	<b>-0.096708</b>	<b>-0.096708</b>	<b>-39.253</b>	<b>0.096193</b>
1.421	-43.988	-0.096774	-0.096774	-39.39	0.096274
1.422	-43.998	-0.096905	-0.096905	-39.431	0.09641
1.423	-43.366	-0.097065	-0.097065	-39.234	0.096547
1.424	-42.315	-0.097252	-0.097252	-38.829	0.096683
1.425	-41.096	-0.097468	-0.097468	-38.267	0.09682
1.426	-39.866	-0.097712	-0.097712	-37.605	0.096958
1.427	-38.695	-0.097984	-0.097984	-36.89	0.097095
1.428	-37.608	-0.098285	-0.098285	-36.158	0.097233
1.429	-36.607	-0.098615	-0.098615	-35.431	0.097371
1.43	-35.687	-0.098973	-0.098973	-34.723	0.097509
1.431	-34.84	-0.099361	-0.099361	-34.041	0.097648
1.432	-34.058	-0.099778	-0.099778	-33.388	0.097787
1.433	-33.332	-0.10022	-0.10022	-32.765	0.097926
1.434	-32.657	-0.1007	-0.1007	-32.172	0.098065
1.435	-32.026	-0.10121	-0.10121	-31.608	0.098205
1.436	-31.434	-0.10174	-0.10174	-31.071	0.098345
1.437	-30.877	-0.10231	-0.10231	-30.559	0.098485
1.438	-30.351	-0.1029	-0.1029	-30.071	0.098626
1.439	-29.853	-0.10353	-0.10353	-29.605	0.098767

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)
1.44	-29.38	-0.10418	-0.10418	-29.159	0.098908
1.441	-28.93	-0.10487	-0.10487	-28.732	0.099049

### 3.1.5 Diseño de la etapa de adaptación de salida del amplificador

Como se ha visto, es necesario adaptar el transistor a los terminales de entrada y salida del dispositivo, cuya impedancia es  $Z_0 = 50 \text{ Ohm}$ , con la mayor adaptación posible para conseguir la Máxima Transferencia de Potencia (MTP). Al igual que en el caso anterior, al introducir líneas reales también aparecerá ruido por lo que se deberá alcanzar un compromiso entre una buena adaptación y un nivel de ruido aceptable.

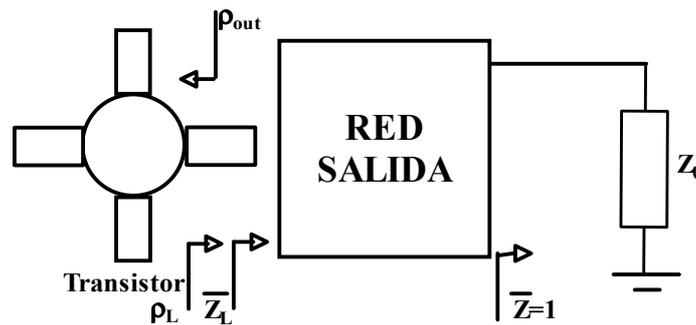


Figura 3.1-20 Etapa de Adaptación de Salida

Cómo se vio en teoría, para conseguir la máxima transferencia de potencia a la salida del dispositivo se debe cumplir lo siguiente:

$$\rho_L = \left( S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_S}{1 - S_{11}\rho_S} \right)^* = \rho_{out}^* \quad (3.1-12)$$

Por otro lado se tenía que el coeficiente de reflexión de fuente  $\rho_S$  debía de ser igual a  $\rho_{opt}$  para obtener el mínimo nivel de ruido posible por lo que la ecuación anterior quedaba:

$$\rho_L = \left( S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_{opt}}{1 - S_{11}\rho_{opt}} \right)^* = \rho_{out}^* \quad (3.1-13)$$

Con esto se conseguía la MTP teóricamente pero cómo se pudo comprobar, era necesario alcanzar un compromiso entre ésta y un nivel de ruido aceptable, por lo que se optimizó mediante software cambiando un poco los valores respecto de lo calculado teóricamente. Al final, el coeficiente de reflexión de carga quedaba  $\rho_L = 0.7358 \angle 21.74^\circ$ .

Para adaptar el transistor con los terminales de salida del amplificador completo se emplearán líneas de transmisión o stubs en vez de bobinas y condensadores por las razones comentadas en el punto 3.1.4.

### 3.1.5.1 Método de líneas de transmisión con Stub en paralelo.

Al igual que en el caso del diseño de la red de adaptación a la entrada, para la red de adaptación de salida se utilizará una red compuesta de una línea de transmisión de longitud  $\lambda/4$  e impedancia característica  $Z_{inv}$ , seguida de una línea de transmisión en circuito abierto de longitud  $\lambda/8$  e impedancia  $Z_{STUB}$  conectada en paralelo. El esquema de la red formada por ambos stubs sería el siguiente:

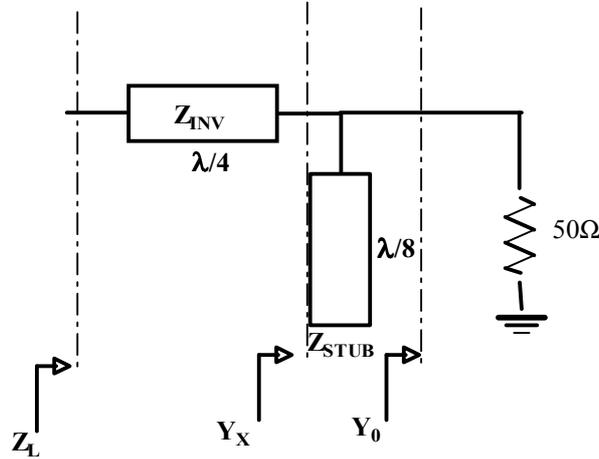


Figura 3.1-21 Red de adaptación a la salida con Stubs

Para la red de salida de la primera etapa tendríamos la siguiente red para adaptar el coeficiente de reflexión de carga de la primera etapa  $\rho_L = 0.73 \angle 21.74$  a una impedancia de  $50 \Omega$ .

Ahora vamos a calcular las impedancias de la línea inversor de  $\lambda/4$  y del stub en paralelo de  $\lambda/8$ . Como se puede apreciar en la Figura 3.1-21 la admitancia  $\overline{Y}_X = \overline{Y}_0 + jY_{0STUB}$

Y después de la línea inversora la impedancia es igual a  $\overline{Z}_L = (\overline{R}_L + j\overline{X}_L) = \frac{Z_{0inv}^2}{\overline{Z}_X}$

si sustituimos nos queda

$$\overline{Z}_L = (\overline{R}_L + j\overline{X}_L) = Z_{0inv}^2 \cdot \overline{Y}_X = Z_{0inv}^2 (\overline{Y}_0 + jY_{0STUB}) = Z_{0inv}^2 (1 + jY_{0STUB}) \quad (3.1-14)$$

donde  $\overline{Y}_0 = 1$  admitancia normalizada

y separando la parte real y la imaginaria,

$$\overline{R}_L = Z_{0inv}^2 \quad (3.1-15)$$

$$j\overline{X}_L = jZ_{0inv}^2 \cdot Y_{0STUB} \quad (3.1-16)$$

despejando

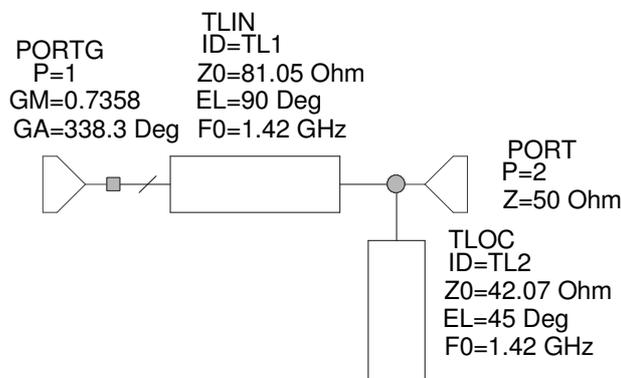
$$Z_{0inv} = \sqrt{R_L} \Rightarrow Z_{inv} = Z_0 \cdot Z_{0inv} = 50 \cdot Z_{0inv} \quad (3.1-17)$$

$$Y_{0STUB} = \frac{\overline{X_L}}{Z_{0inv}^2} \Rightarrow Z_{0STUB} = \frac{Z_{0inv}^2}{\overline{X_L}} \Rightarrow Z_{STUB} = Z_0 \cdot Z_{0STUB} = 50 \cdot Z_{0STUB} \quad (3.1-18)$$

En este caso se sabe que  $\rho_L = 0.73 \angle 21.74$  por lo tanto  $Z_{inv} = 81.0635$

y  $Z_{STUB} = 42.0676$ .

El primer paso después del cálculo teórico de las impedancias de las líneas será la implementación de la misma red en *Microwave Office* para poder simularla y ver si se obtienen los objetivos predichos en el cálculo teórico. Hay que tener en cuenta que el puerto de entrada de la etapa de salida, es decir, el que está conectado al transistor, deberá ser cargado con el coeficiente de reflexión  $\rho_{out}$  que aparece en la Figura 3.1-11. El valor de ese coeficiente es  $\rho_{out} = \rho_L^* = 0.7358 \angle 338.26^\circ$ . El puerto de salida estará adaptado a  $Z_0 = 50 \Omega$ , esto es, a la impedancia de los conectores de salida. Al pasar la red a *Microwave Office* se obtienen los siguientes parámetros S para la etapa de adaptación de salida:  $|S_{11}| \approx |S_{22}| \approx -70$  dB y lo que indica que hay muy buena adaptación entre la red de adaptación y el transistor a la vez que entre la red de adaptación y los terminales de salida. En la siguiente figura se puede apreciar el esquema de la red de adaptación a la salida con líneas ideales una vez implementado en *Microwave Office*.



**Figura 3.1-22 Red de adaptación de salida con líneas ideales**

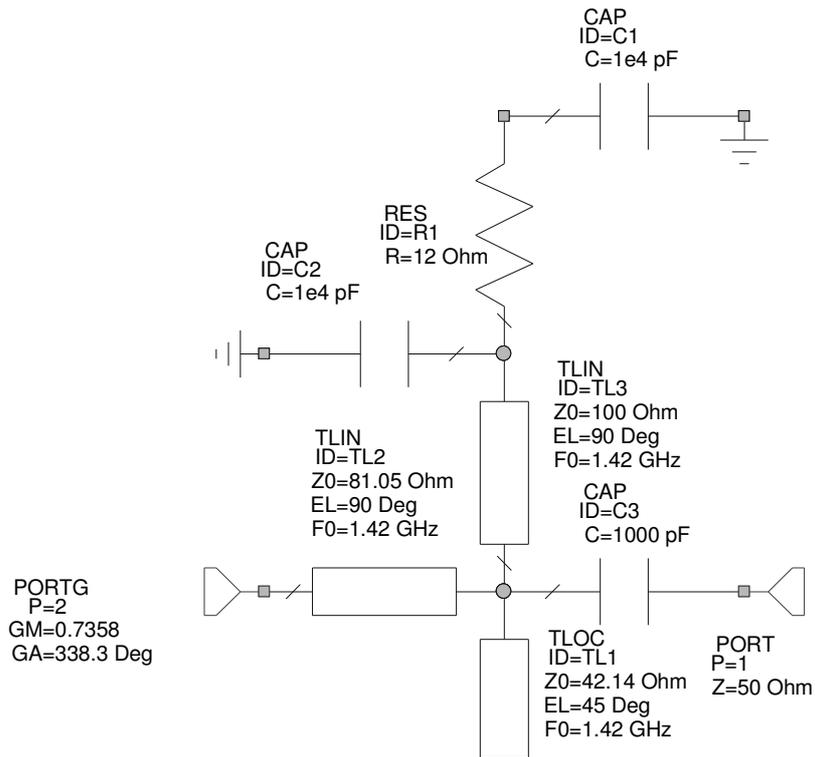
Por otro lado, en la siguiente tabla, se muestran los resultados de la simulación. En ella se puede apreciar que la adaptación usando líneas de transmisión ideales se ajusta bastante a lo esperado.

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.4	-25.853	-0.0113	-0.0113	-25.853
1.401	-26.28	-0.01024	-0.01024	-26.28
1.402	-26.73	-0.0092306	-0.0092306	-26.73
1.403	-27.206	-0.0082719	-0.0082719	-27.206

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.404	-27.71	-0.0073643	-0.0073643	-27.71
1.405	-28.247	-0.006508	-0.006508	-28.247
1.406	-28.819	-0.0057033	-0.0057033	-28.819
1.407	-29.434	-0.0049504	-0.0049504	-29.434
1.408	-30.096	-0.0042497	-0.0042497	-30.096
1.409	-30.815	-0.0036014	-0.0036014	-30.815
1.41	-31.6	-0.0030058	-0.0030058	-31.6
1.411	-32.464	-0.0024632	-0.0024632	-32.464
1.412	-33.426	-0.0019737	-0.0019737	-33.426
1.413	-34.51	-0.0015378	-0.0015378	-34.51
1.414	-35.75	-0.0011556	-0.0011556	-35.75
1.415	-37.201	-0.00082744	-0.00082744	-37.201
1.416	-38.946	-0.00055357	-0.00055357	-38.946
1.417	-41.137	-0.00033426	-0.00033426	-41.137
1.418	-44.08	-0.00016976	-0.00016976	-44.08
1.419	-48.572	0	0	-48.572
1.42	-58.423	0	0	-58.423
<b>1.4204</b>	<b>-74.297</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>-74.297</b>
1.421	-57.484	0	0	-57.484
1.422	-48.242	0	0	-48.242
1.423	-43.86	-0.00017857	-0.00017857	-43.86
1.424	-40.957	-0.00034839	-0.00034839	-40.957
1.425	-38.783	-0.00057483	-0.00057483	-38.783
1.426	-37.043	-0.00085812	-0.00085812	-37.043
1.427	-35.592	-0.0011985	-0.0011985	-35.592
1.428	-34.348	-0.0015963	-0.0015963	-34.348
1.429	-33.258	-0.0020517	-0.0020517	-33.258
1.43	-32.288	-0.0025649	-0.0025649	-32.288
1.431	-31.415	-0.0031362	-0.0031362	-31.415
1.432	-30.621	-0.0037658	-0.0037658	-30.621
1.433	-29.893	-0.0044541	-0.0044541	-29.893
1.434	-29.22	-0.0052011	-0.0052011	-29.22
1.435	-28.594	-0.0060071	-0.0060071	-28.594
1.436	-28.01	-0.0068725	-0.0068725	-28.01
1.437	-27.462	-0.0077973	-0.0077973	-27.462
1.438	-26.946	-0.0087819	-0.0087819	-26.946
1.439	-26.459	-0.0098265	-0.0098265	-26.459
1.44	-25.997	-0.010931	-0.010931	-25.997
1.441	-25.557	-0.012096	-0.012096	-25.557

**Tabla 3.1-9 Simulación de la red de adaptación de salida con líneas ideales**

Se procederá ahora a añadir los elementos de la red de polarización conectados al drenador del transistor, así como los condensadores de desacoplo para ver como influye su inclusión en las condiciones de adaptación de la red de salida. Una vez simulada  $|S_{11}| \approx |S_{22}| \approx -60$  dB, como se puede observar disminuye considerablemente la adaptación aunque sigue siendo muy buena. A pesar de todo se optimizará el tamaño de las líneas para mejorar un poco la adaptación ya que cuanto mayor sea la adaptación mayor será el margen de seguridad del que se dispondrá a la hora de la fabricación. Después de la optimización queda la siguiente red de adaptación de salida:



**Figura 3.1-23 Red de adaptación de salida con líneas ideales más red de polarización**

En la tabla que se muestra a continuación se puede ver como, después de la optimización, mejora un poco la adaptación quedando  $|S_{11}| \approx |S_{22}| \approx -76$  dB.

f (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	$ S_{12} $ (dB)	$ S_{21} $ (dB)	$ S_{22} $ (dB)
1.4	-25.38	-0.012603	-0.012603	-25.38
1.401	-25.805	-0.011426	-0.011426	-25.805
1.402	-26.253	-0.010305	-0.010305	-26.253
1.403	-26.727	-0.0092386	-0.0092386	-26.727
1.404	-27.229	-0.0082286	-0.0082286	-27.229
1.405	-27.763	-0.007275	-0.007275	-27.763
1.406	-28.334	-0.0063781	-0.0063781	-28.334
1.407	-28.947	-0.0055384	-0.0055384	-28.947
1.408	-29.608	-0.0047562	-0.0047562	-29.608
1.409	-30.325	-0.004032	-0.004032	-30.325
1.41	-31.109	-0.0033663	-0.0033663	-31.109
1.411	-31.972	-0.0027593	-0.0027593	-31.972
1.412	-32.933	-0.0022114	-0.0022114	-32.933
1.413	-34.016	-0.0017232	-0.0017232	-34.016
1.414	-35.257	-0.0012949	-0.0012949	-35.257
1.415	-36.709	-0.0009270	-0.0009270	-36.709
1.416	-38.458	-0.0006199	-0.0006199	-38.458
1.417	-40.655	-0.0003739	-0.0003739	-40.655
1.418	-43.61	-0.0001896	-0.0001896	-43.61
1.419	-48.136	0	0	-48.136
1.42	-58.177	0	0	-58.177
<b>1.4204</b>	<b>-76.042</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>-76.047</b>

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.421	-56.726	0	0	-56.726
1.422	-47.629	0	0	-47.629
1.423	-43.277	-0.0002046	-0.0002046	-43.277
1.424	-40.387	-0.0003977	-0.0003977	-40.387
1.425	-38.218	-0.0006551	-0.0006551	-38.218
1.426	-36.481	-0.0009771	-0.0009771	-36.481
1.427	-35.031	-0.0013642	-0.0013642	-35.031
1.428	-33.787	-0.0018166	-0.0018166	-33.787
1.429	-32.697	-0.0023349	-0.0023349	-32.697
1.43	-31.727	-0.0029192	-0.0029192	-31.727
1.431	-30.853	-0.0035701	-0.0035701	-30.853
1.432	-30.058	-0.0042878	-0.0042878	-30.058
1.433	-29.328	-0.0050728	-0.0050728	-29.328
1.434	-28.654	-0.0059254	-0.0059254	-28.654
1.435	-28.027	-0.006846	-0.006846	-28.027
1.436	-27.442	-0.0078349	-0.0078349	-27.442
1.437	-26.892	-0.0088925	-0.0088925	-26.892
1.438	-26.375	-0.010019	-0.010019	-26.375
1.439	-25.886	-0.011215	-0.011215	-25.886
1.44	-25.422	-0.012481	-0.012481	-25.422
1.441	-24.981	-0.013817	-0.013817	-24.981

**Tabla 3.1-10 Simulación etapa de adaptación de salida con líneas ideales más la red de polarización después de optimizar**

Finalmente queda convertir las líneas ideales a reales para ver como afectan las pérdidas a la adaptación y al nivel de ruido e intentar hallar un compromiso entre ambos.

Para esto se deberán pasar las especificaciones eléctricas de las líneas a parámetros físicos, ancho y largo de las mismas. Esto se hará valiéndose de una herramienta que proporciona *Microwave Office* llamada TXline como se vio en apartados anteriores.

Usando TXline obtenemos las siguientes dimensiones para las impedancias calculadas:

Impedancia	Longitud Eléctrica (°)	Anchura (mm)	Longitud (mm)
100	90	0,326	26,8
81,65	90	0,624	26,303
42,14	45	2,466	12,396

**Tabla 3.1-11 Dimensiones físicas de las líneas usando TXLINE**

Si implementamos en *Microwave Office* con líneas reales usando las dimensiones de línea calculadas se pierde mucha adaptación ( $|S_{11}| \approx |S_{22}| \approx -31$  dB) por lo que se procede a optimizar mediante software variando las dimensiones de las líneas. El nivel de ruido será  $F_n = 0,1244$ . Después de la optimización se obtiene el siguiente esquemático:

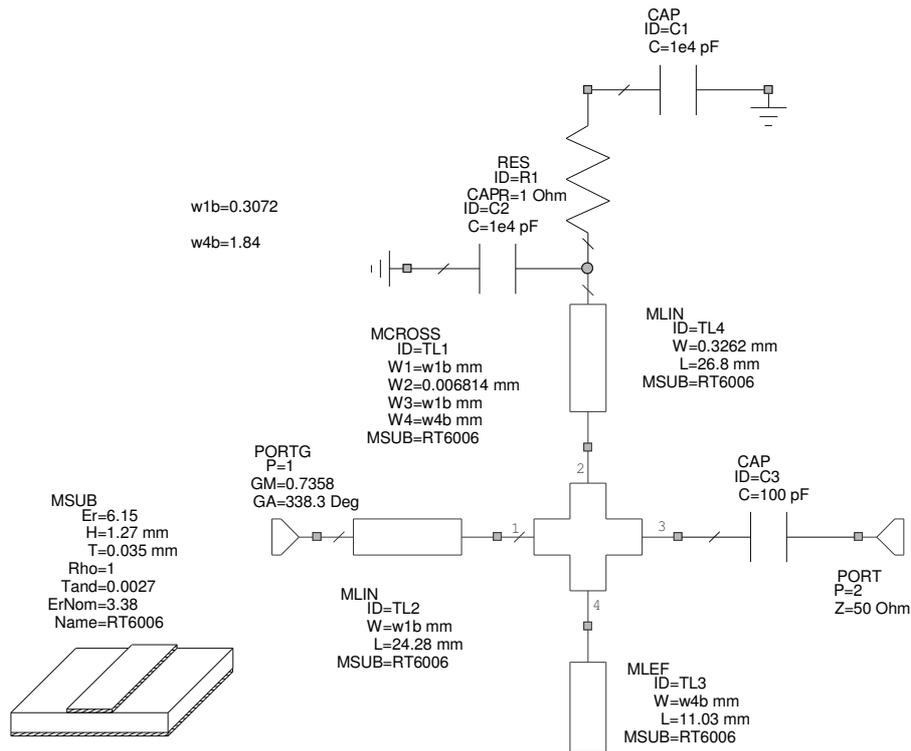


Figura 3.1-24 Red de adaptación de salida del amplificador de una etapa con líneas reales

Como se puede apreciar las nuevas dimensiones después de la optimización son:

Línea de Transmisión	Anchura (mm)	Longitud (mm)
Alta impedancia	0.326	26,8
$\lambda/4$	0,307	24,28
$\lambda/8$	1,841	11,03

Tabla 3.1-12 Tamaño de las líneas después de la optimización

Tras el proceso de optimización se consigue mejorar un poco la adaptación  $|S_{11}| \approx |S_{22}| \approx -40$  dB y el nivel de ruido queda más o menos igual  $F_n = 0,121$ .

f (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	$ S_{12} $ (dB)	$ S_{21} $ (dB)	$ S_{22} $ (dB)	$F_n$ (dB)
1.4	-28.596	-0.12393	-0.12393	-28.721	0.1181
1.401	-28.988	-0.12356	-0.12356	-29.119	0.11824
1.402	-29.398	-0.12322	-0.12322	-29.535	0.11838
1.403	-29.827	-0.1229	-0.1229	-29.971	0.11852
1.404	-30.276	-0.1226	-0.1226	-30.428	0.11866
1.405	-30.747	-0.12233	-0.12233	-30.908	0.11881
1.406	-31.241	-0.12209	-0.12209	-31.414	0.11895
1.407	-31.761	-0.12187	-0.12187	-31.945	0.11909
1.408	-32.308	-0.12168	-0.12168	-32.506	0.11924
1.409	-32.883	-0.12151	-0.12151	-33.098	0.11938
1.41	-33.489	-0.12137	-0.12137	-33.722	0.11953
1.411	-34.125	-0.12126	-0.12126	-34.379	0.11967
1.412	-34.79	-0.12117	-0.12117	-35.069	0.11982

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)
1.413	-35.482	-0.12111	-0.12111	-35.789	0.11996
1.414	-36.193	-0.12107	-0.12107	-36.532	0.12011
1.415	-36.911	-0.12107	-0.12107	-37.285	0.12026
1.416	-37.614	-0.12109	-0.12109	-38.024	0.1204
1.417	-38.268	-0.12114	-0.12114	-38.709	0.12055
1.418	-38.825	-0.12121	-0.12121	-39.289	0.1207
1.419	-39.23	-0.12131	-0.12131	-39.696	0.12085
1.42	-39.428	-0.12144	-0.12144	-39.871	0.121
<b>1.4204</b>	<b>-39.441</b>	<b>-0.12151</b>	<b>-0.12151</b>	<b>-39.868</b>	<b>0.12106</b>
1.421	-39.388	-0.1216	-0.1216	-39.784	0.12115
1.422	-39.116	-0.12179	-0.12179	-39.448	0.1213
1.423	-38.65	-0.12201	-0.12201	-38.915	0.12145
1.424	-38.046	-0.12225	-0.12225	-38.248	0.1216
1.425	-37.359	-0.12252	-0.12252	-37.509	0.12175
1.426	-36.634	-0.12282	-0.12282	-36.743	0.1219
1.427	-35.899	-0.12315	-0.12315	-35.977	0.12205
1.428	-35.176	-0.12351	-0.12351	-35.23	0.12221
1.429	-34.474	-0.1239	-0.1239	-34.511	0.12236
1.43	-33.8	-0.12431	-0.12431	-33.824	0.12251
1.431	-33.156	-0.12476	-0.12476	-33.171	0.12267
1.432	-32.543	-0.12524	-0.12524	-32.55	0.12282
1.433	-31.958	-0.12574	-0.12574	-31.961	0.12298
1.434	-31.403	-0.12628	-0.12628	-31.401	0.12313
1.435	-30.873	-0.12685	-0.12685	-30.869	0.12329
1.436	-30.369	-0.12744	-0.12744	-30.363	0.12344
1.437	-29.888	-0.12807	-0.12807	-29.88	0.1236
1.438	-29.428	-0.12873	-0.12873	-29.42	0.12376
1.439	-28.988	-0.12941	-0.12941	-28.98	0.12392
1.44	-28.567	-0.13013	-0.13013	-28.558	0.12407
1.441	-28.163	-0.13088	-0.13088	-28.154	0.12423

### 3.1.6 Diseño final de amplificador

Una vez diseñada, simulada y optimizada cada una de las etapas del amplificador final, solo resta unirlos para simular como afecta esa unión a los objetivos de amplificación y de mínimo ruido buscados. Además se añaden unas líneas a la entrada y a la salida de impedancia normalizada de 50 Ohm para unir los conectores. En la siguiente figura se puede apreciar el esquema de unión de todas estas etapas para formar el amplificador completo de bajo ruido.

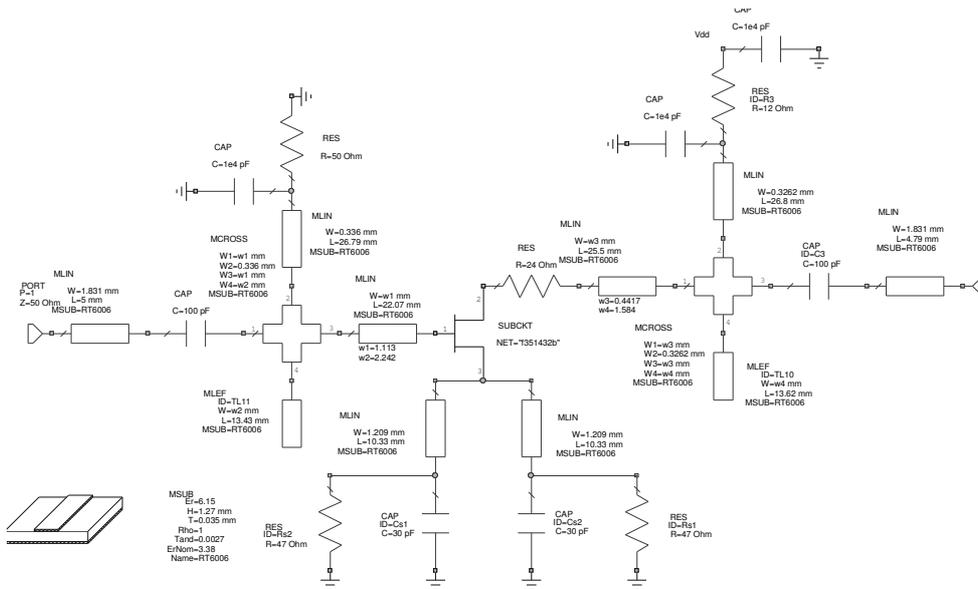


Figura 3.1-25 Amplificador de una Etapa completo

Después de la simulación se obtienen los siguientes resultados a la frecuencia de 1420,4 MHz:

$$|S| = \begin{vmatrix} -15,041 & -18,086 \\ 13,618 & -18,25 \end{vmatrix} \text{ y } F_n = 0,5675$$

Como se aprecia, al unir las distintas etapas y simular se pierde bastante adaptación y el nivel de ruido empeora un poco, por lo que se optimizará todo para conseguir una mejor adaptación. Una adaptación de  $-18$  dB puede parecer buena pero hay que tener en cuenta que a la hora de la fabricación los parámetros obtenidos pueden diferir bastante de los simulados por lo que se buscará que el margen de seguridad sea lo más amplio posible. De este modo después de la optimización, en la que se ha buscado modificar el tamaño de las líneas del circuito para mejorar la adaptación y mantener el nivel de ruido por debajo de los 0.5 dB, los nuevos valores son:

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)
1.4	-20.905	-18.115	13.865	-21.712	0.4846
1.401	-21.325	-18.104	13.862	-22.137	0.48375
1.402	-21.769	-18.094	13.859	-22.586	0.48289
1.403	-22.237	-18.084	13.856	-23.06	0.48204
1.404	-22.734	-18.074	13.852	-23.564	0.48119
1.405	-23.262	-18.064	13.848	-24.1	0.48034
1.406	-23.827	-18.054	13.844	-24.674	0.4795
1.407	-24.432	-18.045	13.84	-25.29	0.47866
1.408	-25.084	-18.036	13.836	-25.955	0.47782
1.409	-25.791	-18.026	13.832	-26.677	0.47698
1.41	-26.562	-18.017	13.827	-27.467	0.47614
1.411	-27.411	-18.009	13.822	-28.338	0.47531
1.412	-28.353	-18	13.817	-29.309	0.47448
1.413	-29.414	-17.992	13.812	-30.406	0.47365
1.414	-30.624	-17.984	13.807	-31.663	0.47282
1.415	-32.035	-17.976	13.801	-33.138	0.472
1.416	-33.723	-17.968	13.796	-34.917	0.47118
1.417	-35.824	-17.96	13.79	-37.159	0.47036

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)
1.418	-38.608	-17.953	13.784	-40.182	0.46954
1.419	-42.735	-17.945	13.777	-44.794	0.46873
1.42	-50.86	-17.938	13.771	-53.592	0.46792
<b>1.4204</b>	<b>-58.963</b>	<b>-17.936</b>	<b>13.768</b>	<b>-56.182</b>	<b>0.4676</b>
1.421	-55.542	-17.932	13.764	-50.116	0.46711
1.422	-44.292	-17.925	13.757	-43.058	0.46631
1.423	-39.521	-17.918	13.75	-39.076	0.46551
1.424	-36.453	-17.912	13.743	-36.332	0.46471
1.425	-34.188	-17.906	13.736	-34.242	0.46391
1.426	-32.391	-17.9	13.728	-32.553	0.46312
1.427	-30.901	-17.895	13.72	-31.138	0.46233
1.428	-29.628	-17.889	13.712	-29.918	0.46155
1.429	-28.517	-17.884	13.704	-28.848	0.46076
1.43	-27.531	-17.879	13.696	-27.893	0.45998
1.431	-26.645	-17.874	13.687	-27.032	0.45921
1.432	-25.841	-17.869	13.678	-26.248	0.45843
1.433	-25.104	-17.865	13.669	-25.528	0.45766
1.434	-24.425	-17.861	13.66	-24.862	0.45689
1.435	-23.794	-17.857	13.651	-24.244	0.45613
1.436	-23.206	-17.853	13.641	-23.666	0.45537
1.437	-22.655	-17.849	13.631	-23.123	0.45461
1.438	-22.137	-17.846	13.621	-22.613	0.45386
1.439	-21.648	-17.843	13.611	-22.13	0.45311
1.44	-21.185	-17.84	13.601	-21.672	0.45237
1.441	-20.745	-17.837	13.59	-21.238	0.45162

Tras la optimización se ha conseguido mejorar la ganancia y se ha conseguido un compromiso entre una buena adaptación en los terminales de entrada y de salida del amplificador y un nivel de ruido aceptable.

$$|S| = \begin{vmatrix} -58,963 & -17,193 \\ 13,768 & -56,81 \end{vmatrix} dB \text{ y } F_n = 0,4676 \text{ dB}$$

### 3.1.7 Implementación Física

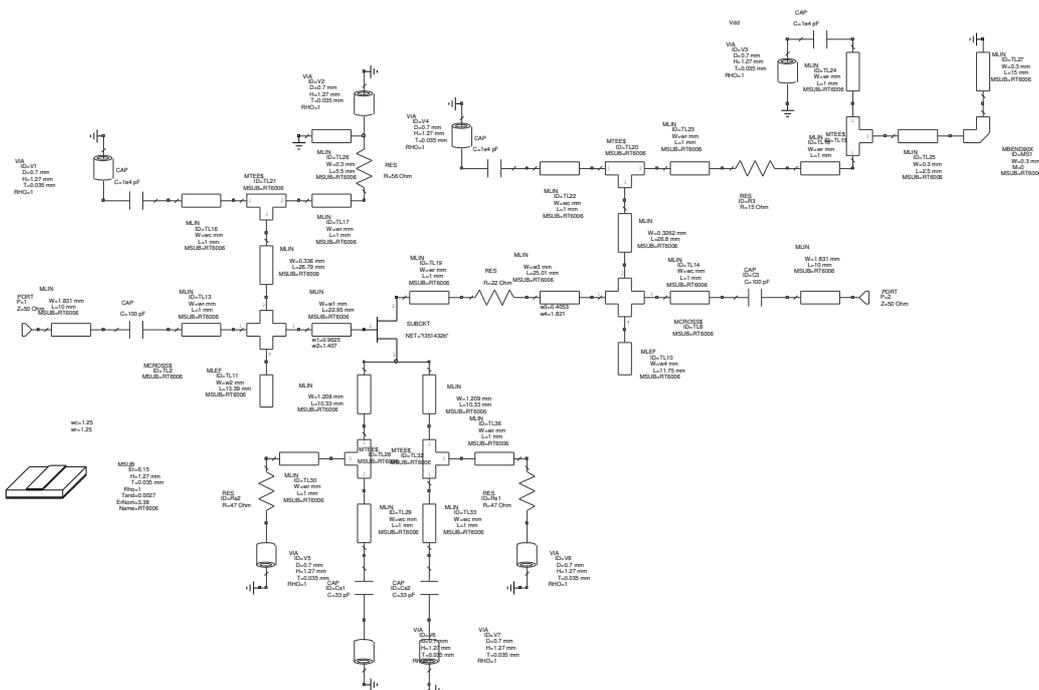
Una vez diseñado, simulado y optimizado el diseño del amplificador de bajo ruido el siguiente paso consiste en crear el layout con el que se hará la placa. La herramienta de simulación *Microwave Office* genera automáticamente el layout de los componentes que conforman el circuito. El problema es que no ordena dichos componentes de forma alguna, solo mantiene las conexiones entre ambos y los identifica, es decir, que el proceso de colocación de los diferentes componentes será manual. Además, no dispone de layout para alguno de los componentes, por ejemplo el transistor, por lo que se creó el layout de estos componentes basándose en las especificaciones físicas del catálogo del fabricante.

Otra cosa que debe ser tenida en cuenta en el momento de diseño del layout es el conexionado entre algunos de los componentes, por ejemplo, la conexión entre dos resistencias o la conexión entre un condensador con la pata del transistor. A frecuencia de microondas, y más cuando tenemos unas restricciones tan altas en cuanto a niveles de ruido, cualquier tramo de conexión adicional influye sobre los parámetros críticos del diseño como son la buena adaptación y el

bajo nivel de ruido. Por esta razón, estos tramos de conexión deben de ser tenidos en cuenta a la hora de la simulación y optimización para que el diseño final optimizado se ajuste lo más fielmente posible al diseño una vez fabricado. Además, la adición de estos tramos es necesaria para que aparezcan en el layout ya que sobre estos tramos de línea se soldarán los componentes para unirlos entre si. Visto esto, lo primero que haremos será introducir en el diseño tramos de línea adicionales, cuando sea necesario conectar componentes entre si y no dispongan de una superficie de metal sobre la que hacerlo. Estos tramos de línea serán de una dimensión lo más reducida posible, de manera que afecten poco a los parámetros críticos.

A la hora de creación del layout del circuito, también deberán añadirse los Drill Holes o agujeros verticales en la placa para conectar las conexiones a tierra a la masa de la placa ya que estos también influyen en los parámetros críticos del dispositivo y es necesario tenerlos en cuenta.

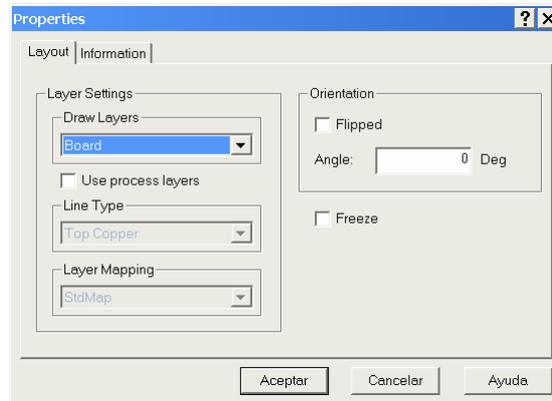
Finalmente, añadidos todos estos elementos el circuito quedaría como el de la Figura 3.1-26 y ya que se ven modificadas las características del anterior diseño, se optimizará de forma que no varíen. Como tras la optimización la variación con respecto al anterior diseño no es significativa no se añadirán aquí los resultados de las simulaciones.



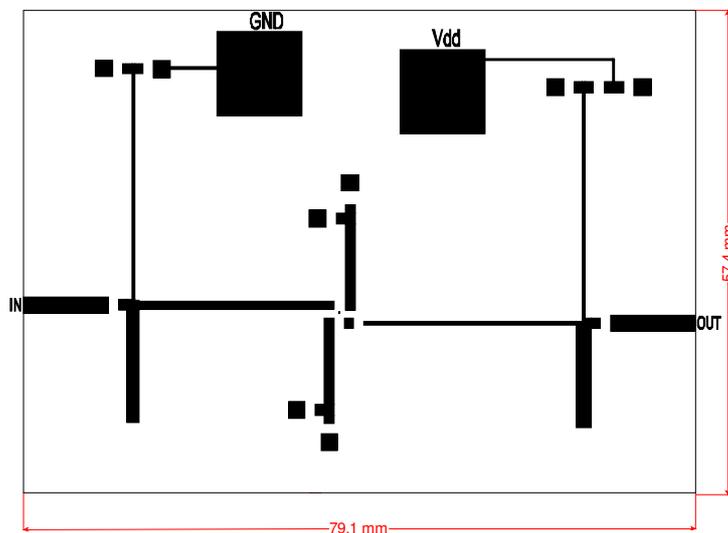
**Figura 3.1-26 Amplificador de una Etapa con Via Holes**

Para la generación del layout usando *Microwave Office* y estando sobre el esquemático se cambia a “la vista de layout” pinchando en el botón . Una vez pulsado se deberán ordenar los componentes según su posición en la placa y se crearán cuadrados de cobre pequeños de 1 mm de diámetro sobre los drill holes para las conexiones a masa y otros rectángulos más grandes (10 mm aprox.) que servirán de playas de soldadura para los cables de alimentación.

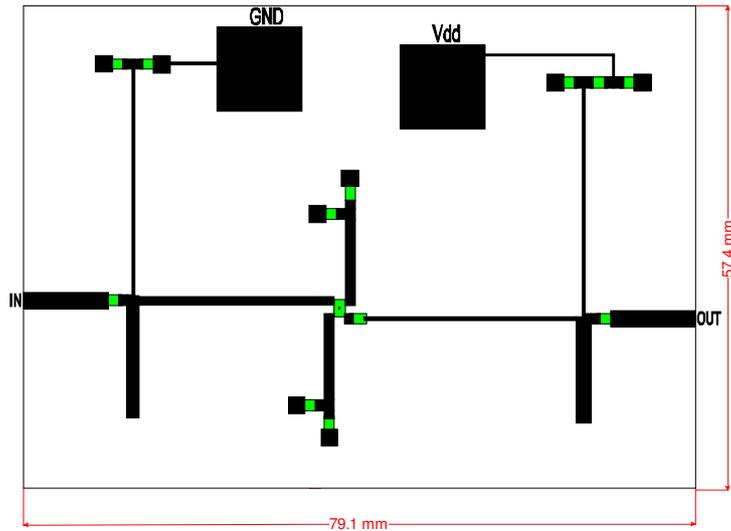
Por otro lado, para hacer el borde de placa, con la misma herramienta de dibujo haremos un rectángulo cubriendo todo el circuito, pulsamos botón derecho, propiedades y nos saldrá un cuadro de diálogo donde especificaremos que la capa de dibujo será la placa.



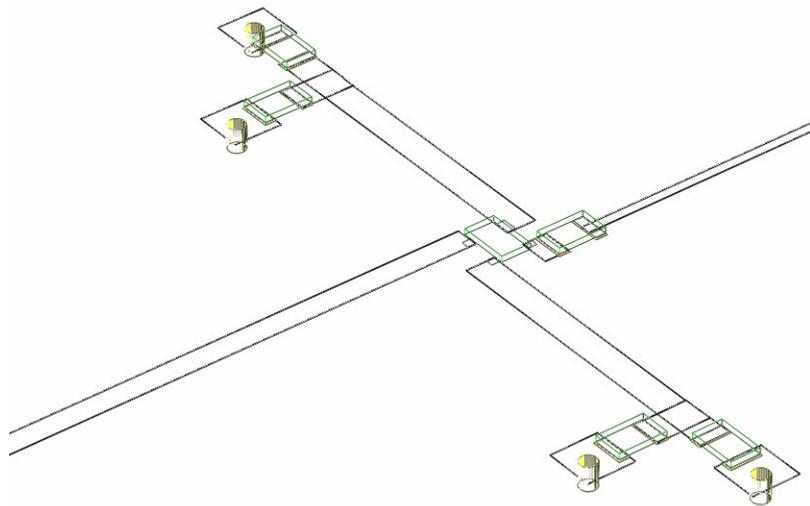
**Figura 3.1-27** Cuadro de diálogo de propiedades de elementos del layout en Microwave Office.



**Figura 3.1-28** Layout del amplificador de una etapa. Sólo cobre y borde de placa.



*Figura 3.1-29 Layout del amplificador de una etapa con componentes.*



*Figura 3.1-30 Detalle en 3D del layout del circuito*

### 3.1.7.1 Exportación a ficheros Gerber y fabricación

Una vez que tenemos el layout dibujado, es necesario exportarlo a ficheros del tipo Gerber para poder importarlo posteriormente con el software de fabricación, en nuestro caso CircuitCam. El layout se exporta por capas, en primer lugar exportaremos el layout de la cara superior de cobre pulsando sobre el menú “Layout->Export Layout” (Figura 3.1-31). Se nos abre un cuadro de diálogo y seleccionamos Gerber como tipo de archivo, elegimos un nombre para ese tipo de archivo y guardamos (Figura 3.1-32). En segundo lugar exportaremos otro archivo de texto con la ubicación y el tamaño de los via holes. El proceso es el mismo pero en lugar de guardar como archivo Gerber seleccionamos “NC Drill File” en el cuadro de diálogo de la Figura 3.1-32.

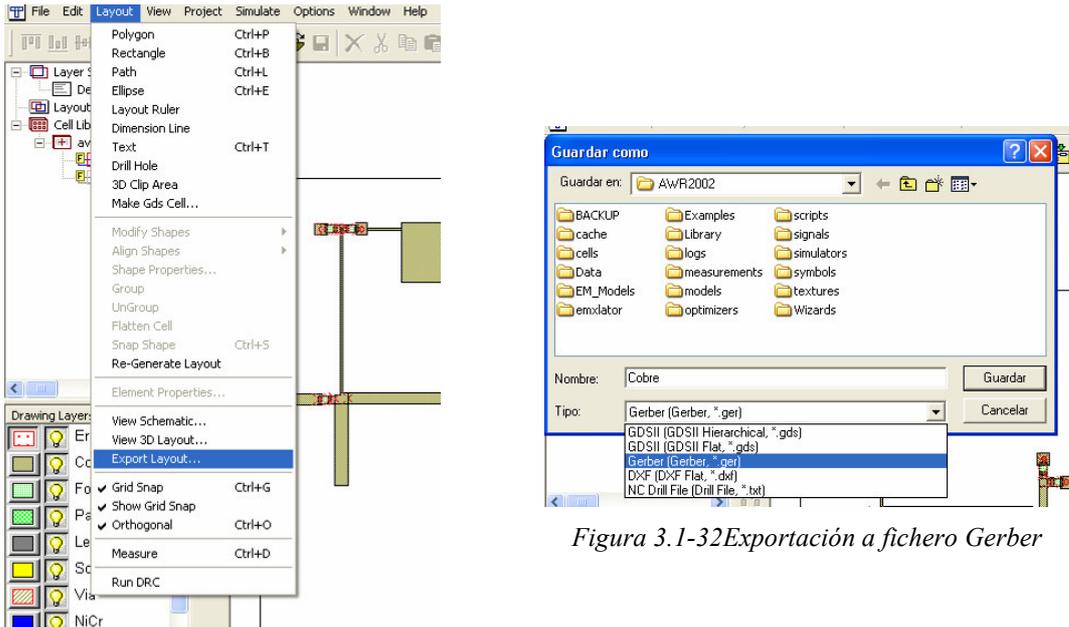


Figura 3.1-32 Exportación a fichero Gerber

Figura 3.1-31 Exportar layout

El siguiente paso será importarlo en CircuitCam que es el software que maneja la maquina que realiza el vaciado del cobre y los agujeros a la placa. Pinchamos en “File->Import” y nos aparecerá un cuadro de diálogo que dejamos como el de la Figura 3.1-33 y pinchamos en “Import”.

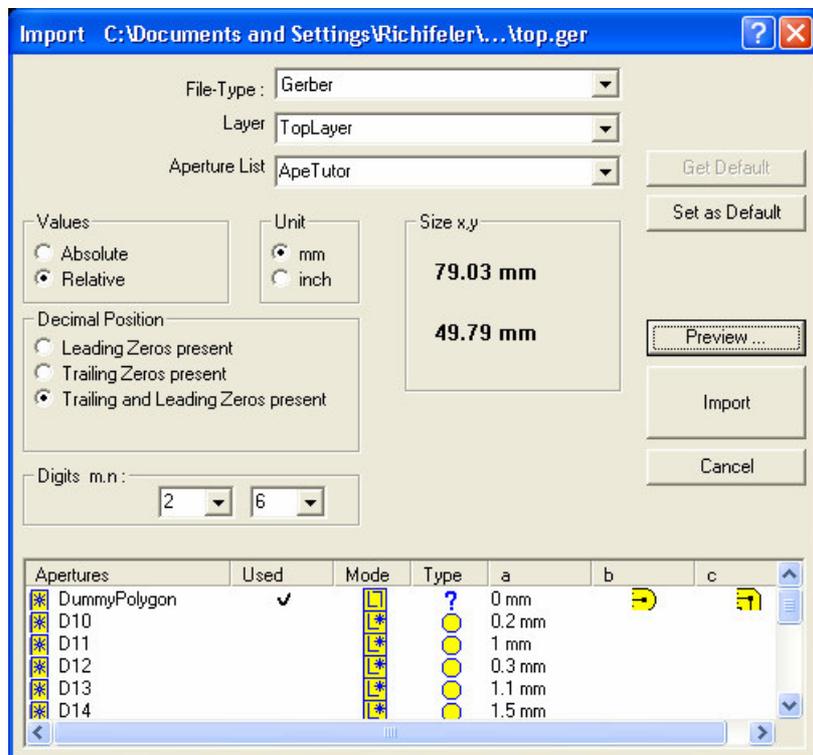
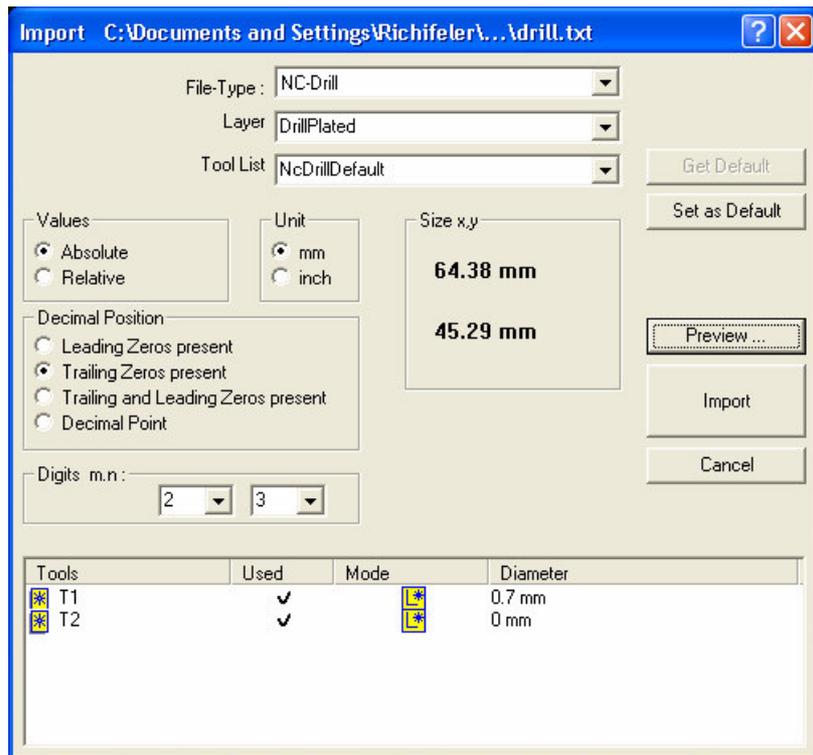


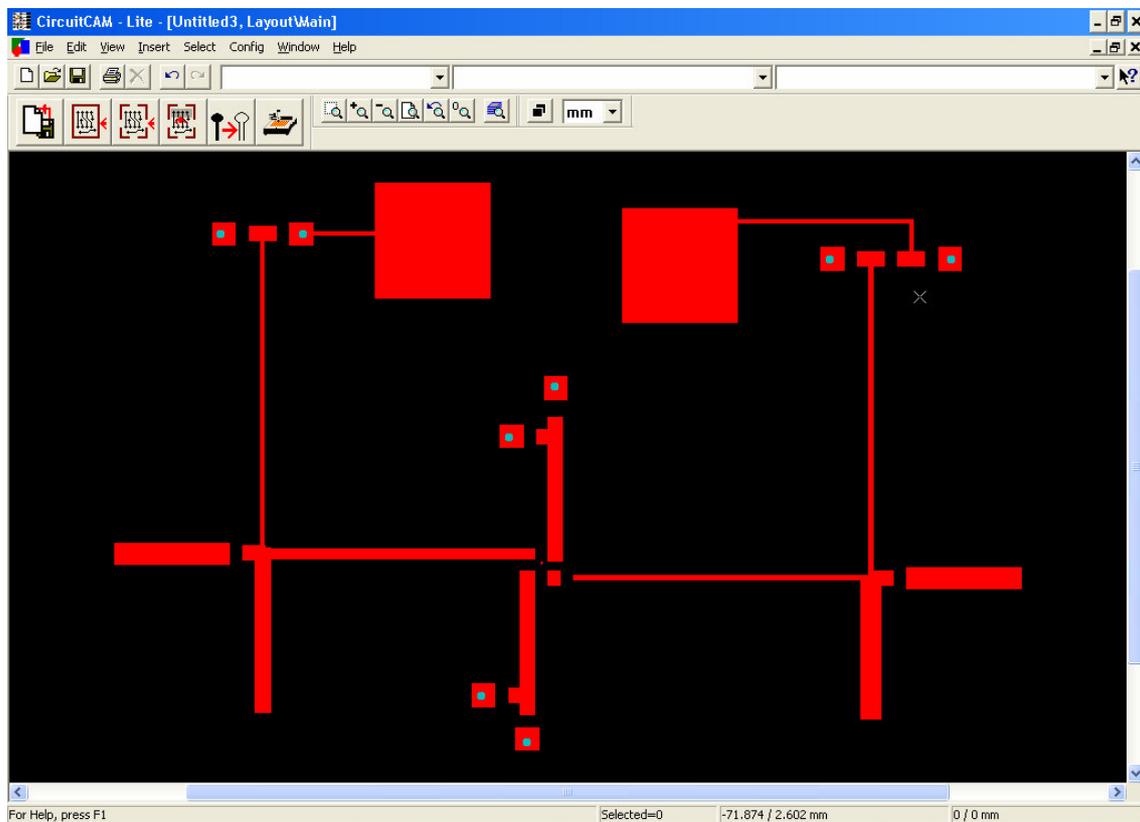
Figura 3.1-33 Cuadro de diálogo de CircuitCam para la importación de archivos Gerber

Importaremos de la misma manera el archivo de con los via holes pero ahora dejaremos el cuadro de diálogo como aparece en la Figura 3.1-34.



*Figura 3.1-34 Cuadro de diálogo de CircuitCam para la importación de archivos Drill*

Al final nos tiene que quedar lo siguiente:



*Figura 3.1-35 Layout en CircuitCam*

Aunque hemos indicado los pasos necesarios para que la propia maquina realice los agujeros en la placa, es recomendable, si no son muchos, realizar los agujeros manualmente ya que, debido

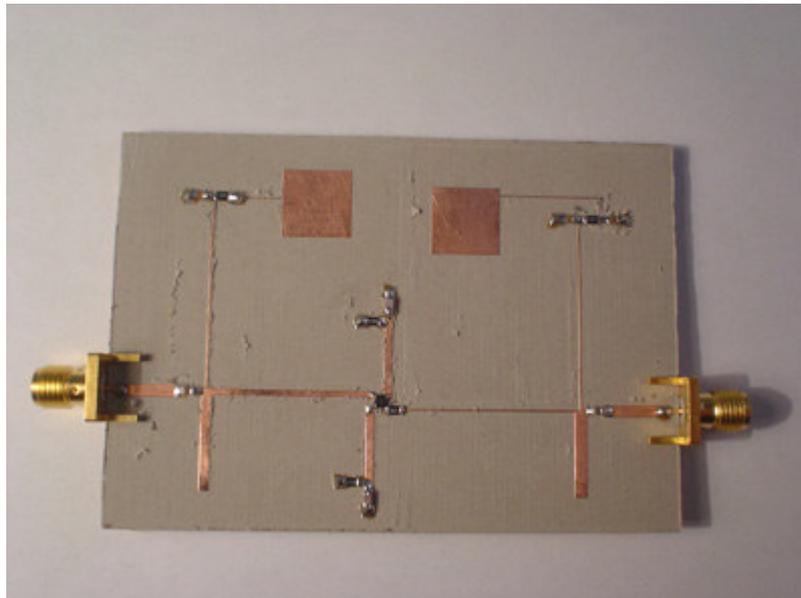
a imperfecciones en las placas, la maquina puede llevarse por delante algo de cobre al desplazarse por el circuito para realizar los agujeros (la broca de perforación es más larga de lo normal) como nos ocurrió en alguna ocasión teniendo que repetir el vaciado. Otra opción es hacer los agujeros lo primero de todo para que en el caso de que se cometa algún error se pueda rectificar.

Cabe decir que el proceso de fabricación fue algo complicado debido a las características del sustrato (Duroid RT6006) que estropeaba muchas brocas y era complicado realizar el vaciado de la placa. Se proponen para futuros proyectos probar con otros sustratos que sean más manejables y no sean tan caros, manteniendo bajas pérdidas. También se pueden rellenar los espacios vacíos de la placa con cobre, dejando por supuesto un espacio suficiente entre las líneas para evitar acoplos, y de este modo que el vaciado sea mucho más rápido y sencillo.

Para realizar la toma a tierra se introdujo un filamento de cobre en cada Via Hole y se soldaron los extremos.

Los conectores usados fueron los SMA de montura lateral que se acoplaban muy bien a la placa.

En las siguientes figuras (Figura 3.1-36 y Figura 3.1-37) se muestra el amplificador de una etapa fabricado.



*Figura 3.1-36 Fotografía del amplificador de una etapa diseñado*

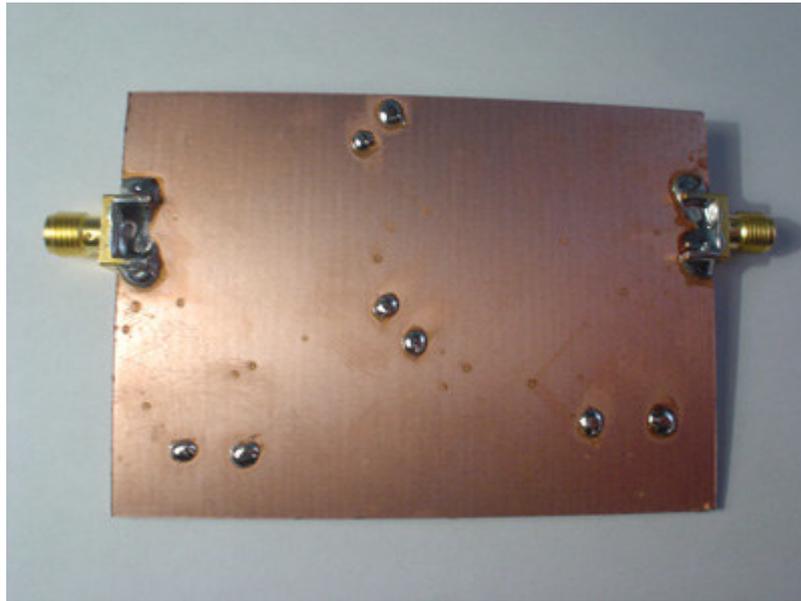


Figura 3.1-37 Fotografía del reverso del amplificador de una etapa diseñado

### 3.1.8 Simulaciones y gráficas

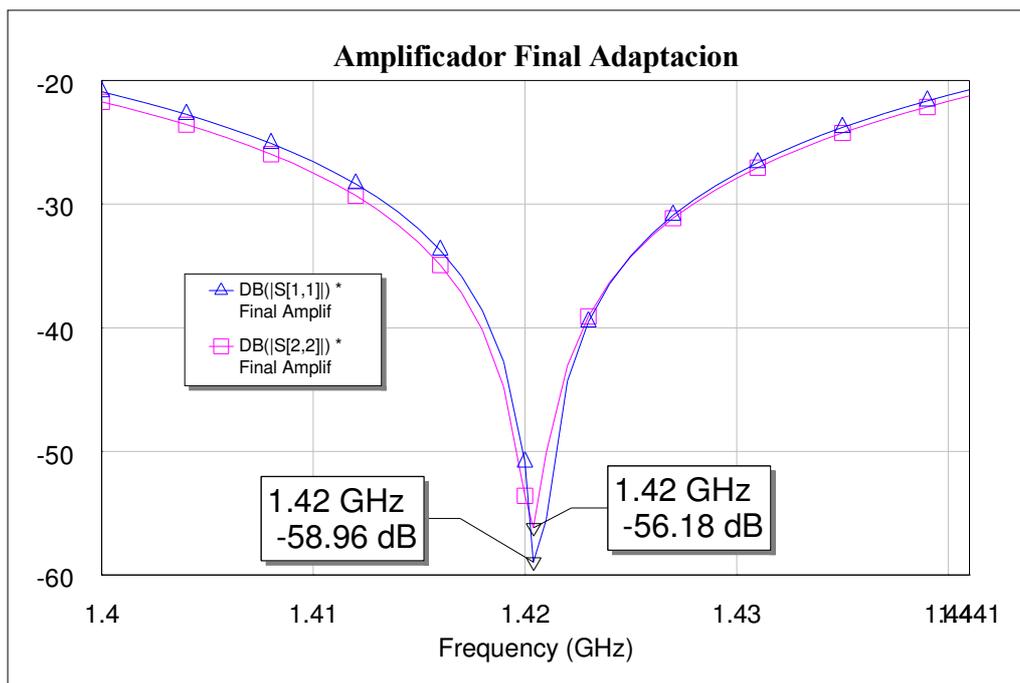


Figura 3.1-38 Parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  del amplificador de una etapa (Adaptación) Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz. Simulación.

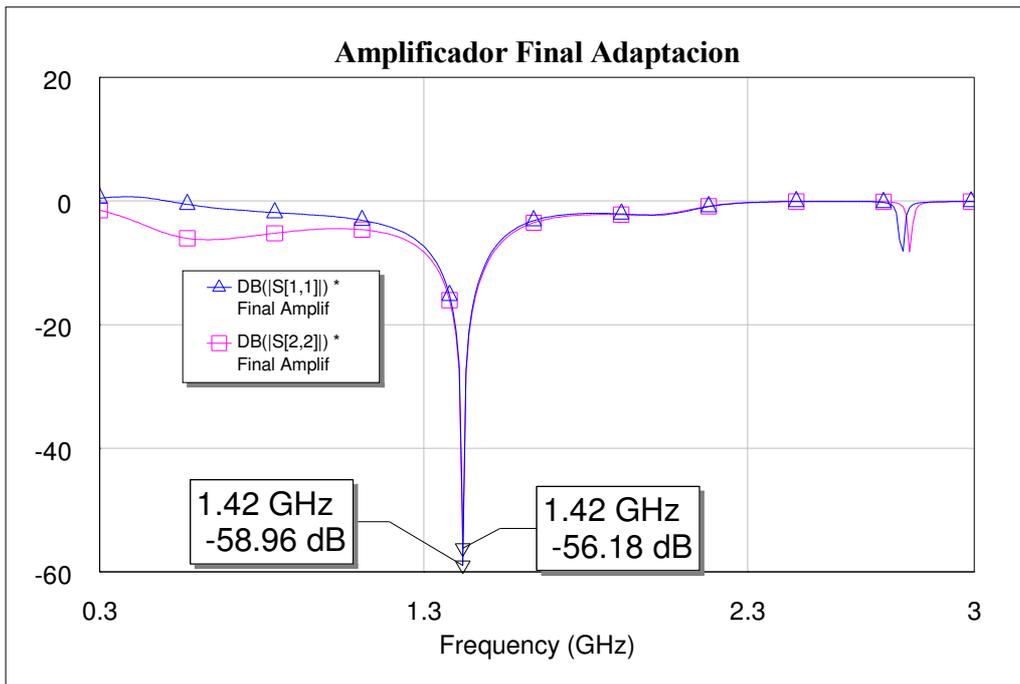


Figura 3.1-39 Parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  del amplificador de una etapa (Adaptación) Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación.

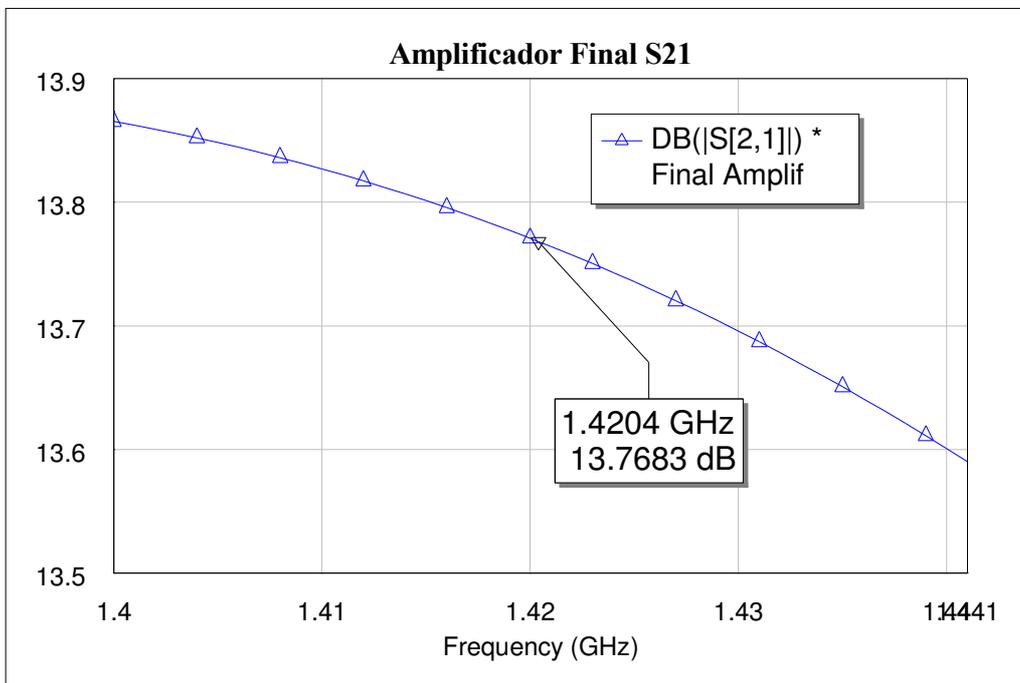


Figura 3.1-40 Parámetro  $S_{21}$  del amplificador de una etapa (Ganancia) Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz. Simulación.

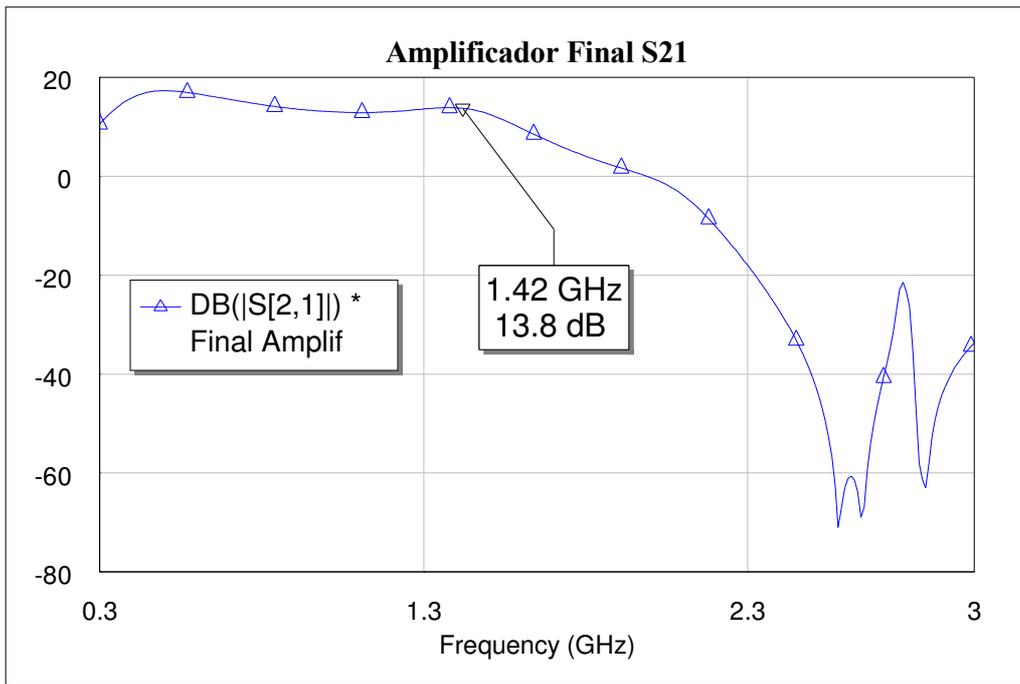


Figura 3.1-41 Parámetro  $S_{21}$  del amplificador de una etapa (Ganancia) Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación.

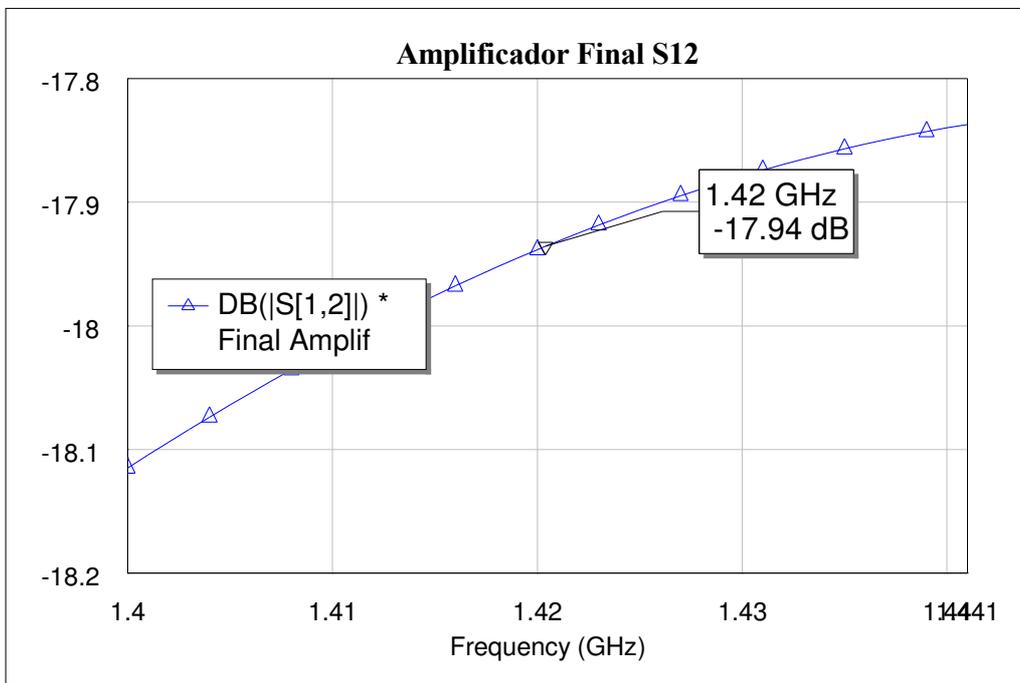


Figura 3.1-42 Parámetro  $S_{12}$  del amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz. Simulación.

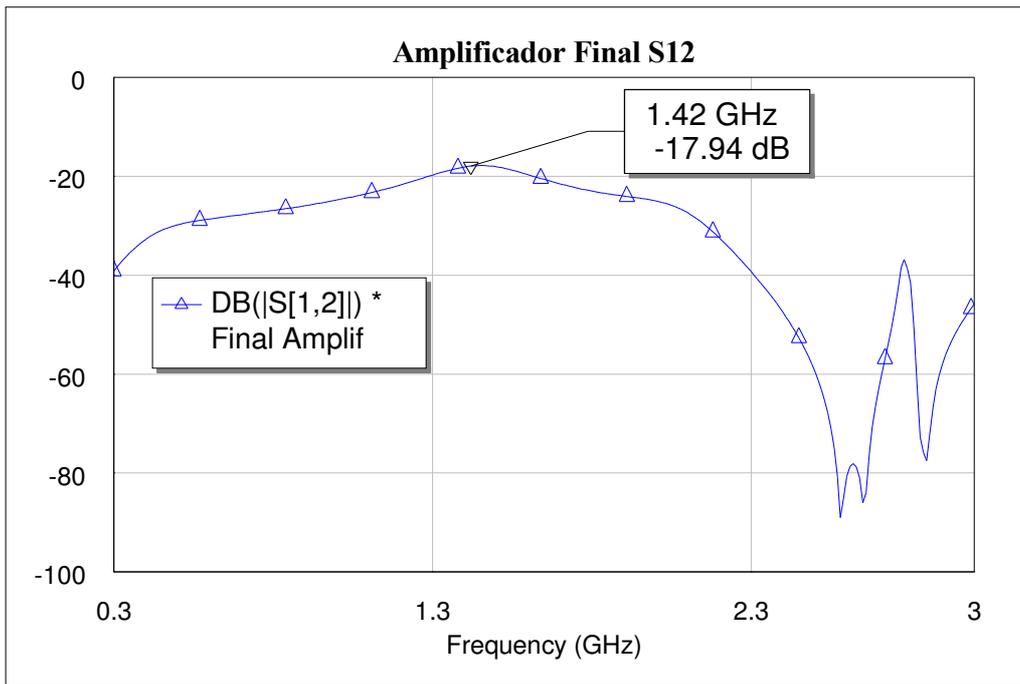


Figura 3.1-43 Parámetro  $S_{12}$  del amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación.

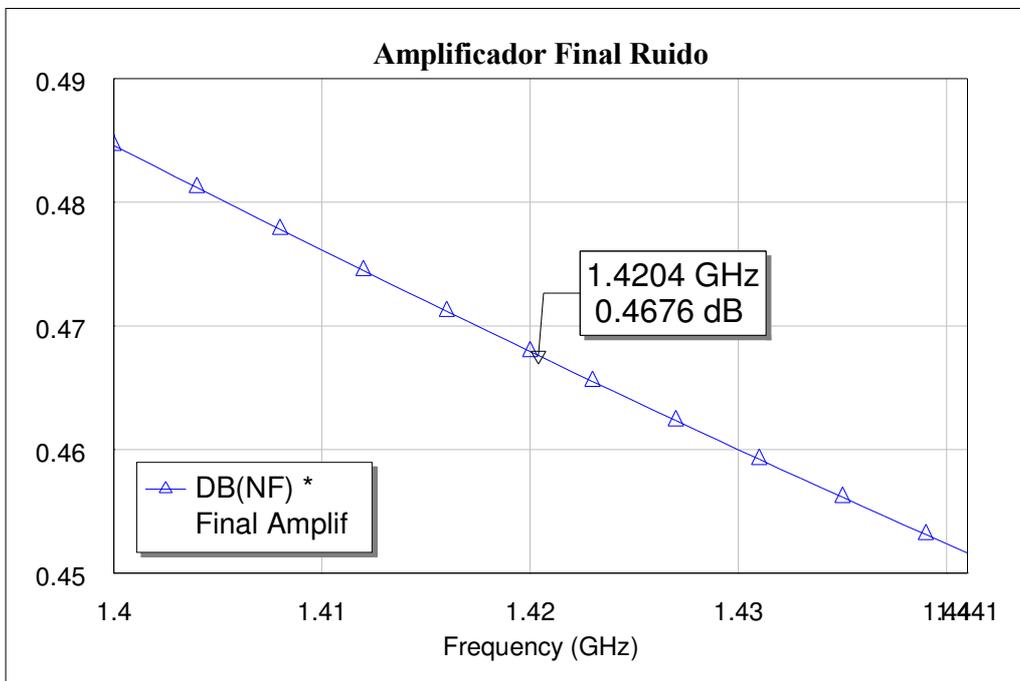
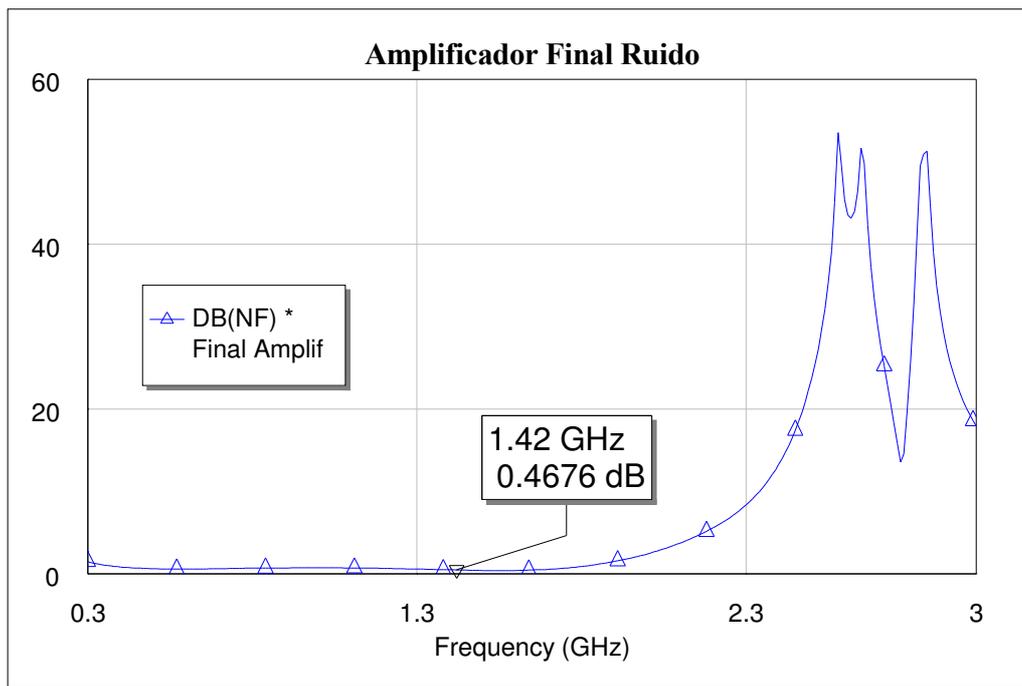


Figura 3.1-44 Factor de ruido para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz. Simulación



*Figura 3.1-45 Factor de ruido para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación*

## 3.1.9 Medidas Reales

### 3.1.9.1 Introducción

Una vez que hemos diseñado, optimizado, simulado y fabricado nuestro amplificador se procederá a testarlo para ver si se han alcanzado los objetivos del diseño. Lo primero que se debe hacer es comprobar visualmente que todos los componentes están bien soldados y los via holes bien conectados a masa para lo que podemos usar un microscopio como ayuda (para ver si los via holes están conectados a masa se puede ver la continuidad usando un voltímetro). También se debe comprobar que no haya ningún cortocircuito indeseado usando por ejemplo un voltímetro.

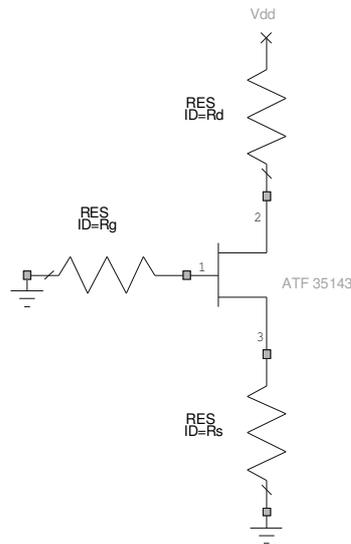
Para ver si se han cumplido los objetivos del diseño y se obtienen los valores de las simulaciones se realizaron las siguientes medidas:

- Medidas de tensiones y corrientes de polarización del transistor.
- Medidas de los parámetros S del circuito.
- Medidas de la figura de ruido del circuito.

### 3.1.9.2 Medidas de Polarización y consumo del transistor

Esta prueba determina si el transistor está correctamente polarizado y funcionando. Si se recuerda con la red de polarización del transistor diseñada se pretendía conseguir el punto de

polarización  $V_{DS} = 2\text{ V}$  e  $I_{DS} = 10\text{ mA}$  con el que se conseguía que el transistor trabajara en el régimen deseado. La red diseñada era la siguiente:



**Figura 3.1-46 Red de alimentación autopolarizada**

El voltaje aplicado a la puerta (G) requerido para proporcionar la corriente de drenador (D) deseada  $I_{ds}=10\text{ mA}$ , depende de la tensión de pinchoff del dispositivo, y de la corriente de saturación  $I_{dss}$ . Para el cálculo de la tensión existente ente la puerta y el surtidor se recurre a la siguiente expresión:

$$V_{gs} = V_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_d}{I_{dss}}}\right)$$

Para el ATF-35143 donde la corriente  $I_d$  requerida sea de  $10\text{ mA}$  con una  $I_{dss}=60\text{ mA}$  y una tensión de pincoff  $V_p=-0.5$ , el voltaje  $V_{gs}$  requerido será de  $-0.296\text{ V}$ .

Alimentando el transistor con una fuente de tensión a  $V_{dd}=2.61\text{ V}$  y empleando un voltímetro para medir, se obtienen los siguientes resultados:

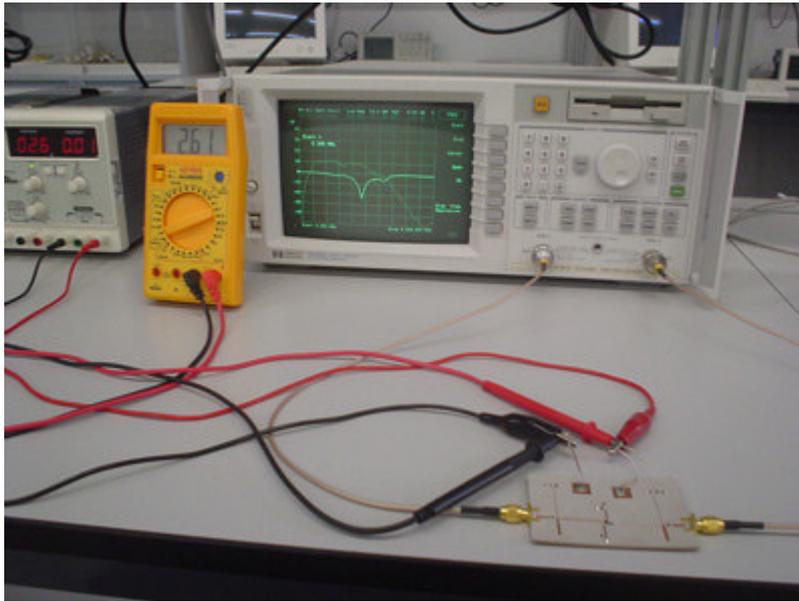
$V_{DD}$	$V_{DS}$	$V_{GS}$	$V_{RDRAIN}$	$V_{RF}$	$V_{RDRAIN+RF}$	$V_{RS}$	$I_{DD}(\text{mA})$
2.61	1.68	-0.31	0.21	0.35	0.61	0.35	14

**Tabla 3.1-13 Tensiones y corrientes del amplificador**

Siendo  $V_{RF}$  la tensión que cae en la resistencia de  $22\text{ Ohm}$  y  $V_{RDRAIN}$  la tensión que cae en la resistencia de  $15\text{ Ohm}$ .

### 3.1.9.3 Medidas de los parámetros S del amplificador

El siguiente grupo de medidas pretende comprobar los parámetros S de nuestro amplificador. Para llevar a cabo estas medidas se empleó un analizador de redes HP8714ES ( $0,3\text{ MHz} - 3\text{ GHz}$ ) y una fuente de tensión continua para polarizar el transistor como se aprecia en la siguiente fotografía (Figura 3.1-47).



*Figura 3.1-47 Fotografía de medidas de parámetros S en el laboratorio.*

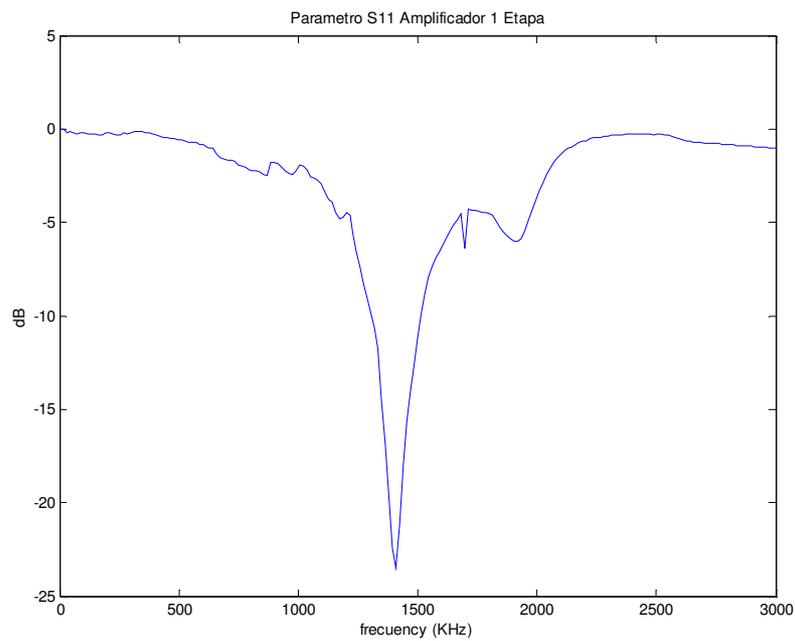
Se llevaron a cabo las siguientes medidas:

- Parámetros S para la banda de frecuencias de 1400 a 1441 MHz.
- Parámetros S para la banda de frecuencias de 0.3 a 3 GHz.
- Parámetros S para diferentes polarizaciones en la banda de frecuencias de 0.3 a 3 GHz.

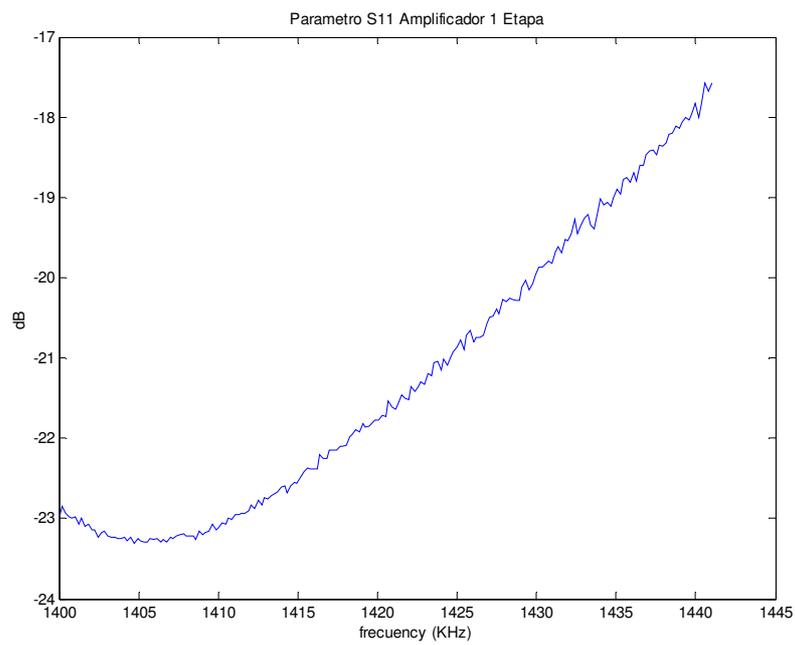
Para la frecuencia central de 1420,4 MHz y polarizando el circuito con una  $V_{dd}=2.61$  V la matriz de dispersión obtenida con el analizador de redes quedaría:

$$\begin{array}{ll} |S_{11}| = -21.827dB & |S_{12}| = -12.4dB \\ |S_{21}| = 8.173dB & |S_{22}| = -9.54dB \end{array}$$

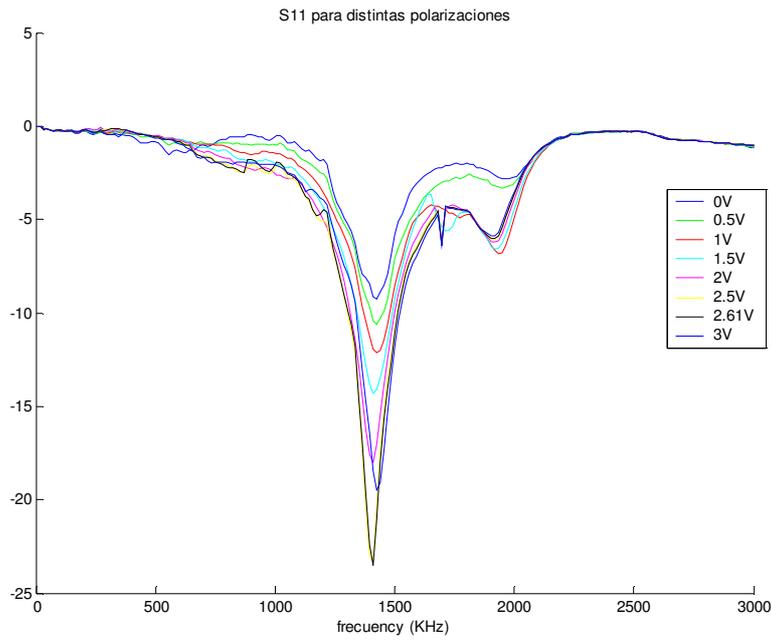
### 3.1.9.3.1 Adaptación a la entrada $|S_{11}|$



**Figura 3.1-48** Mediciones del parámetro  $S_{11}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.

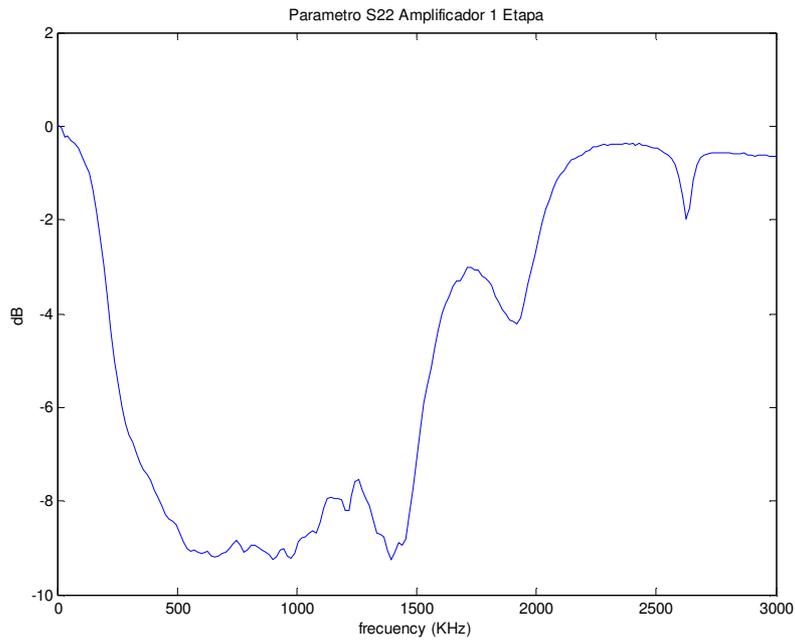


**Figura 3.1-49** Mediciones del parámetro  $S_{11}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.

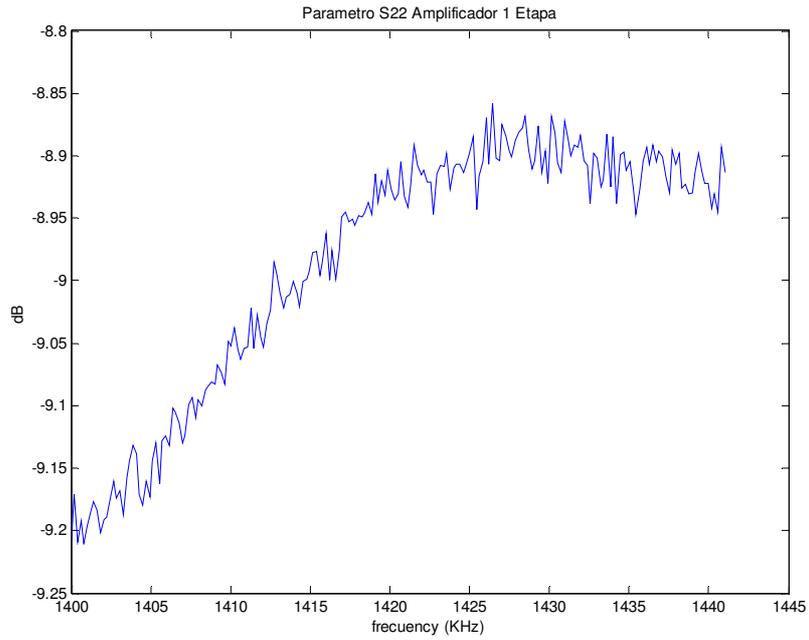


**Figura 3.1-50 Mediciones del parámetro  $S_{11}$  para el amplificador de una etapa y para varias polarizaciones ( $V_{dd}=0, 0.5, 1, 1.5, 2, 2.5, 2.61$  y  $3$  V). Frecuencia de  $0.3$  a  $3$  GHz.**

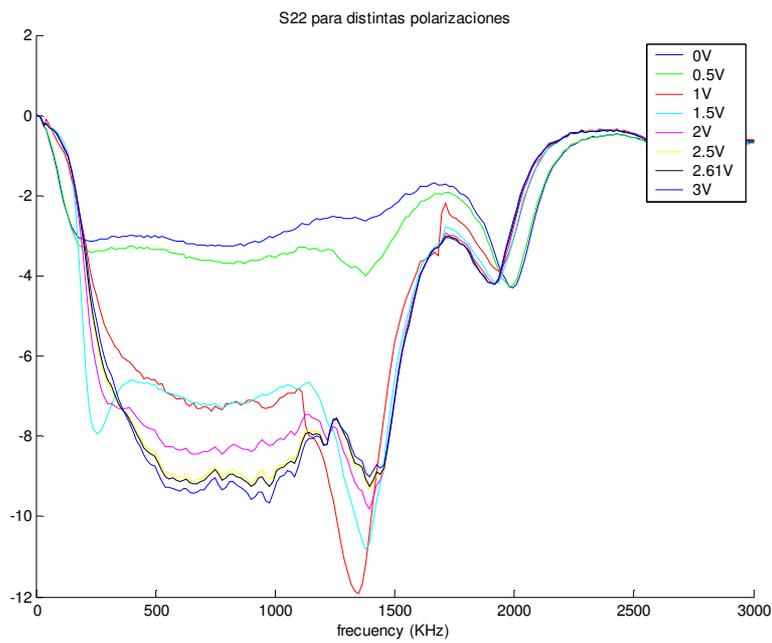
### 3.1.9.3.2 Adaptación a la salida $|S_{22}|$



**Figura 3.1-51 Mediciones del parámetro  $S_{22}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de  $0.3$  a  $3$  GHz.**

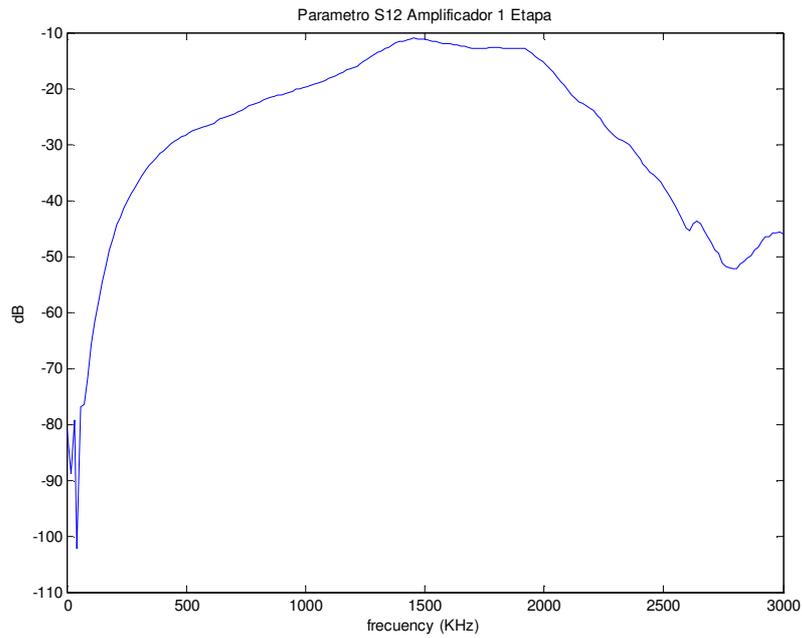


**Figura 3.1-52 Mediciones del parámetro  $S_{22}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.**

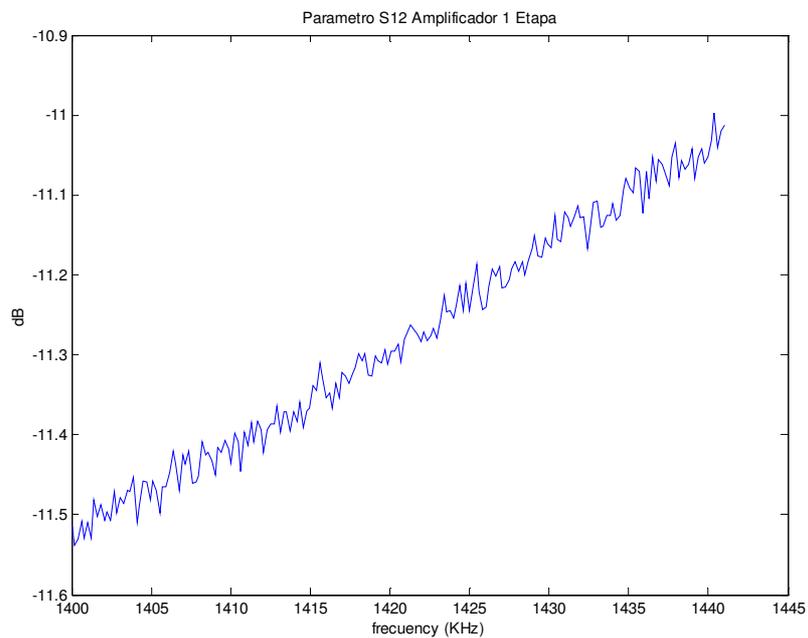


**Figura 3.1-53 Mediciones del parámetro  $S_{11}$  para el amplificador de una etapa y para varias polarizaciones ( $V_{dd}=0, 0.5, 1, 1.5, 2, 2.5, 2.61$  y  $3$  V). Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.**

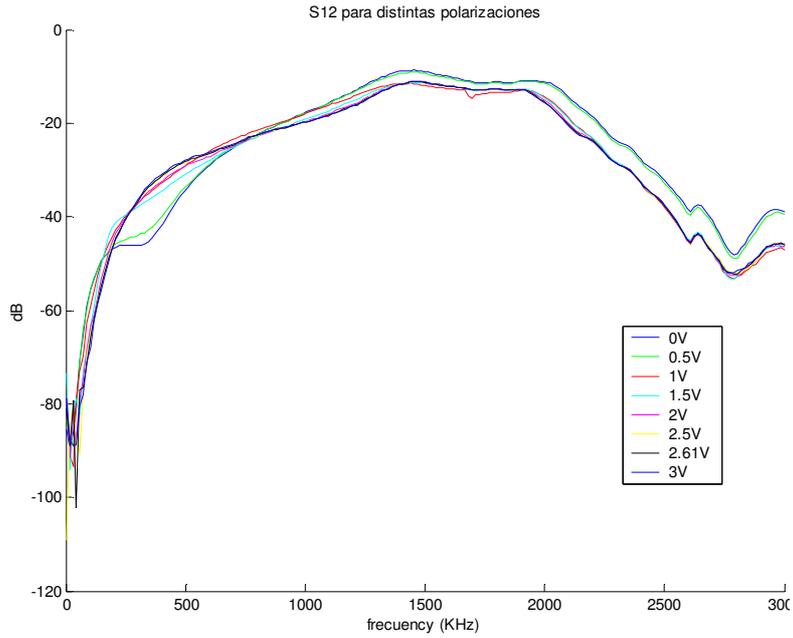
### 3.1.9.3.3 Parámetro $|S_{12}|$



**Figura 3.1-54** Mediciones del parámetro  $S_{12}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.

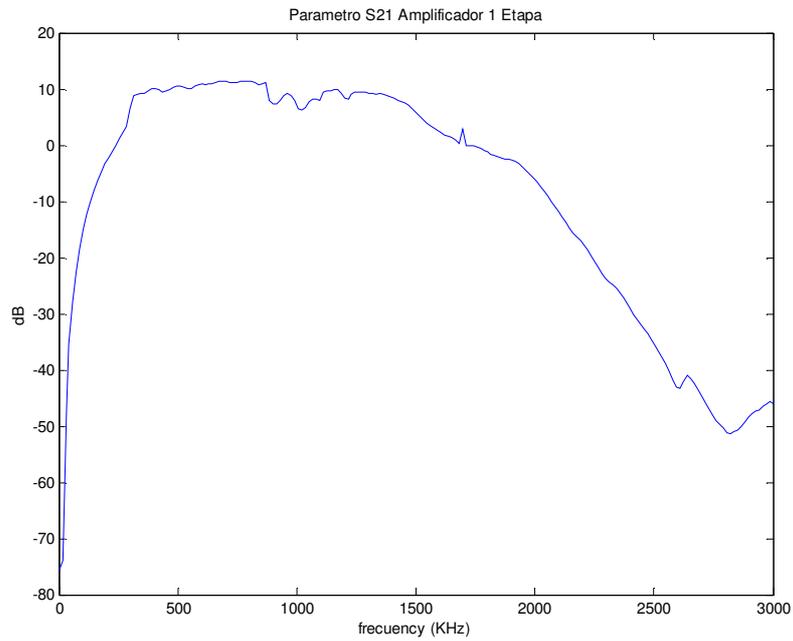


**Figura 3.1-55** Mediciones del parámetro  $S_{12}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.

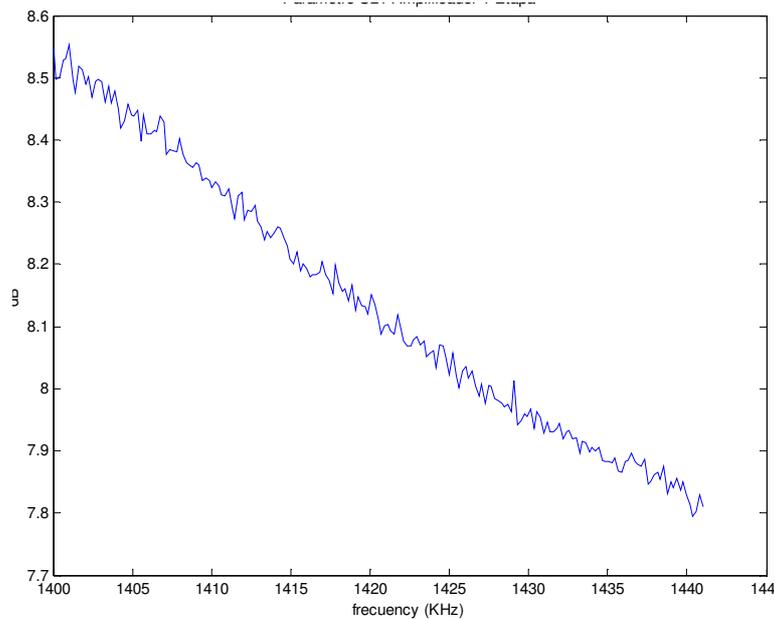


**Figura 3.1-56** Mediciones del parámetro  $S_{12}$  para el amplificador de una etapa y para varias polarizaciones ( $V_{dd}=0, 0.5, 1, 1.5, 2, 2.5, 2.61$  y  $3$  V). Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.

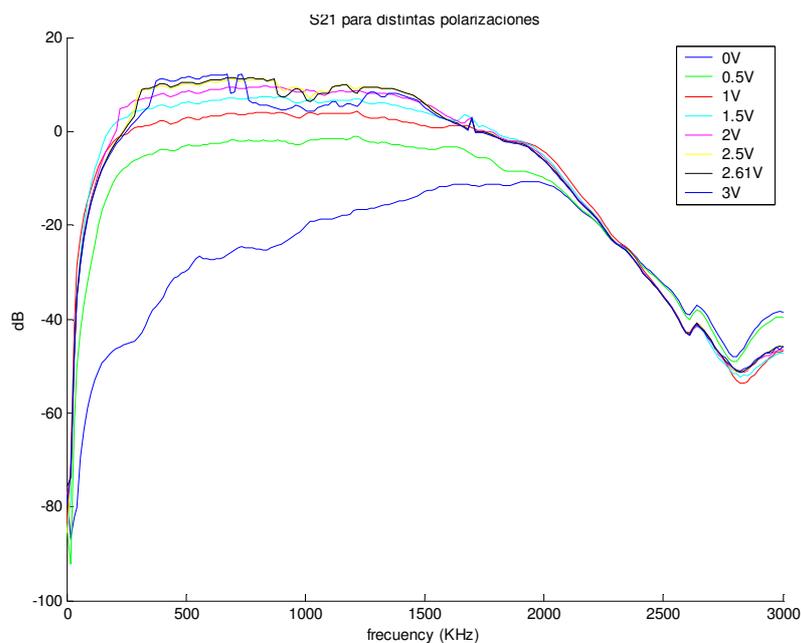
### 3.1.9.3.4 Parámetro $|S_{21}|$ (Ganancia del amplificador)



**Figura 3.1-57** Mediciones del parámetro  $S_{21}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.



**Figura 3.1-58 Mediciones del parámetro  $S_{12}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.**



**Figura 3.1-59 Mediciones del parámetro  $S_{21}$  para el amplificador de una etapa y para varias polarizaciones ( $V_{dd}=0, 0.5, 1, 1.5, 2, 2.5, 2.61$  y  $3$  V). Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.**

### 3.1.9.4 Comparativa

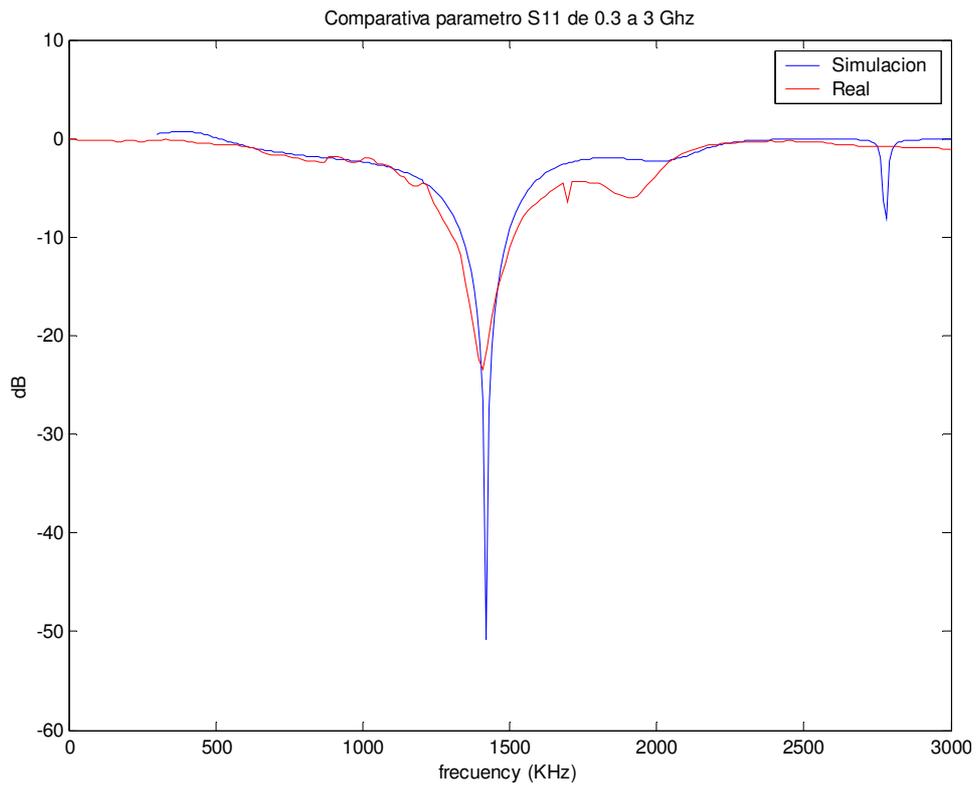
En la Tabla 3.1-14 se pueden apreciar claramente las diferencias existentes entre los parámetros S del circuito obtenidos tras las simulaciones y los obtenidos tras las mediciones.

Parámetro	Simulación (dB)	Real (dB)
$ S_{11} $	-58.96	-21.827
$ S_{12} $	-56.18	-12.4

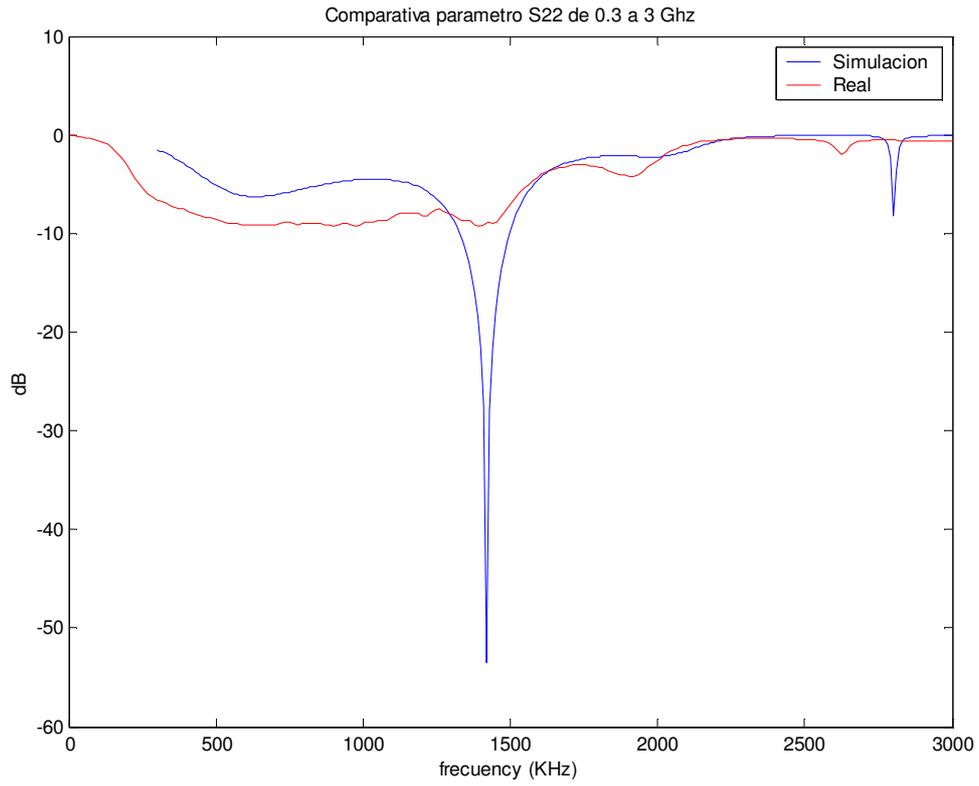
Parámetro	Simulación (dB)	Real (dB)
$ S_{21} $	13.8	8.173
$ S_{22} $	-17.94	-9.54

*Tabla 3.1-14 Comparativa de parámetros S en simulación frente a medidas reales para la frecuencia central de 1420.4 MHz.*

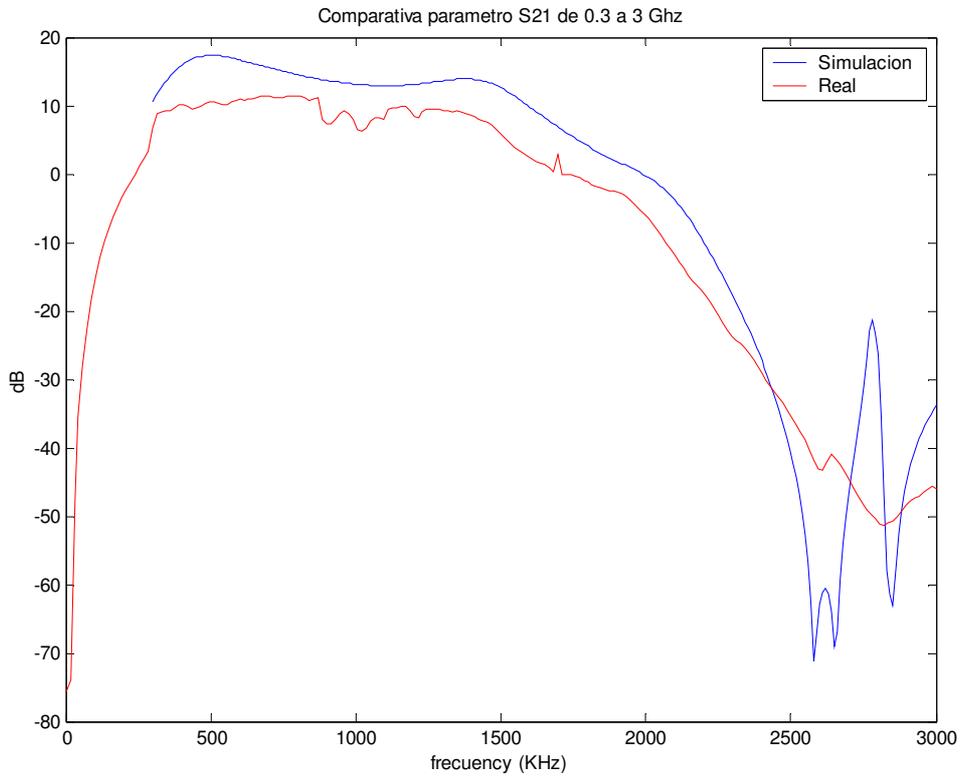
Gráficamente, y para un espectro más amplio, lo anterior quedaría reflejado en las siguientes figuras:



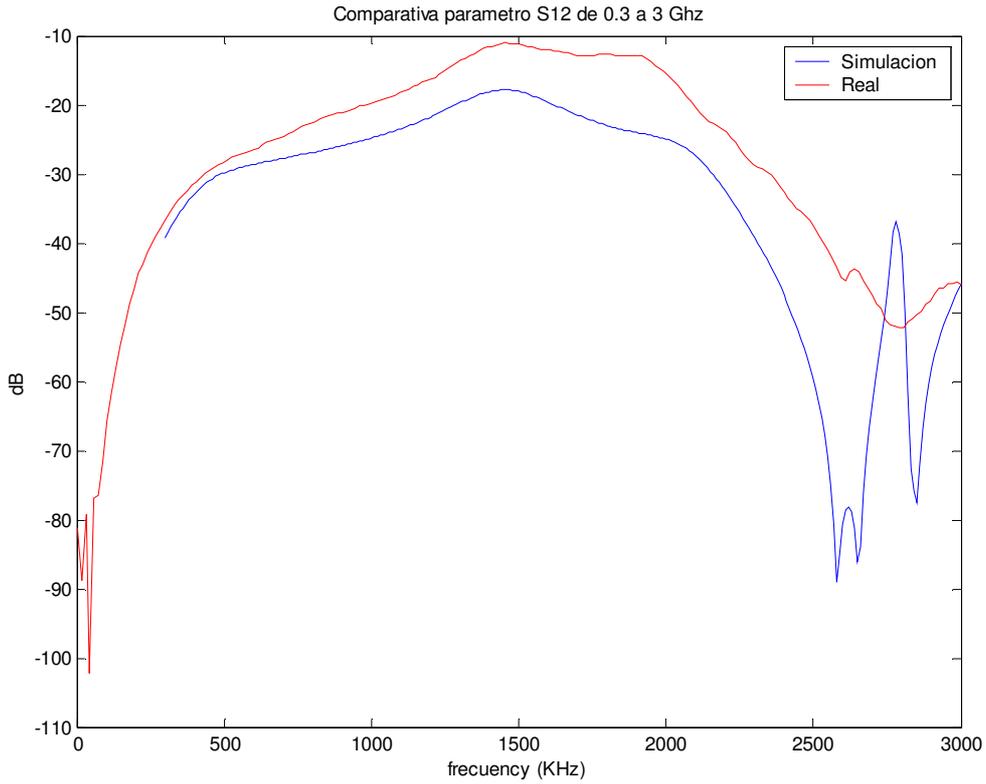
*Figura 3.1-60 Comparativa parámetro S<sub>11</sub> simulado y real (banda ancha)*



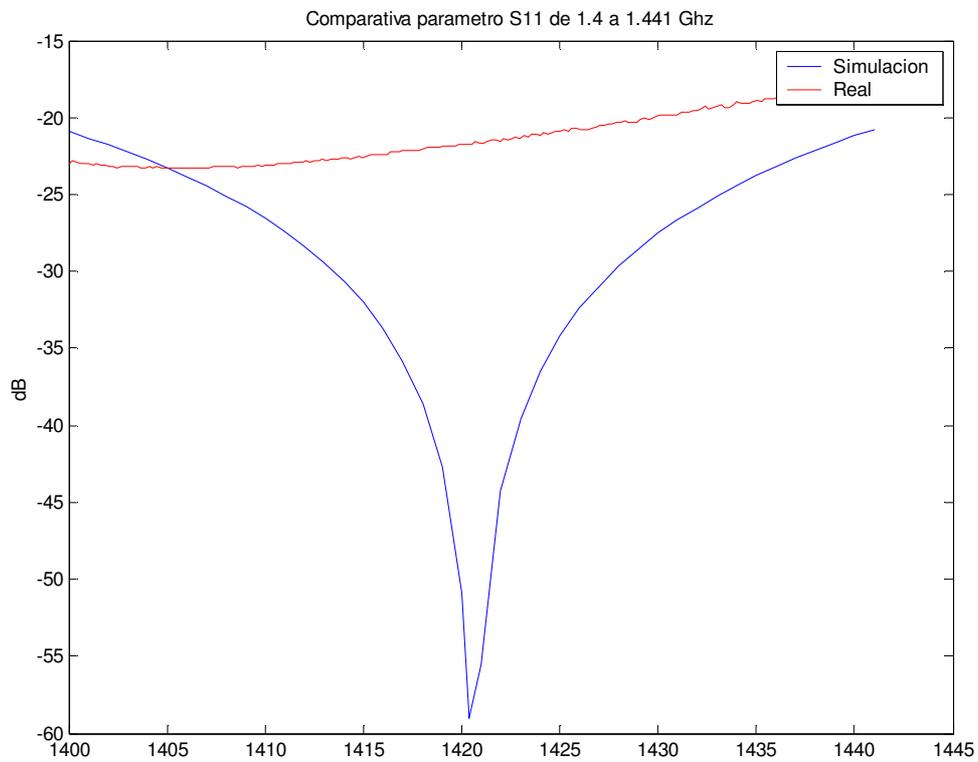
**Figura 3.1-61 Comparativa parámetro  $S_{22}$  simulado y real (banda ancha)**



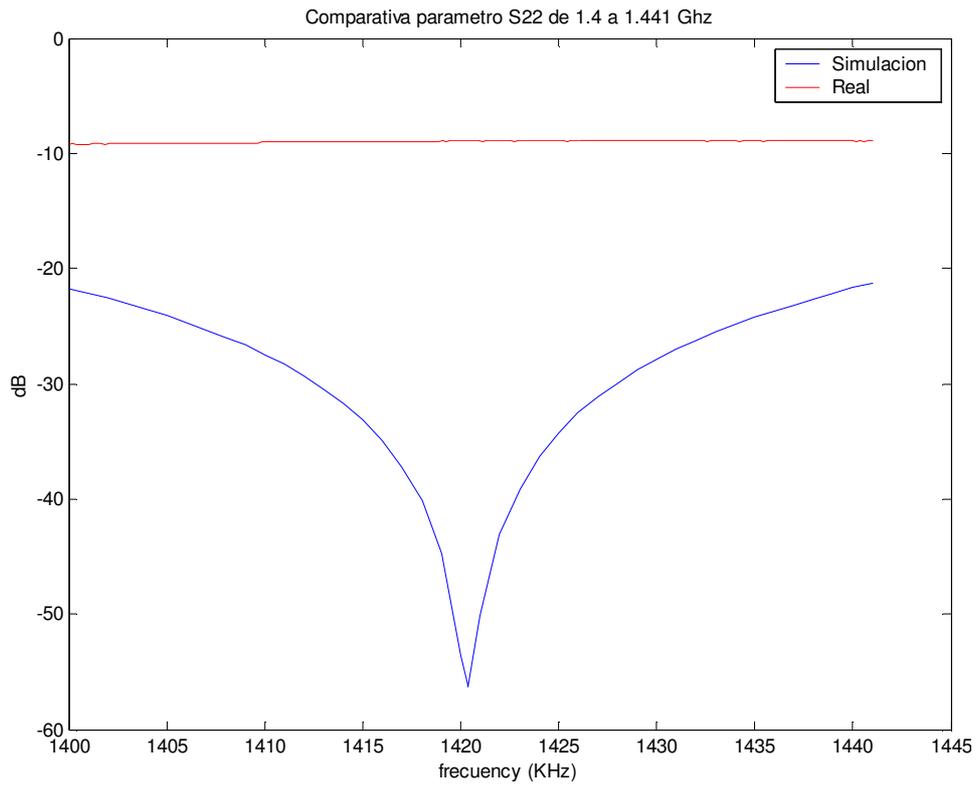
**Figura 3.1-62 Comparativa parámetro  $S_{21}$  simulado y real (banda ancha)**



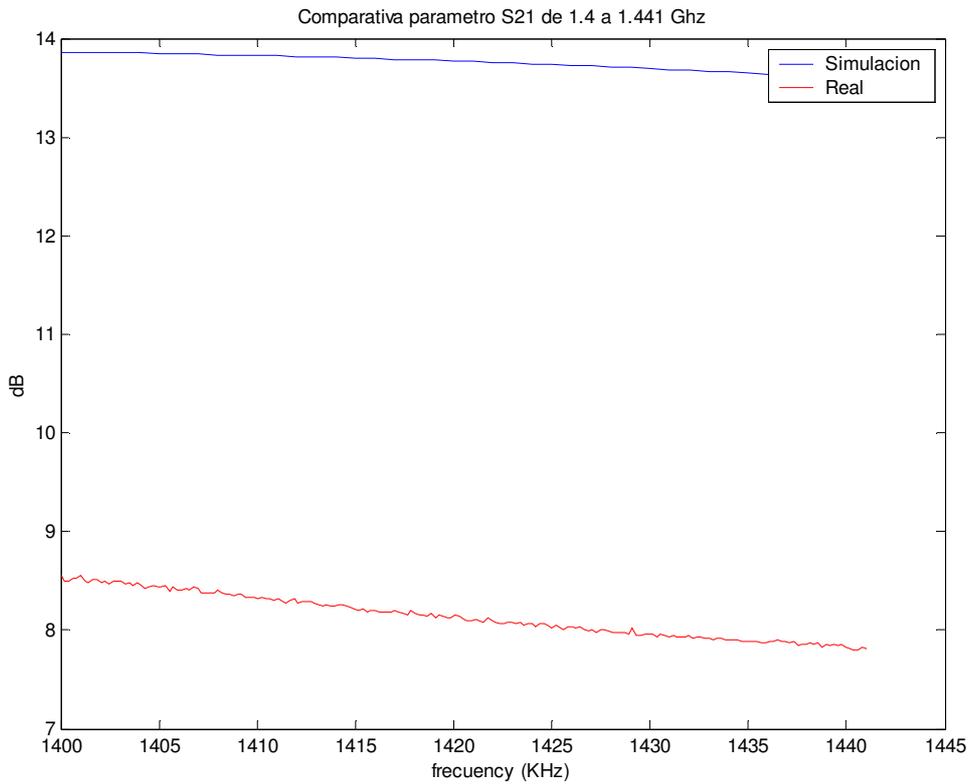
**Figura 3.1-63 Comparativa parámetro  $S_{12}$  simulado y real (banda ancha)**



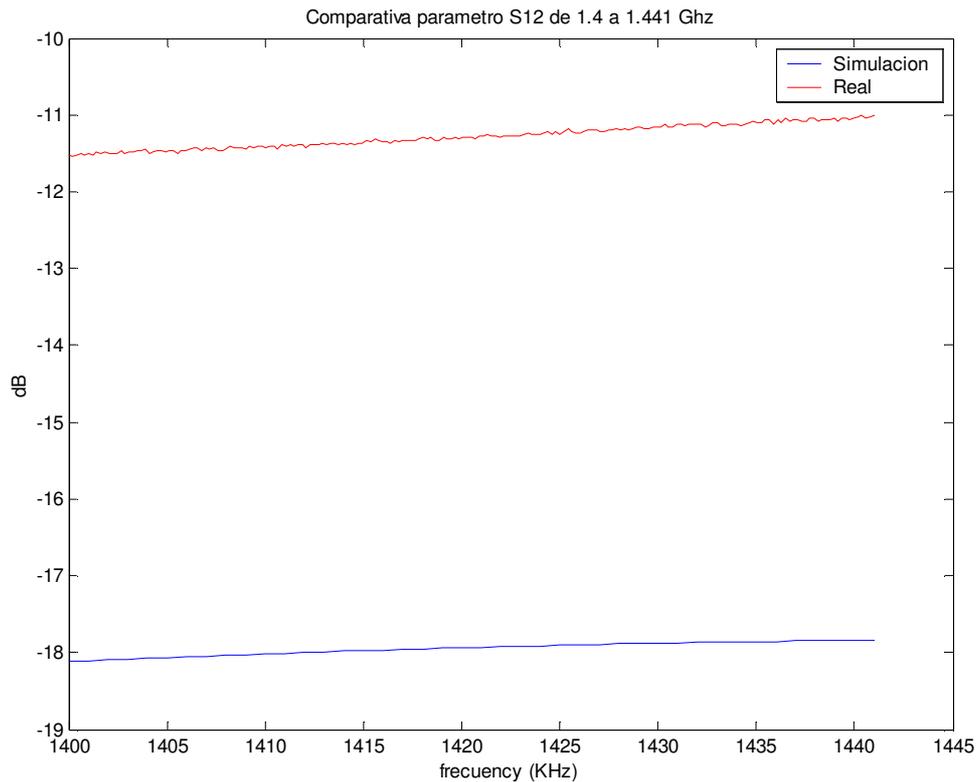
**Figura 3.1-64 Comparativa parámetro  $S_{11}$  simulado y real (banda estrecha)**



**Figura 3.1-65 Comparativa parámetro  $S_{22}$  simulado y real (banda estrecha)**



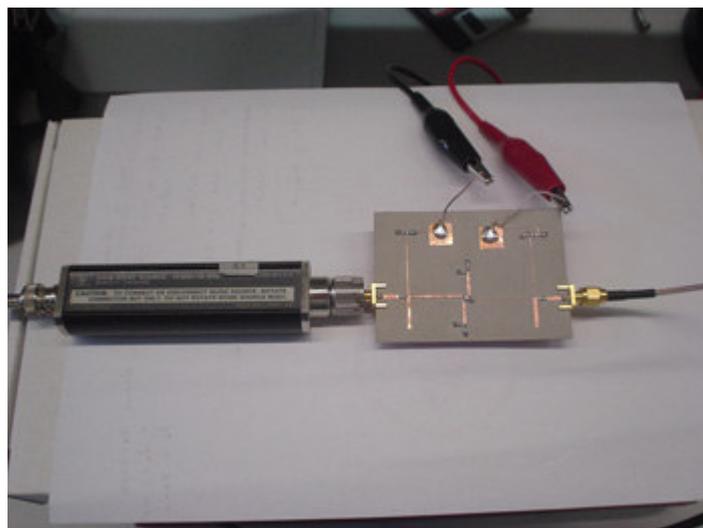
**Figura 3.1-66 Comparativa parámetro  $S_{21}$  simulado y real (banda estrecha)**



**Figura 3.1-67 Comparativa parámetro  $S_{12}$  simulado y real (banda estrecha)**

### 3.1.10 Medida del factor de ruido del amplificador

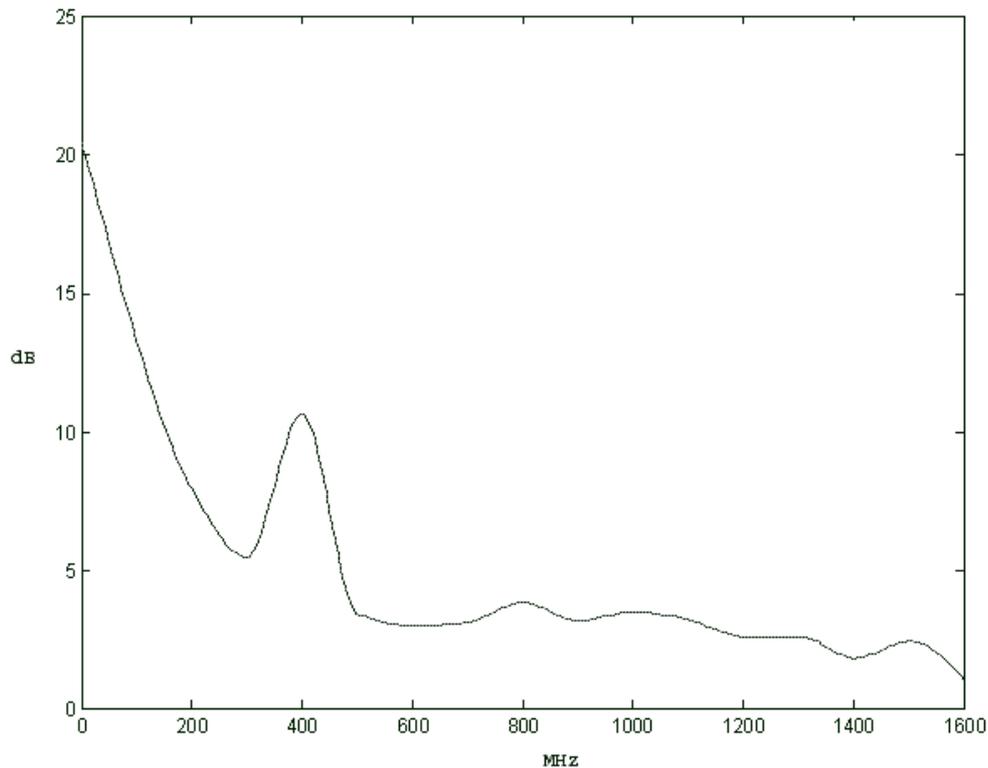
Para realizar las medidas de ruido se empleó el medidor de ruido HP8970B y la fuente de ruido HP346B. Los pasos seguidos para llevar a cabo la medida se resumen a continuación:



1. Una vez encendido el “Medidor de Figura de Ruido” se pulsa el botón “Preset”. Esto establece las condiciones iniciales y pone el modo de medida 1.0 que es el modo de medida más sencillo, que permite realizar medidas hasta 1600 MHz y no necesita del uso de elementos adicionales a los comentados.

2. Especificamos la frecuencia de calibración y medidas. Para esto hay dos posibilidades:
  - Frecuencia Fija. Pulsamos el botón “Frequency” especificamos el valor de la frecuencia con el teclado numérico y pulsamos “Enter”.
  - Rango de Frecuencias: Elegimos la frecuencia inicial y la final pulsando los botones “Start Frequency” y “Stop Frequency” y la resolución con el botón “Step Size”.
  - Especificamos la tabla ENR de la fuente de ruido. Para esto pulsamos “Recall” y “ENR” seguido del número de la tabla. El instrumento permite almacenar hasta 4 tablas ENR diferentes. Para cargar una tabla debemos de haberla cargado previamente. El modo de añadir una nueva tabla es el siguiente:
    - Para ver la tabla cargada actualmente "0" se pulsa “ENR”.
    - Nos movemos por las diferentes entradas de la tabla con las flechas. Para borrar una entrada pulsamos "DECREASE" para añadir "INCREASE"
    - Para editar una entrada de la tabla. Una vez que la tenemos en pantalla veremos que la frecuencia parpadea (MHz), eso quiere decir que podemos cambiar la frecuencia de esa entrada. Introducimos la frecuencia, pulsamos “ENTER” y ahora parpadearán los "dB" los introducimos y pulsamos “ENTER”. Esto introducirá una nueva entrada en la tabla.
    - Guardar la tabla. Una vez que acabamos de rellenar la tabla con los valores que aparecen en la fuente de ruido pulsamos sobre “STORE”+”ENR”+”nº de memoria en la que vamos a almacenar los datos (1-4)”.
    - Para cargar una tabla guardada en memoria pulsamos sobre “RECALL”+”ENR”+”nº memoria (1-4)”.
    - Para asociar un identificador a una tabla guardada (por ejemplo el final del número de serie de la fuente de ruido de la que se obtienen los datos) pulsamos: “RECALL”+”ENR”+”nº de tabla”+”5.5”+”SPECIAL FUNCTION”+”número de identificación que deseamos introducir”+”ENTER”.
3. Para calibrar conectamos la salida para la fuente de ruido del “Medidor de Ruido” a la fuente de ruido con un cable BNC a BNC. Y la salida de la fuente de ruido a la entrada del “Medidor de Ruido” mediante un cable SMA a SMA. Es importante hacer la calibración con todos los elementos adicionales que se empleen para el conexionado, para que en las medidas posteriores solo se cuente el efecto del DUT (Device Under Test). Una vez que está todo conectado se pulsa dos veces en el botón “CALIBRATE” (Estará encendido el led “UNCORRECTED”).
4. Para llevar a cabo las medidas se deja todo como estaba pero se conecta ahora el DUT a la salida de la fuente de ruido y la salida del DUT al “Medidor de Ruido”. Pulsamos sobre el botón “NOISE FIGURE AND GAIN” (led “CORRECTED”).

Después de realizar las medidas se obtuvo una figura de ruido de **2,4 dB** valor muy superior a los **0.46 dB** predichos por la simulación para la frecuencia de 1420.4 MHz. En la siguiente gráfica se muestra la variación del ruido en frecuencia:



*Figura 3.1-68 Figura de ruido del amplificador de una etapa.*

### 3.1.11 Conclusiones Amplificador de una etapa

Una vez concluido todo el proceso de diseño, simulación, fabricación y medida del amplificador de microondas de bajo ruido a la frecuencia de 1420.4 MHz podemos hacer un pequeño resumen a modo de recordatorio de todos los pasos realizados y sacar las conclusiones de los resultados obtenidos.

A la hora de diseñar nuestro amplificador lo primero que se hizo fue la elección del transistor (ATF35143) y una simulación del mismo en la frecuencia en la que íbamos a trabajar. El transistor venía modelado por sus parámetros S proporcionados a través de un fichero por el fabricante. Se eligió entonces como red de polarización una red autopolarizada tanto por su facilidad de diseño como por la necesidad de una única tensión continua para alimentar el transistor. La red de polarización mejoro la estabilidad del transistor de modo que ahora era incondicionalmente estable lo que permitía seleccionar cualquier valor para los coeficientes de reflexión de fuente y de carga. Se optimizó el diseño para encontrar unos coeficientes de reflexión que mantuvieran un compromiso entre mínimo ruido y buena adaptación en los terminales de entrada y salida del transistor. Una vez elegidos estos coeficientes, se diseñaron dos etapas para adaptar la entrada y la salida a los terminales o conectores de 50 Ohm de impedancia empleando para ello una sencilla red formada por una línea inversora de  $\lambda/4$  en serie unida a un stub en circuito abierto de  $\lambda/8$  conectado en paralelo. El diseño de todas y cada una de las etapas fue simulado y optimizado. Luego se unieron todas las etapas entre si y se optimizó el conjunto buscando obtener ante todo un factor de ruido aceptable e inferior a los 0.5 dB y una buena adaptación en los terminales de entrada y de salida de al menos 30 dB que simulando se observo que se alcanzaba. Finalmente se obtuvo el layout del circuito, se exportó para introducirlo en el software de fabricación, se fabricó la placa usando el material Duroid RT6006 y se colocaron los componentes y los conectores. Se llevaron a cabo las distintas

medidas: medida de tamaños, medidas de tensiones, corrientes y consumo, medidas de parámetros S para varias polarizaciones y frecuencias y por último las medidas de ruido.

Si comparamos los valores obtenidos en la simulación para el amplificador de una etapa a la frecuencia central de 1420,4 MHz,

$$|S| = \begin{vmatrix} -58,963 & -17,193 \\ 13,768 & -56,81 \end{vmatrix} dB \text{ y } F_n = 0,4676 \text{ dB}$$

con los valores medidos una vez fabricado el circuito a la misma frecuencia,

$$\begin{matrix} |S_{11}| = -21.827dB & |S_{12}| = -12.4dB \\ |S_{21}| = 8.173dB & |S_{22}| = -9.54dB \end{matrix} \text{ y } F_n = 2,4 \text{ dB}$$

se puede observar fácilmente que el parámetro  $S_{22}$  o adaptación a la salida es el que difiere en mayor medida de los valores predichos en la simulación y posiblemente a causa de esto la ganancia también haya empeorado. De todas maneras, en general los resultados son bastante buenos dadas las dificultades de fabricación de los dispositivos a frecuencia de microondas.

En las comparativas entre las simulaciones y las mediciones reales para la banda de frecuencias de 0.3 a 3 MHz se aprecia que los resultados son similares aunque un poco desplazados en frecuencia exceptuando el parámetro  $S_{22}$ . Se puede apreciar mejor ese desplazamiento en frecuencia en la comparativa para la banda estrecha donde las diferencias se hacen más notables.

Tras las medidas de ruido con el Medidor de Figura de Ruido HP 8970B se obtuvo una figura de ruido de 2,4 dB a la frecuencia de 1420.4 MHz valor bastante superior al esperado ya que en la simulación obteníamos 0,4676 dB de figura de ruido. En las conclusiones del proyecto se propondrán algunas técnicas para minimizar esa figura de ruido de modo que se adapte más a las especificaciones del diseño.

## 3.2 Diseño de un amplificador de dos etapas

En el apartado anterior se ha llevado a cabo el diseño de un amplificador de bajo ruido de una única etapa. Con este diseño se obtenía un amplificador de muy bajo nivel de ruido pero a costa de sacrificar la ganancia del mismo. Se pretende por tanto diseñar un amplificador formado por dos etapas amplificadoras de modo que se mejore la ganancia del amplificador final pero manteniendo un nivel de ruido aceptable.

Según la fórmula de Friiss, el factor de ruido total de un conjunto de etapas unidas en serie se puede obtener haciendo:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (3.2-1)$$

Esto significa que si tenemos un conjunto de amplificadores conectados en cascada, el factor de ruido en la primera de esas etapas será el más determinante para el factor de ruido total, por esta razón, la primera etapa se diseñará como en el caso anterior para obtener el menor ruido mientras que la segunda se buscará para obtener la máxima ganancia.

Por otra parte, ya que se busca una amplificación máxima de 30 dB, el diseño de la segunda etapa se realizará en primer lugar ya que, atendiendo a la máxima ganancia que se logre con ella, se condicionará el diseño de la primera etapa. Recuérdese que las ganancias en dB de esas etapas conectadas en cascada se suman, así, la ganancia total será la suma de las ganancias de ambas etapas. Además, como en el caso del amplificador de una etapa, se deberán diseñar las etapas de adaptación de entrada y de salida del amplificador para adaptarlo a la impedancia característica de 50 Ohm. En resumen, el diseño del amplificador final de dos etapas se irá haciendo por partes, diseñando, implementando, simulando y optimizando cada una de estas partes por separado y uniéndolas al final para componer el amplificador completo. Estas partes van a ser (Figura 3.2-1):

- Red transistor más red de polarización para obtener máxima ganancia
- Red transistor más red de polarización para obtener mínimo ruido.
- Red de adaptación intermedia entre ambos transistores.
- Red de adaptación de entrada del amplificador.
- Red de adaptación de salida del amplificador.

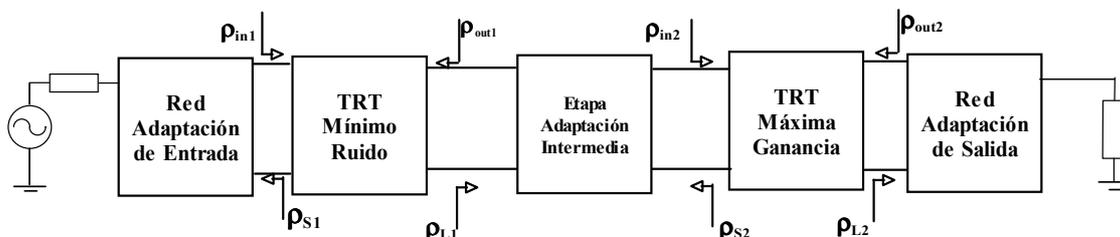
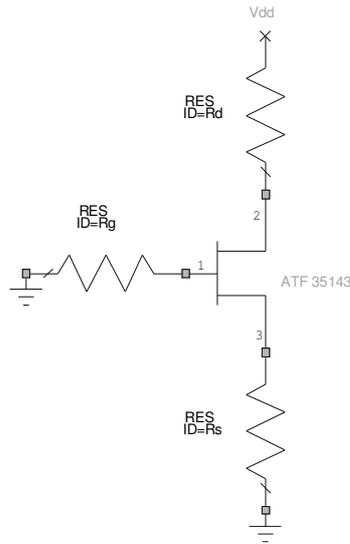


Figura 3.2-1 Amplificador de dos etapas

### 3.2.1 Red de polarización

Es necesaria la introducción de una red de polarización que alimente los transistores y los haga funcionar en la región activa adecuada. Además habrá que tener en cuenta los efectos de esta red en las características del circuito. Se decide emplear como red de polarización para el transistor MESFET de Arseniuro de Galio una red autopolarizada tanto por su facilidad de diseño como por la necesidad de una única tensión continua para alimentarlo, evitando tener que disponer de una tensión continua por la puerta (G) y otra para el drenador (D) como ocurre en otras redes de polarización. Así, el esquema de la red de polarización usada será el siguiente:



**Figura 3.2-2 Red de polarización autopolarizada del transistor ATF35143**

Observando las especificaciones del fabricante en las hojas de características del transistor ATF 35143 se observa que hay varias posibilidades a la hora de seleccionar el punto de polarización adecuado para el transistor ATF-35143 (). Como se puede apreciar en dicha tabla la diferencia de ganancia para los dos casos en los que se obtiene la máxima ganancia posible no es muy elevada por lo que se utilizará la misma red de polarización que en el caso de la etapa de mínimo ruido y la etapa de máxima ganancia, esto es,  $V_{DS} = 2\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 10\text{ mA}$  con lo que se obtendrá una ganancia máxima de 17,5 dB y un factor de ruido mínimo de 0.15 dB.

Punto de Polarización	$F_{nmin}$ (dB)	$G_a$ (dB)
$V_{DS} = 2\text{ V}$ , $I_{DS} = 5\text{ mA}$ .	0.20	16.3
$V_{DS} = 2\text{ V}$ , $I_{DS} = 10\text{ mA}$ .	0.15	17.5
$V_{DS} = 2\text{ V}$ , $I_{DS} = 15\text{ mA}$ .	0.19	17.9

**Tabla 3.2-1 Factor de ruido mínimo y ganancia en función de la polarización del transistor ATF35143**

El voltaje aplicado a la puerta (G) requerido para proporcionar la corriente de drenador (D) deseada  $I_{ds}=10\text{ mA}$ , depende de la tensión de pinchoff del dispositivo, y de la corriente de saturación  $I_{dss}$ . Para el cálculo de la tensión existente ente la puerta y el surtidor se recurre a la siguiente expresión:

$$V_{gs} = V_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_d}{I_{dss}}}\right) \quad (3.2-2)$$

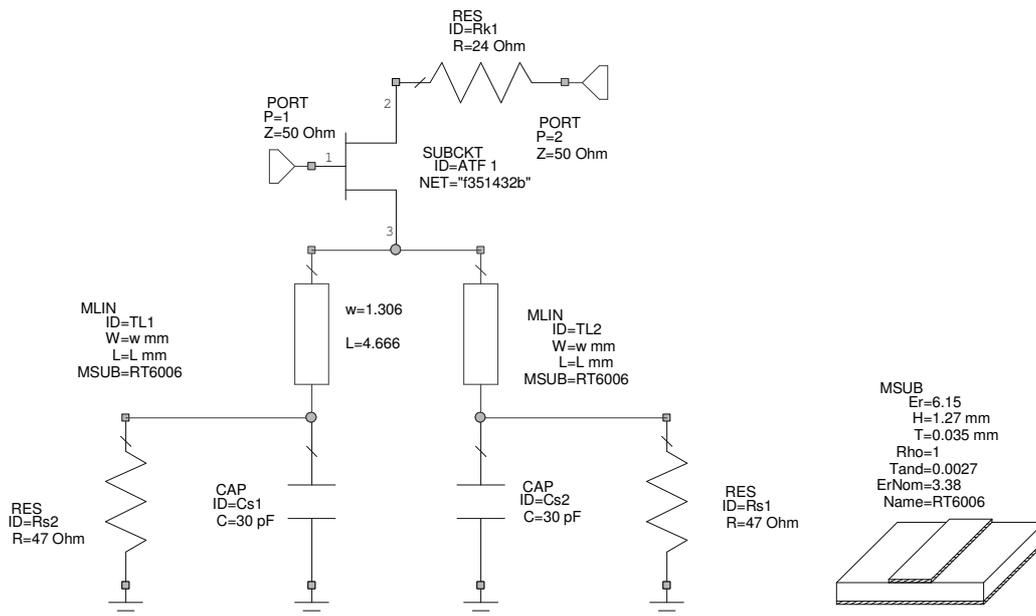
Para el ATF-35143 donde la corriente  $I_d$  requerida sea de 10 mA con una  $I_{dss}=60$  mA y una tensión de pincoff  $V_p=-0.5$ , el voltaje  $V_{gs}$  requerido será de -0.296 V

De esta manera, la resistencia de surtidor  $R_s$  necesaria en la red de polarización será

$$R_s = \frac{-V_{gs}}{I_d} = 29,6\Omega. \text{ Puesto que no hay resistencias normalizadas de } 29,6\Omega \text{ se recurrirá a la}$$

normalizada más cercana, por lo que se elegirá  $R_s = 24\Omega$ . Por otro lado, la puerta estará conectada a tierra usando una resistencia de seguridad de valor elevado. Elegimos  $R_g=56\Omega$  que es un valor normalizado. Finalmente se tendrán que elegir los valores de  $R_d$  y de  $V_{dd}$ . Se deberá cumplir la fórmula  $V_{dd} = V_{ds} + I_d(R_d + R_s)$ . El valor de  $R_d$  será de  $37\Omega$  y a partir de él se obtendrá el de  $V_{dd}=2,61$ . La resistencia de drenador la separamos en una resistencia de  $24^3\Omega$  visible para la señal de RF y que mejorará la estabilidad y una resistencia de  $12^4\Omega$  situada tras una línea de alta impedancia que lo que solamente será visible para la señal de continua.

Por último, si se tiene en cuenta el sustrato, empleado la red de polarización quedará como la de la siguiente figura:



**Figura 3.2-3 ATF35143 más red de polarización**

<sup>3</sup> Aunque en el diseño aparezcan 24 Ohm de resistencia, debido a que no se disponía de estos valores normalizados en el laboratorio, se usaron finalmente resistencias de 22 Ohm optimizando los diseños finales para estos nuevos valores.

<sup>4</sup> Aunque en el diseño aparezcan 12 Ohm de resistencia, debido a que no se disponía de estos valores normalizados en el laboratorio, se usaron finalmente resistencias de 15 Ohm optimizando los diseños finales para estos nuevos valores.

El transistor ATF 35143 tiene 4 patas de contacto, la puerta y el surtidor y dos patas para la fuente. Dado que la fuente tiene dos patas, se conectará una resistencia de  $47 \Omega$  a cada una que en paralelo formarán los  $24 \Omega$  de resistencia necesarios. Así mismo, como se puede apreciar en la figura se conecta una línea de transmisión a cada una de las patas de fuente y un condensador en paralelo con cada una de las resistencias de  $47 \Omega$ . El resultado de esta configuración será en DC como si sólo estuvieran las resistencias ya que la línea de transmisión actúa como un cortocircuito y el condensador como un circuito abierto en DC, y en RF no se perderá señal ya que las líneas de transmisión introducidas presentan una inductancia de  $1 \text{ nH}$  a la frecuencia central de trabajo y al final quedarán como un circuito abierto.

Por otro lado, se puede observar como en la figura no se ha tenido en cuenta la resistencia de puerta que se añadirá al mismo tiempo que la red de adaptación de entrada del amplificador y separada por líneas de transmisión de alta impedancia para que la señal de RF no la “vea” evitándose de este modo las pérdidas asociadas. Además, la resistencia de drenador se ha separado en dos resistencias una que sí verá la señal de RF y otra separada por una línea de transmisión de alta impedancia para, como en el caso de la resistencia de puerta, evitar pérdidas. La resistencia que ve la señal de RF se pone para mejorar la estabilidad del amplificador.

### 3.2.2 Diseño de la Segunda Etapa (Máxima Ganancia)

Como se ha visto, se procederá en primer lugar al diseño de la segunda etapa ya que será la que nos condicionará la ganancia final que se conseguirá con la unión. Puesto que se necesita un amplificador final de al menos  $30 \text{ dB}$ , la ganancia de los amplificadores conectados en cascada se suma en dB, y sabiendo que en la primera etapa del nuevo amplificador (etapa de mínimo ruido) tendremos una amplificación máxima de aproximadamente  $13 \text{ dB}$ , se buscará conseguir en el diseño de esta segunda etapa al menos una ganancia de  $17 \text{ dB}$  que sumados a los  $13$  de la primera nos permitan obtener los  $30 \text{ dB}$  necesarios a la salida del amplificador final.

Al igual que en el caso del amplificador de una etapa se empleará el transistor ATF-35143 y así mismo se utilizará la misma red de polarización.

Los pasos para el diseño de esta etapa serán:

1. Integración del transistor (ATF-35143) con su red de polarización.
2. Obtención de parámetros del conjunto transistor-red de polarización tales como los parámetros S, factor de ruido mínimo,  $\rho_{opt}$ , factor de estabilidad K, etc....
3. Dados esos parámetros se buscarán los coeficientes necesarios para obtener la máxima ganancia disponible (MAG). Estos coeficientes se pueden hallar de forma bilateral o unilateral asumiendo un error.
4. Por último se simulará con esos coeficientes en *Microwave Office* y se obtendrán las conclusiones.

#### 3.2.2.1 Integración del ATF-35143 con la red de polarización

Cómo se ha visto en el punto 3.2.1, después de integrar la red de polarización con el transistor la red resultante será:

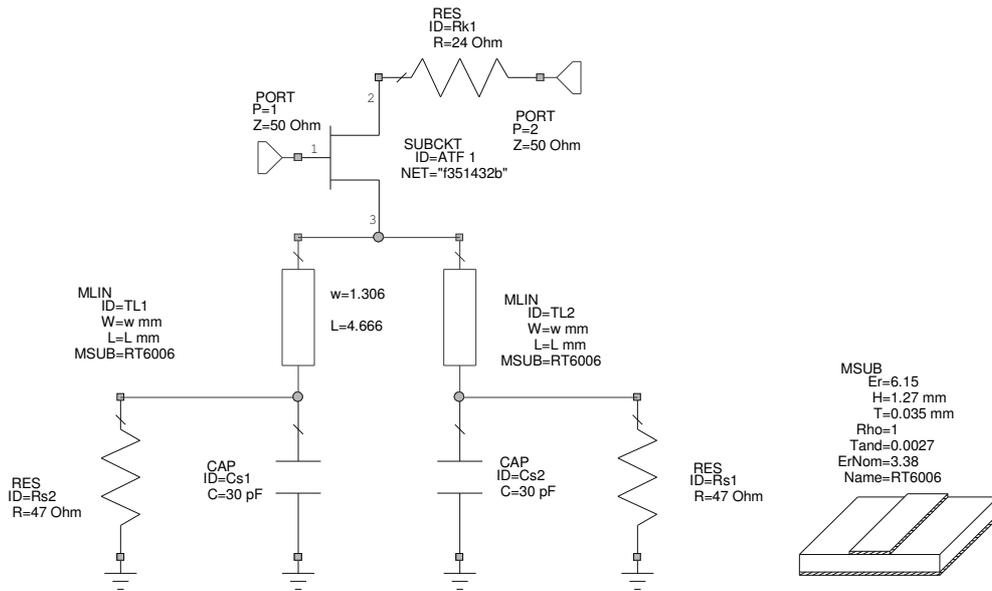


Figura 3.2-4 ATF 35143 más red de polarización

Con el objetivo de realizar un ajuste previo del tamaño físico de las líneas para mejorar en la medida de lo posible la adaptación de los puertos de entrada y salida así como la ganancia se realizará una optimización de los tamaños de las líneas usando *Microwave Office* y el método “Pointer Robust Optimization” buscando como finalidad que  $|S_{11}| < -30dB$ ,  $|S_{22}| < -30dB$  y  $|S_{21}| > 17dB$ . Después de esta optimización preliminar se simula la red y se obtienen los nuevos parámetros del conjunto transistor más red de polarización, parámetros que nos servirán a la hora de elegir los coeficientes de reflexión adecuados para conseguir la Máxima Ganancia Disponible (MAG):

$$S = \begin{pmatrix} 0.6613 \angle -44.115 & 0.057179 \angle 80.657 \\ 3.9455 \angle 115.18 & 0.61152 \angle -11.365 \end{pmatrix}$$

$$F_n = 1.15 \text{ dB}$$

$$R_n/Z_0 = 0.1471$$

$$K = 1.015$$

En la siguiente tabla se muestra el resultado de la simulación de algunos parámetros del diseño para el rango de frecuencias desde 1400 a 1441 MHz:

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)	K
1.4	-3.5224	-24.985	11.992	-4.271	0.63227	1.0136
1.401	-3.5259	-24.978	11.989	-4.271	0.63225	1.0139
1.402	-3.5293	-24.972	11.985	-4.2711	0.63222	1.0142
1.403	-3.5328	-24.966	11.982	-4.2711	0.63219	1.0145
1.404	-3.5362	-24.959	11.978	-4.2712	0.63217	1.0147
1.405	-3.5396	-24.953	11.975	-4.2712	0.63214	1.015
1.406	-3.5431	-24.946	11.972	-4.2713	0.63212	1.0153

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)	K
1.407	-3.5465	-24.94	11.968	-4.2713	0.63209	1.0156
1.408	-3.5499	-24.934	11.965	-4.2714	0.63206	1.0158
1.409	-3.5533	-24.927	11.961	-4.2714	0.63204	1.0161
1.41	-3.5567	-24.921	11.958	-4.2714	0.63201	1.0164
1.411	-3.5602	-24.915	11.954	-4.2715	0.63199	1.0166
1.412	-3.5636	-24.908	11.951	-4.2715	0.63196	1.0169
1.413	-3.567	-24.902	11.947	-4.2716	0.63193	1.0172
1.414	-3.5704	-24.896	11.944	-4.2716	0.63191	1.0174
1.415	-3.5738	-24.889	11.941	-4.2716	0.63188	1.0177
1.416	-3.5771	-24.883	11.937	-4.2717	0.63186	1.018
1.417	-3.5805	-24.877	11.934	-4.2717	0.63183	1.0182
1.418	-3.5839	-24.87	11.93	-4.2717	0.63181	1.0185
1.419	-3.5873	-24.864	11.927	-4.2717	0.63178	1.0187
1.42	-3.5907	-24.858	11.923	-4.2718	0.63175	1.019
<b>1.4204</b>	<b>-3.592</b>	<b>-24.855</b>	<b>11.922</b>	<b>-4.2718</b>	<b>0.63174</b>	<b>1.0191</b>
1.421	-3.594	-24.851	11.92	-4.2718	0.63173	1.0192
1.422	-3.5974	-24.845	11.917	-4.2718	0.6317	1.0195
1.423	-3.6008	-24.839	11.913	-4.2718	0.63168	1.0197
1.424	-3.6041	-24.832	11.91	-4.2718	0.63165	1.02
1.425	-3.6075	-24.826	11.906	-4.2719	0.63163	1.0202
1.426	-3.6108	-24.82	11.903	-4.2719	0.6316	1.0204
1.427	-3.6141	-24.814	11.9	-4.2719	0.63158	1.0207
1.428	-3.6175	-24.807	11.896	-4.2719	0.63155	1.0209
1.429	-3.6208	-24.801	11.893	-4.2719	0.63152	1.0212
1.43	-3.6241	-24.795	11.889	-4.2719	0.6315	1.0214
1.431	-3.6275	-24.788	11.886	-4.2719	0.63147	1.0216
1.432	-3.6308	-24.782	11.883	-4.2719	0.63145	1.0219
1.433	-3.6341	-24.776	11.879	-4.2719	0.63142	1.0221
1.434	-3.6374	-24.769	11.876	-4.2719	0.6314	1.0223
1.435	-3.6407	-24.763	11.872	-4.2719	0.63137	1.0226
1.436	-3.644	-24.757	11.869	-4.2719	0.63135	1.0228
1.437	-3.6473	-24.75	11.866	-4.2719	0.63132	1.023
1.438	-3.6506	-24.744	11.862	-4.2719	0.6313	1.0232
1.439	-3.6539	-24.738	11.859	-4.2719	0.63127	1.0235
1.44	-3.6572	-24.732	11.856	-4.2719	0.63125	1.0237
1.441	-3.6605	-24.725	11.852	-4.2719	0.63122	1.0239

*Tabla 3.2-2 Simulación ATF35143 más la red de polarización.*

En la siguiente tabla se muestra un resumen de los valores de todos los componentes de la red después de optimizar

Elemento	Valor	Elemento	Valor
R <sub>DRAIN</sub>	22 Ω	C <sub>SOURCE1</sub>	30 pF
R <sub>SOURCE1</sub>	47 Ω	C <sub>SOURCE2</sub>	30 pF
R <sub>SOURCE2</sub>	47 Ω	MLIN 1 y 2	W=1,22mm L=5,37mm

*Tabla 3.2-3 Componentes de la red formada por el transistor más la red de alimentación después de optimizar.*

Como se puede apreciar el coeficiente de estabilidad  $K=1.015$  lo que nos indica que el conjunto del transistor más la red de polarización será **incondicionalmente estable** para cualesquiera que sean los coeficientes de reflexión  $\rho_S$  o  $\rho_L$  que se elijan. Por otra parte, vemos que ha aumentado considerablemente el factor de ruido de 0.34 dB a 1.15 dB lo que al ser está la segunda etapa del amplificador total no será determinante para el factor de ruido total según la fórmula de Friiss.

### 3.2.2.2 Elección de los coeficientes de reflexión

Dado que sabemos que tenemos un transistor incondicionalmente estable independientemente de los coeficientes de reflexión que elijamos, vamos a buscar aquellos que nos proporcionen la Máxima Ganancia Disponible (MAG). Como vimos en teoría, la MAG se puede calcular con la

siguiente ecuación  $MAG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \right|$ . Para resolver esta ecuación se sustituye por

los parámetros S y el valor de K obtenidos tras la optimización para la frecuencia de interés y se deja el signo menos en la expresión ya que el cuadripolo es incondicionalmente estable y cumple  $K > 1$  y  $|\Delta| \leq 1$  (ver teoría). Podemos concluir que la  $MAG = 55,6878 = 17,4576$  dB.

Para obtener los coeficientes de reflexión con los que se consigue esa MAG existen dos métodos: el bilateral y el unilateral. El método unilateral es más sencillo porque simplifica pero se debe asumir un cierto error. Calcularemos esos coeficientes mediante el método bilateral que es más preciso. Para ello se elegirán los coeficientes de reflexión hacia y carga y hacia fuente mediante las ecuaciones siguientes:

$$\rho_{ms} = C_1^* \left[ \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2|C_1|^2} \right] \quad (3.2-3)$$

$$\rho_{mL} = C_2^* \left[ \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|^2} \right] \quad (3.2-4)$$

siendo:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.2-5)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.2-6)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^* \quad (3.2-7)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^* \quad (3.2-8)$$

$$\Delta = \det[S] = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.2-9)$$

Si sustituimos por los parámetros S anteriormente calculados obtenemos los siguientes resultados:

$$B_1=0.7905$$

$$B_2=0.6638$$

$$C_1=0.1745-j0.3513$$

$$C_2=0.2626-j0.1969$$

$$\Delta=0.4462-j0.2716$$

$$|\Delta|=0.5224$$

Y finalmente podemos hallar los coeficientes de reflexión hacia fuente y carga que quedarán:

$$\rho_{mS} = 0.8834 \angle 63.5782$$

$$\rho_{mL} = 0.8628 \angle 36.8649$$

Podemos observar la diferencia que hay si esos coeficientes se hubieran obtenido mediante diseño unilateral:

$$\rho_{s2} = \rho_{in}^* = S_{11}^* = 0.6613 \angle 44.115^\circ$$

$$\rho_{L2} = \rho_{out}^* = S_{22}^* = 0.61152 \angle 11.365^\circ$$

El cálculo de estos coeficientes hubiera sido más rápido pero después de cargar el transistor con los ellos no se hubiera obtenido la MAG buscada debido al error cometido en la simplificación y habría sido necesaria una optimización posterior con *Microwave Office* para conseguirla.

Si cargamos el transistor con los nuevos coeficientes de reflexión  $\rho_{mS} = 0.8834 \angle 63.5782$  y  $\rho_{mL} = 0.8628 \angle 36.8649$  tendremos la siguiente red:

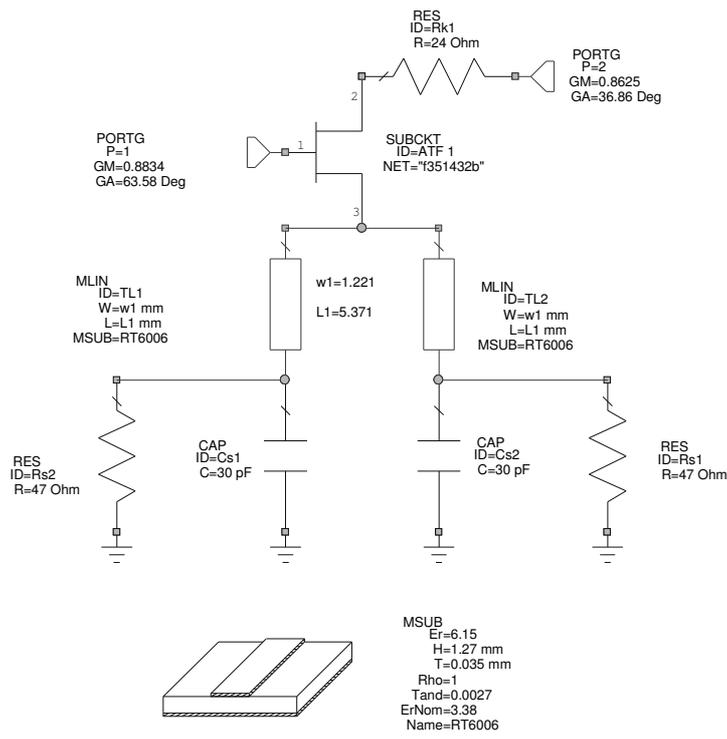


Figura 3.2-5 ATF35143 cargado con coeficientes de reflexión para máxima ganancia

Si simulamos esta en *Microwave Office* red obtenemos la MAG prevista en el desarrollo teórico sin variación alguna en el resultado para la frecuencia de 1420.4 MHz, es decir, MAG=17,45 dB y los siguientes parámetros:

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	G <sub>a</sub> (dB)	G <sub>max</sub> (dB)	F <sub>n</sub> (dB)	F <sub>min</sub> (dB)
1.4	-22.649	-19.283	17.643	-23.727	17.662	17.677	1.2542	0.20896
1.401	-22.932	-19.282	17.634	-23.968	17.651	17.665	1.2535	0.20909
1.402	-23.223	-19.282	17.625	-24.214	17.641	17.654	1.2527	0.20922
1.403	-23.525	-19.281	17.616	-24.468	17.631	17.642	1.252	0.20936
1.404	-23.836	-19.28	17.606	-24.729	17.621	17.631	1.2512	0.20949
1.405	-24.158	-19.28	17.597	-24.996	17.611	17.62	1.2505	0.20962
1.406	-24.491	-19.279	17.588	-25.272	17.601	17.609	1.2497	0.20975
1.407	-24.837	-19.279	17.579	-25.557	17.591	17.598	1.249	0.20989
1.408	-25.196	-19.278	17.569	-25.85	17.581	17.587	1.2482	0.21002
1.409	-25.57	-19.277	17.56	-26.152	17.571	17.576	1.2475	0.21015
1.41	-25.959	-19.277	17.551	-26.465	17.561	17.565	1.2468	0.21028
1.411	-26.365	-19.276	17.542	-26.789	17.551	17.555	1.246	0.21041
1.412	-26.79	-19.276	17.532	-27.125	17.541	17.544	1.2453	0.21055
1.413	-27.235	-19.275	17.523	-27.473	17.531	17.534	1.2445	0.21068
1.414	-27.703	-19.275	17.514	-27.835	17.521	17.523	1.2438	0.21081
1.415	-28.196	-19.274	17.504	-28.211	17.511	17.513	1.243	0.21094
1.416	-28.716	-19.274	17.495	-28.604	17.501	17.503	1.2423	0.21108
1.417	-29.266	-19.273	17.486	-29.014	17.491	17.492	1.2416	0.21121
1.418	-29.852	-19.273	17.476	-29.443	17.481	17.482	1.2408	0.21134
1.419	-30.476	-19.272	17.467	-29.893	17.471	17.472	1.2401	0.21147
1.42	-31.146	-19.272	17.458	-30.366	17.462	17.462	1.2394	0.21161
<b>1.4204</b>	<b>-31.427</b>	<b>-19.272</b>	<b>17.454</b>	<b>-30.563</b>	<b>17.458</b>	<b>17.458</b>	<b>1.2391</b>	<b>0.21166</b>
1.421	-31.866	-19.271	17.448	-30.866	17.452	17.452	1.2386	0.21174
1.422	-32.644	-19.271	17.439	-31.394	17.442	17.442	1.2379	0.21187
1.423	-33.491	-19.271	17.429	-31.954	17.432	17.432	1.2371	0.212
1.424	-34.418	-19.27	17.42	-32.551	17.422	17.423	1.2364	0.21213
1.425	-35.439	-19.27	17.411	-33.189	17.413	17.413	1.2357	0.21227
1.426	-36.57	-19.269	17.401	-33.875	17.403	17.403	1.2349	0.2124
1.427	-37.826	-19.269	17.392	-34.616	17.393	17.393	1.2342	0.21253
1.428	-39.218	-19.269	17.382	-35.422	17.384	17.384	1.2335	0.21266
1.429	-40.732	-19.268	17.373	-36.305	17.374	17.374	1.2327	0.21279
1.43	-42.277	-19.268	17.364	-37.279	17.364	17.365	1.232	0.21293
1.431	-43.587	-19.268	17.354	-38.364	17.355	17.356	1.2313	0.21306

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	G <sub>a</sub> (dB)	G <sub>max</sub> (dB)	F <sub>n</sub> (dB)	F <sub>nmin</sub> (dB)
1.432	-44.181	-19.267	17.345	-39.586	17.345	17.346	1.2306	0.21319
1.433	-43.734	-19.267	17.335	-40.976	17.336	17.337	1.2298	0.21332
1.434	-42.507	-19.267	17.326	-42.575	17.326	17.328	1.2291	0.21346
1.435	-40.993	-19.266	17.316	-44.412	17.317	17.319	1.2284	0.21359
1.436	-39.488	-19.266	17.307	-46.454	17.307	17.309	1.2276	0.21372
1.437	-38.099	-19.266	17.297	-48.39	17.298	17.3	1.2269	0.21385
1.438	-36.846	-19.266	17.288	-49.297	17.288	17.291	1.2262	0.21398
1.439	-35.721	-19.265	17.278	-48.416	17.279	17.282	1.2255	0.21412
1.44	-34.707	-19.265	17.269	-46.502	17.269	17.273	1.2247	0.21425
1.441	-33.79	-19.265	17.26	-44.479	17.26	17.265	1.224	0.21438

**Tabla 3.2-4 Simulación de red transistor más red de polarización para MAG**

Para la frecuencia de interés 1420.04 MHz tendremos también los siguientes parámetros:

$$S = \begin{pmatrix} 0.026832 \angle -86.174 & 0.10875 \angle -5.7707 \\ 7.4544 \angle 28.8658 & 0.0026935 \angle -80.442 \end{pmatrix}$$

$$F_n = 1.2391 \text{ dB}$$

$$F_{nmin} = 0.21 \text{ dB}$$

$$G_a = 17.45 \text{ dB}$$

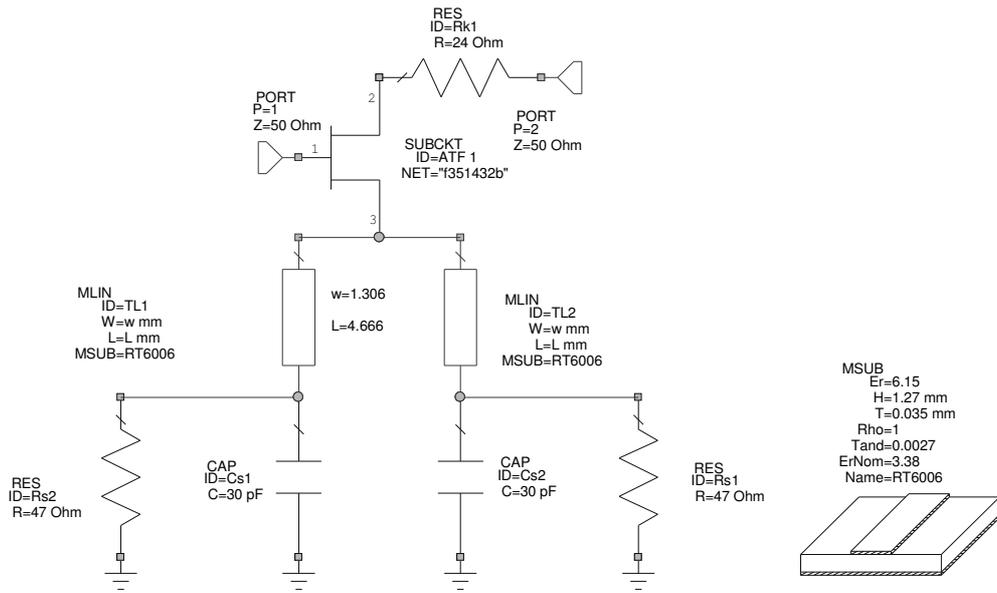
$$K = 1.02$$

Se puede concluir finalmente con los resultados obtenidos que si cargamos el transistor con los coeficientes de reflexión hallados teóricamente mediante diseño bilateral se obtendrá la MAG esperada. Esta ganancia es de 17.45 dB por lo que se superan las necesidades de diseño de esta segunda etapa. Por otro lado, al obtener una ganancia tan alta se ha sacrificado el nivel de ruido aumentando éste hasta 1,24 dB pero, como decíamos, este no será tan determinante en el ruido final del amplificador como el de la primera etapa que se diseñará para mínimo ruido.

### 3.2.3 Diseño de la Primera Etapa (Mínimo Ruido)

Una vez diseñada la segunda etapa y sabiendo que esta proporciona una ganancia de más de 17 dB podemos centrarnos en el diseño de la primera etapa que si recordamos debía ser la de mínimo ruido. Dado que solamente nos hace falta una ganancia de 13 dB en el diseño de esta primera etapa para alcanzar los 30 dB buscados en el amplificador final, y ya que en el amplificador de una etapa obteníamos algo más de 13 dB manteniendo un compromiso entre mínimo ruido y buena adaptación a la entrada y a la salida, aprovecharemos el diseño de ese amplificador de una etapa aquí.

Para el diseño de esta etapa usaremos la misma red de polarización que en el de la segunda etapa. La integración del transistor con su red de polarización quedará de la siguiente manera:



**Figura 3.2-6 ATF35143 más red de polarización**

Si simulamos en *Microwave Office* y particularizamos para la frecuencia de 1420.4 MHz obtendremos los siguientes parámetros que nos caracterizan esta red:

$$S = \begin{pmatrix} 0.68326 \angle -47.133 & 0.05507 \angle 76.801 \\ 4.1338 \angle 118.25 & 0.59647 \angle -13.447 \end{pmatrix}$$

$$F_{nmin} = 0.21183 \text{ dB}$$

$$R_n/Z_0 = 0.1471$$

$$\Gamma_{opt} = 0.72539 \angle 25.2$$

Se estudia de nuevo la estabilidad del dispositivo. El factor  $K_0=0.96938$  y  $|\Delta| = 0.4146 \leq 1$ .

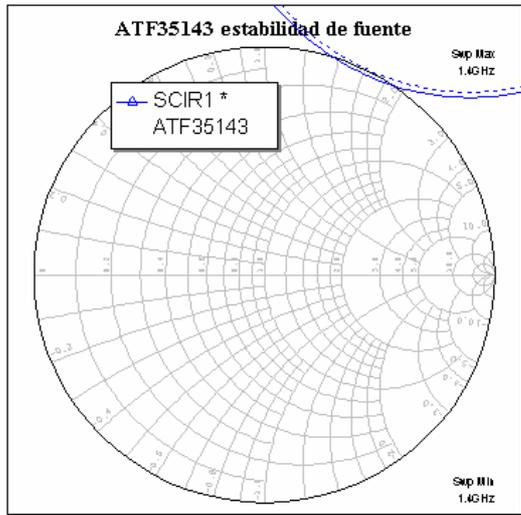


Figura 3.2-7 Circulo de estabilidad de fuente

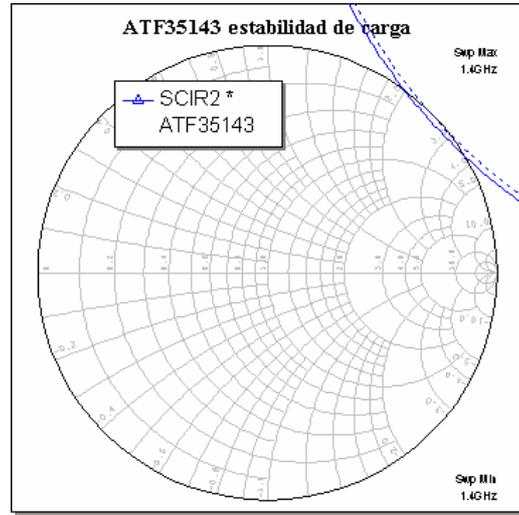


Figura 3.2-8 Circulo de estabilidad de carga

Cómo se puede apreciar, la estabilidad del dispositivo ha mejorado considerablemente debido a la introducción de la resistencia de drenador y por lo tanto se podrá elegir prácticamente cualquier valor de la carta de Smith como impedancias de fuente y de carga de modo que el amplificador no oscile.

### 3.2.3.1 Elección de los coeficientes de reflexión de fuente y carga

Ahora se hará un estudio para saber cuales son los coeficientes de reflexión de fuente y de carga que interesa que vea el transistor para poder obtener los niveles de ruido y de ganancia deseados. Cómo se vio en el desarrollo teórico los coeficientes de reflexión de fuente y de carga para obtener la máxima transferencia de potencia a la salida son lógicamente los mismos que nos proporcionan la máxima adaptación entre la entrada global del dispositivo y el transistor y la salida global del dispositivo y el transistor.

$$\rho_S = \left( S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L} \right)^* = \rho_{in}^* \quad (3.2-10)$$

$$\rho_L = \left( S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_S}{1 - S_{11}\rho_S} \right)^* = \rho_{out}^* \quad (3.2-11)$$

Para aproximar se puede particularizar para el caso en el que el cuadripolo amplificador no posea realimentación interna ( $S_{12} = 0$ ). Con lo que quedará que  $\rho_{in} = S_{11}$  y  $\rho_{out} = S_{22}$ .

Pero cómo, dadas las características de la señal, lo que se quiere es obtener un amplificador de mínimo ruido, el valor del coeficiente de reflexión de fuente será igual al coeficiente de reflexión óptimo, esto es  $\rho_S = \rho_{opt}$ , que viene en las tablas proporcionadas por el fabricante y que interpolamos para la frecuencia de interés con la función GMN de *Microwave Office*. Por

otro lado, el coeficiente de reflexión de carga se buscará para obtener la Máxima Transferencia de Potencia (MTP), es decir,

$$\rho_L = \left( S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_{opt}}{1 - S_{11}\rho_{opt}} \right)^* = \rho_{out}^* \quad (3.2-12)$$

Los valores de los coeficientes de reflexión quedarán por tanto de la siguiente manera:

$$\rho_S = \rho_{opt} = 0.72539 \angle 25.2$$

$$\rho_L = \left( S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_{opt}}{1 - S_{11}\rho_{opt}} \right)^* = \rho_{out}^* = 0.3951 \angle 38.1265$$

La consecuencia de esto es que se obtendrá el mínimo factor de ruido posible del transistor ( $F_n = F_{nmin}$ ) y al haber elegido el coeficiente de reflexión aplicando simetría conjugada, es decir,  $\rho_L = \rho_{out}^*$  hace que obtengamos una buena adaptación a la salida de nuestro amplificador. El problema es que al no elegir  $\rho_S = \rho_{in}^*$  la adaptación a la entrada no será tan buena y esto puede hacer que nuestro dispositivo no funcione correctamente. Por lo que se deberá conseguir un compromiso entre el mínimo factor de ruido posible y un nivel de adaptación a la entrada y a la salida del dispositivo aceptable. Para lograr esto emplearemos una optimización vía software con una herramienta que dispone AWR para la optimización de los diseños.

Para hacer la optimización introduciremos los coeficientes de reflexión al diseño como se puede apreciar en la siguiente figura:

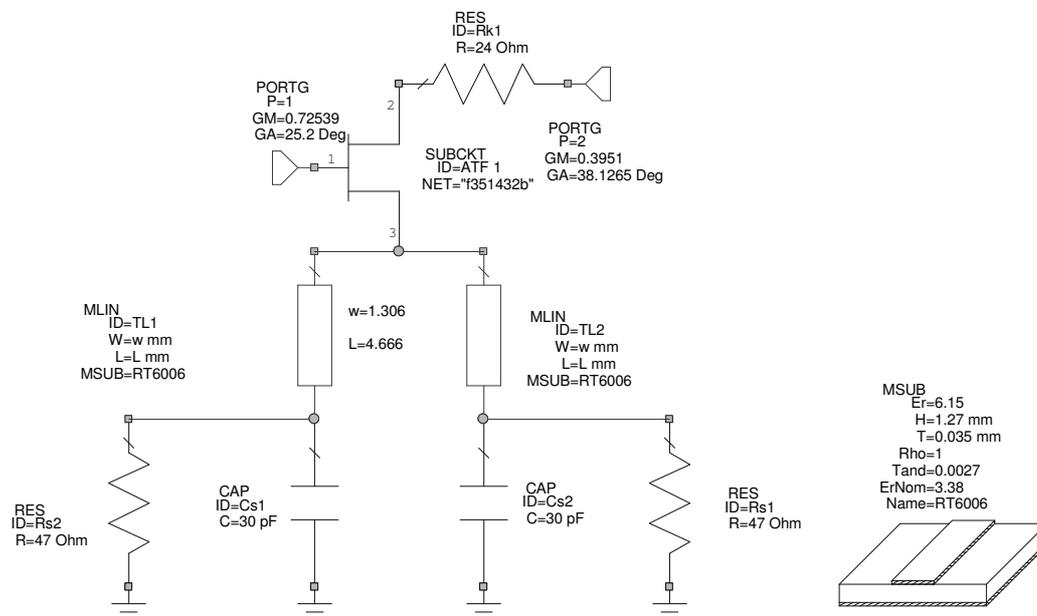


Figura 3.2-9 ATF35143 cargado con coeficientes de reflexión para mínimo ruido.

Al cargar el transistor con esos coeficientes de reflexión se obtendrán los siguientes resultados para las frecuencias de interés:

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)	F <sub>nmin</sub> (dB)
---------	------------------------	------------------------	------------------------	------------------------	---------------------	------------------------

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)	F <sub>nmin</sub> (dB)
1.4	-4.0728	-22.851	14.839	-50.545	0.2092	0.20912
1.401	-4.0716	-22.85	14.832	-51.004	0.20932	0.20926
1.402	-4.0703	-22.849	14.824	-51.488	0.20945	0.20939
1.403	-4.0691	-22.847	14.817	-51.999	0.20958	0.20952
1.404	-4.0679	-22.846	14.809	-52.54	0.2097	0.20965
1.405	-4.0666	-22.845	14.801	-53.115	0.20983	0.20979
1.406	-4.0654	-22.843	14.794	-53.729	0.20996	0.20992
1.407	-4.0641	-22.842	14.786	-54.388	0.21009	0.21005
1.408	-4.0629	-22.841	14.779	-55.099	0.21021	0.21018
1.409	-4.0616	-22.839	14.771	-55.871	0.21034	0.21032
1.41	-4.0603	-22.838	14.764	-56.715	0.21047	0.21045
1.411	-4.059	-22.836	14.756	-57.648	0.2106	0.21058
1.412	-4.0578	-22.835	14.749	-58.69	0.21073	0.21072
1.413	-4.0565	-22.833	14.741	-59.87	0.21086	0.21085
1.414	-4.0552	-22.832	14.734	-61.232	0.21099	0.21098
1.415	-4.0539	-22.831	14.726	-62.842	0.21112	0.21111
1.416	-4.0526	-22.829	14.719	-64.814	0.21125	0.21125
1.417	-4.0513	-22.828	14.711	-67.358	0.21138	0.21138
1.418	-4.05	-22.826	14.704	-70.953	0.21151	0.21151
1.419	-4.0487	-22.825	14.696	-77.12	0.21165	0.21164
1.42	-4.0473	-22.823	14.689	-91.597	0.21178	0.21178
<b>1.4204</b>	<b>-4.0468</b>	<b>-22.823</b>	<b>14.686</b>	<b>-83.07</b>	<b>0.21183</b>	<b>0.21183</b>
1.421	-4.046	-22.822	14.682	-76.238	0.21191	0.21191
1.422	-4.0447	-22.82	14.674	-70.54	0.21204	0.21204
1.423	-4.0434	-22.819	14.667	-67.124	0.21218	0.21218
1.424	-4.042	-22.817	14.659	-64.682	0.21231	0.21231
1.425	-4.0407	-22.816	14.652	-62.782	0.21244	0.21244
1.426	-4.0393	-22.814	14.645	-61.228	0.21258	0.21257
1.427	-4.038	-22.813	14.637	-59.914	0.21271	0.21271
1.428	-4.0366	-22.811	14.63	-58.775	0.21285	0.21284
1.429	-4.0353	-22.81	14.622	-57.772	0.21298	0.21297
1.43	-4.0339	-22.808	14.615	-56.875	0.21312	0.2131
1.431	-4.0325	-22.807	14.608	-56.064	0.21326	0.21324
1.432	-4.0312	-22.805	14.6	-55.324	0.21339	0.21337
1.433	-4.0298	-22.804	14.593	-54.644	0.21353	0.2135
1.434	-4.0284	-22.802	14.586	-54.016	0.21367	0.21363
1.435	-4.027	-22.801	14.579	-53.432	0.21381	0.21377
1.436	-4.0256	-22.799	14.571	-52.885	0.21394	0.2139
1.437	-4.0242	-22.798	14.564	-52.373	0.21408	0.21403
1.438	-4.0228	-22.796	14.557	-51.891	0.21422	0.21416
1.439	-4.0214	-22.794	14.549	-51.435	0.21436	0.2143
1.44	-4.02	-22.793	14.542	-51.003	0.2145	0.21443
1.441	-4.0186	-22.791	14.535	-50.593	0.21464	0.21456

*Tabla 3.2-5 Simulación etapa mínimo ruido*

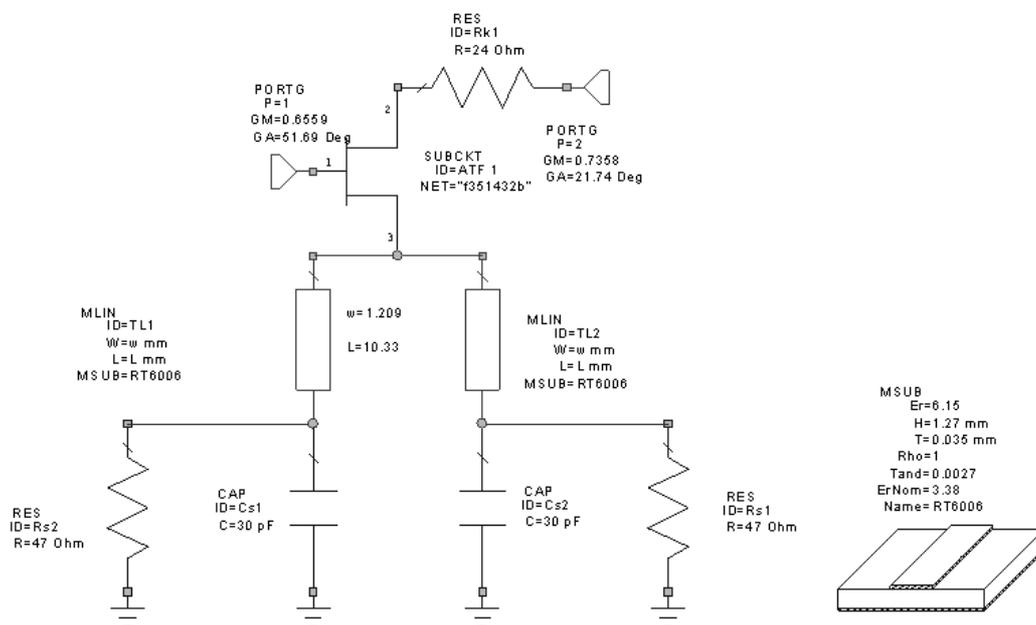
Como podemos observar con la elección de esos coeficientes de reflexión de fuente y de carga obtenidos teóricamente se consigue llevar el factor de ruido a su valor mínimo en la frecuencia de interés y la adaptación a la salida también es muy buena pero por otro lado, la adaptación a la

entrada es de tan solo 4 dB lo que es insuficiente ya que se asume que en el proceso de fabricación se perderá bastante adaptación y el margen debe de ser mayor.

Para llevar a cabo la optimización de los coeficientes de reflexión usaremos una herramienta de *Microwave Office*. Para emplearla primero hay que seleccionar los parámetros del diseño que se desean optimizar, que en este caso serán tanto los módulos y los argumentos de los coeficientes de reflexión como las longitudes de las líneas conectadas a fuente del transistor. Además, se deberán elegir los objetivos de la optimización que serán que la adaptación a la entrada y a la salida sea lo mejor posible manteniendo un margen de ruido aceptable, esto es:

$$|S_{11}| < -30dB \quad |S_{22}| < -30dB \quad \text{y} \quad NF < 0.35dB$$

El resultado de la optimización nos proporciona los coeficientes de fuente y carga y la anchura y longitud de las líneas siguientes:



**Figura 3.2-10 Red de polarización después de la optimización**

Los nuevos valores de los coeficientes de reflexión después de la optimización serán

$$\rho_S = 0.6559 \angle 51.69 \neq \rho_{opt}$$

$$\rho_L = 0.7358 \angle 21.74 \neq \rho_{out}^*$$

Y el valor de las líneas de transmisión conectadas en paralelo también se verá modificado de modo que el nuevo valor será de anchura 1.209 mm y la longitud de 10.33 mm.

Al elegir estos coeficientes de reflexión, obtendremos una buena adaptación del diseño final y una pequeña mejora de la ganancia a costa de empeorar un poco el factor de ruido como se puede apreciar en la siguiente tabla:

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)	F <sub>nmin</sub> (dB)
1.4	-33.364	-17.842	14.139	-30.599	0.34952	0.2087
1.401	-33.438	-17.835	14.132	-30.636	0.34936	0.20883
1.402	-33.508	-17.827	14.126	-30.673	0.3492	0.20896

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)	F <sub>nmin</sub> (dB)
1.403	-33.574	-17.82	14.119	-30.71	0.34903	0.20909
1.404	-33.635	-17.813	14.113	-30.747	0.34887	0.20922
1.405	-33.691	-17.806	14.106	-30.783	0.34871	0.20935
1.406	-33.742	-17.799	14.1	-30.818	0.34855	0.20948
1.407	-33.789	-17.792	14.094	-30.853	0.34839	0.20961
1.408	-33.83	-17.784	14.087	-30.888	0.34823	0.20975
1.409	-33.866	-17.777	14.081	-30.922	0.34807	0.20988
1.41	-33.896	-17.77	14.074	-30.956	0.34791	0.21001
1.411	-33.921	-17.763	14.068	-30.989	0.34775	0.21014
1.412	-33.94	-17.756	14.062	-31.021	0.3476	0.21027
1.413	-33.954	-17.749	14.055	-31.053	0.34744	0.2104
1.414	-33.962	-17.741	14.049	-31.084	0.34728	0.21053
1.415	-33.965	-17.734	14.043	-31.115	0.34712	0.21066
1.416	-33.962	-17.727	14.036	-31.145	0.34697	0.21079
1.417	-33.954	-17.72	14.03	-31.175	0.34681	0.21092
1.418	-33.94	-17.713	14.024	-31.204	0.34665	0.21105
1.419	-33.92	-17.706	14.017	-31.232	0.3465	0.21118
1.42	-33.896	-17.698	14.011	-31.26	0.34634	0.21131
<b>1.4204</b>	<b>-33.884</b>	<b>-17.696</b>	<b>14.008</b>	<b>-31.271</b>	<b>0.34628</b>	<b>0.21137</b>
1.421	-33.866	-17.691	14.005	-31.287	0.34619	0.21145
1.422	-33.831	-17.684	13.998	-31.313	0.34603	0.21158
1.423	-33.791	-17.677	13.992	-31.338	0.34588	0.21171
1.424	-33.747	-17.67	13.986	-31.363	0.34572	0.21184
1.425	-33.698	-17.662	13.98	-31.387	0.34557	0.21197
1.426	-33.644	-17.655	13.973	-31.41	0.34542	0.2121
1.427	-33.587	-17.648	13.967	-31.433	0.34526	0.21223
1.428	-33.526	-17.641	13.961	-31.454	0.34511	0.21236
1.429	-33.461	-17.634	13.955	-31.475	0.34496	0.21249
1.43	-33.392	-17.626	13.948	-31.495	0.34481	0.21262
1.431	-33.32	-17.619	13.942	-31.515	0.34466	0.21275
1.432	-33.245	-17.612	13.936	-31.533	0.3445	0.21288
1.433	-33.167	-17.605	13.93	-31.551	0.34435	0.21301
1.434	-33.086	-17.597	13.924	-31.567	0.3442	0.21314
1.435	-33.003	-17.59	13.917	-31.583	0.34405	0.21327
1.436	-32.917	-17.583	13.911	-31.598	0.3439	0.2134
1.437	-32.829	-17.576	13.905	-31.612	0.34375	0.21353
1.438	-32.74	-17.568	13.899	-31.625	0.3436	0.21367
1.439	-32.648	-17.561	13.893	-31.637	0.34346	0.2138
1.44	-32.555	-17.554	13.887	-31.648	0.34331	0.21393
1.441	-32.461	-17.547	13.881	-31.659	0.34316	0.21406

*Tabla 3.2-6 Simulación etapa mínimo ruido después de optimizar*

Por otro lado también han cambiado los parámetros S del transistor....

$$S = \begin{pmatrix} 0.02022 \angle 167.83 & 0.13038 \angle 27.645 \\ 5.0145 \angle 38.531 & 0.02726 \angle -81.78 \end{pmatrix}$$

$$F_n = 0.34619 \text{ dB}$$

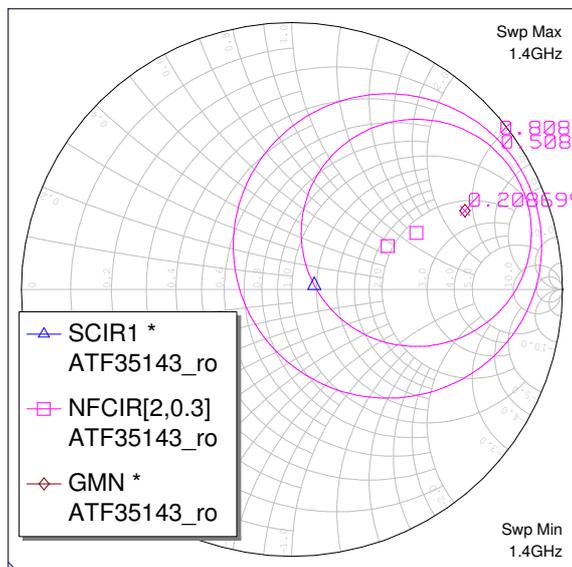
$$F_{nmin} = 0.21 \text{ dB}$$

$$G_a = 14.008 \text{ dB}$$

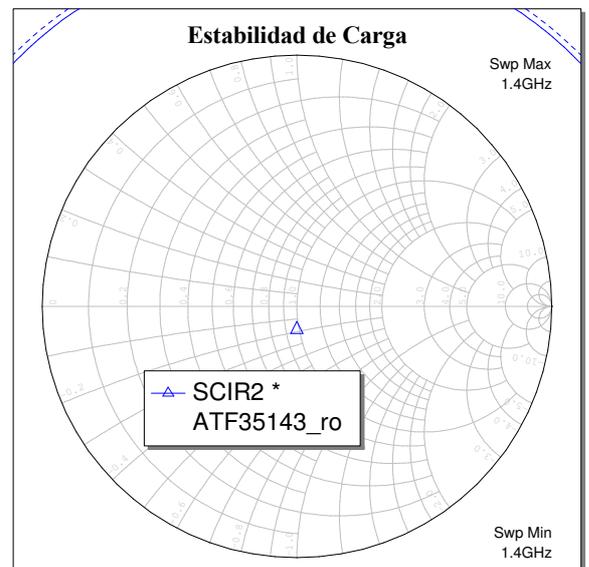
$$|S_{11}| = -33.86 \text{ dB}$$

$$|S_{22}| = -31.287 \text{ dB}$$

Tenemos que  $K=1.09$  y  $|\Delta| = 0.6543 \leq 1$  por lo que el amplificador será incondicionalmente estable. En la siguiente figura se pueden observar las circunferencias de estabilidad de fuente y de carga y los círculos de ruido, es decir, los coeficientes de reflexión de fuente y de carga que se pueden elegir para mantener el amplificador dentro de la región estable y para obtener un factor de ruido determinado respectivamente. Como se puede apreciar, la red es incondicionalmente estable para cualquier coeficiente de reflexión de fuente o de carga elegido.



*Figura 3.2-11* *Círculo de estabilidad de fuente y círculos de ruido*



*Figura 3.2-12* *Círculo de estabilidad de carga*

### 3.2.4 Diseño de la red de adaptación entre transistores

Una vez que tenemos diseñadas y optimizadas las dos etapas activas del amplificador, se hace necesario el diseño de una red de adaptación intermedia entre ambas con la que se consiga transmitir la máxima cantidad de señal de una a otra sin que se produzcan pérdidas por reflexiones. En la siguiente figura se puede ver un esquema de la unión de las 3 etapas:

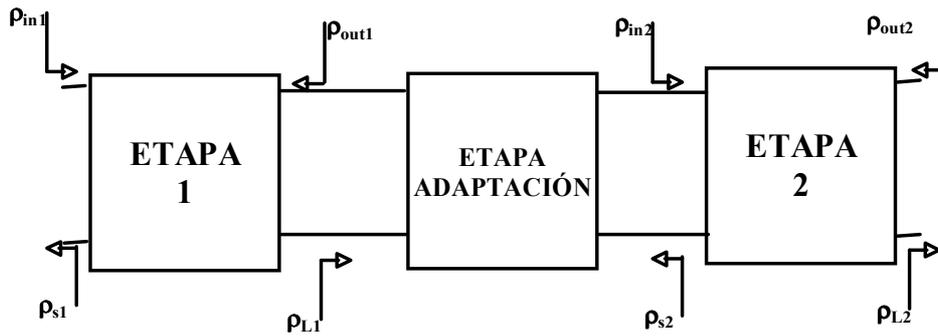


Figura 3.2-13 Esquema Amplificador de dos etapas

El coeficiente de reflexión de fuente de la etapa intermedia o de adaptación  $\rho_S$  y el coeficiente de reflexión de carga  $\rho_L$  son iguales respectivamente al coeficiente de salida de la primera etapa  $\rho_{out1}$  y al coeficiente de entrada de la segunda etapa. Cómo se busca la máxima transferencia de potencia los coeficientes deberán ser los siguientes:

$$\rho_S = \rho_{out1} = \rho_{L1}^* \quad (3.2-13)$$

$$\rho_L = \rho_{in2} = \rho_{S2}^* \quad (3.2-14)$$

Dado que conocemos los coeficientes de reflexión de carga y de fuente de la primera y la segunda etapa respectivamente obtenemos:

$$\rho_S = 0.7358 \angle -21.74$$

$$\rho_L = 0.8834 \angle -63.58$$

El problema que se nos plantea ahora es conseguir adaptar un coeficiente de reflexión de carga complejo a un coeficiente de reflexión de fuente también complejo. Se pueden emplear diferentes metodologías para obtener una red intermedia de adaptación que adapte dos impedancias complejas entre si y con algunas de ellas incluso se puede conseguir un filtrado.

Otra posible solución al problema, y de hecho la que se ha empleado en este proyecto consiste en adaptar cada uno de los transistores por separado a impedancias de fuente y de carga de 50 Ohm como si se tratara de redes separadas. Esta forma de plantear el problema presenta las ventajas de que se pueden emplear las redes de adaptación utilizadas en el diseño de una etapa y además facilitaría la inclusión de un punto de test a la salida de la primera etapa amplificadora.

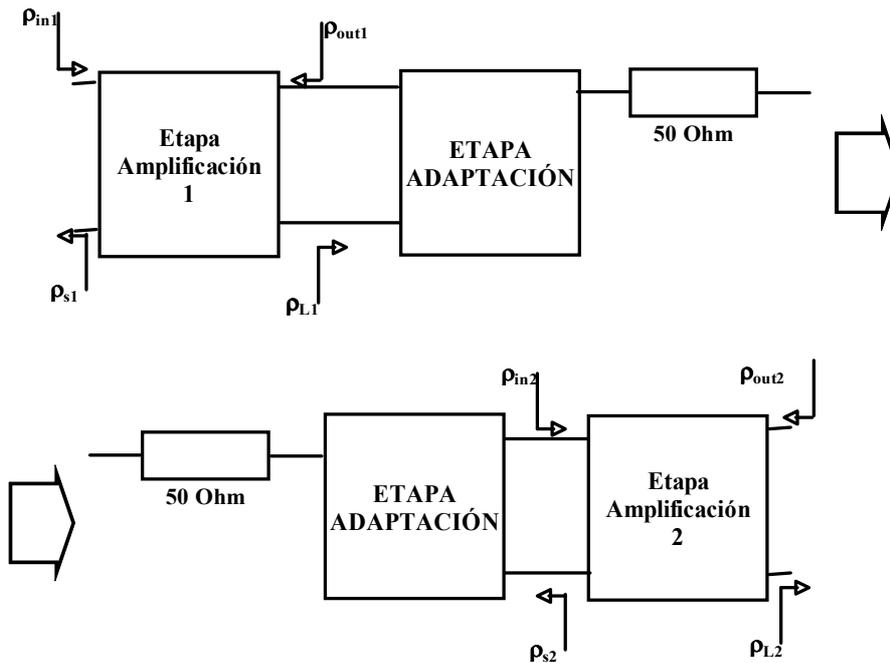


Figura 3.2-14 Adaptación entre etapas del amplificador de dos etapas.

Como se observará posteriormente, esta solución tiene el inconveniente de que las impedancias de las líneas de la etapa de entrada de la segunda etapa no son realizables físicamente. Esto es debido a que no es posible adaptar el coeficiente de reflexión de fuente de la segunda etapa a una carga de 50 Ohm empleando solamente un stub en  $\lambda/8$  y una línea de  $\lambda/4$ . Esto se soluciona uniendo las dos redes de adaptación independientes entre si como muestra la Figura 3.2-15 y optimizando las impedancias de las líneas empleando *Microwave Office*.

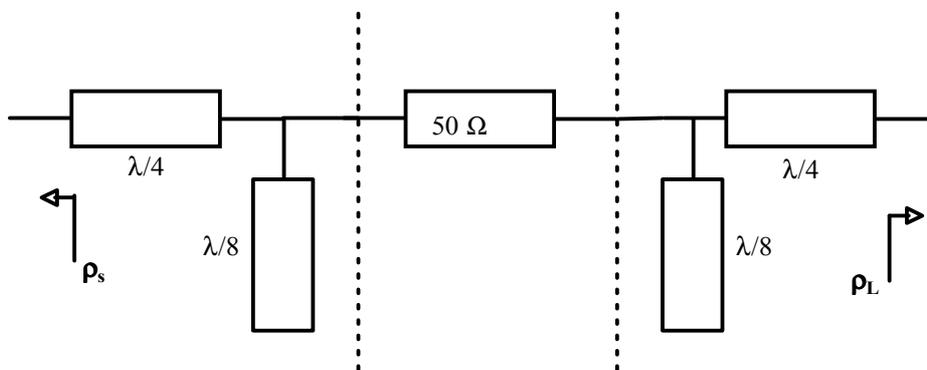


Figura 3.2-15 Adaptación entre etapas usando Stubs

Para la red de salida de la primera etapa tendríamos la siguiente red para adaptar el coeficiente de reflexión de carga de la primera etapa  $\rho_{L1} = 0.73\angle 21.74 = \rho_{out1}^*$  a una impedancia de 50  $\Omega$ .

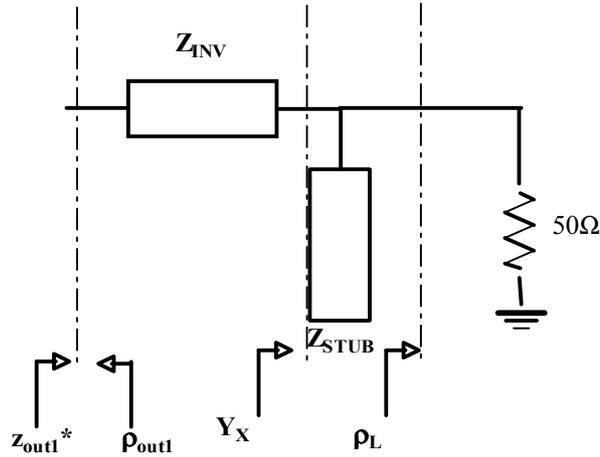


Figura 3.2-16 Adaptación de la salida de la primera etapa a 50 Ohm.

Ahora vamos a calcular las impedancias de la línea inversora de  $\lambda/4$  y del stub en paralelo de  $\lambda/8$ . Como se puede apreciar en la Figura 3.2-16 la admitancia  $\bar{Y}_X = \bar{Y}_0 + jY_{0STUB}$

Y después de la línea inversora la impedancia es igual a

$$\bar{Z}_{out1}^* = (\bar{R}_{out1} + j\bar{X}_{out1})^* = \frac{Z_{0inv}^2}{Z_X} \quad (3.2-15)$$

si sustituimos nos queda:

$$\bar{Z}_{out1}^* = (\bar{R}_{out1} + j\bar{X}_{out1})^* = Z_{0inv}^2 \cdot \bar{Y}_X = Z_{0inv}^2 (\bar{Y}_0 + jY_{0STUB}) = Z_{0inv}^2 (1 + jY_{0STUB}) \quad (3.2-16)$$

donde  $\bar{Y}_0 = 1$  admitancia normalizada

y separando la parte real y la imaginaria,

$$\bar{R}_{out1} = Z_{0inv}^2 \quad (3.2-17)$$

$$-j\bar{X}_{out1} = jZ_{0inv}^2 \cdot Y_{0STUB} \quad (3.2-18)$$

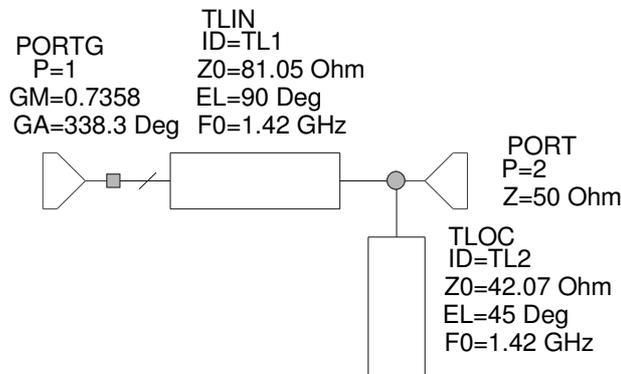
despejando

$$Z_{0inv} = \sqrt{\bar{R}_{out1}} \Rightarrow Z_{inv} = Z_0 \cdot Z_{0inv} = 50 \cdot Z_{0inv} \quad (3.2-19)$$

$$Y_{0STUB} = -\frac{\bar{X}_{out1}}{Z_{0inv}^2} \Rightarrow Z_{0STUB} = -\frac{Z_{0inv}^2}{\bar{X}_{out1}} \Rightarrow Z_{STUB} = Z_0 \cdot Z_{0STUB} = 50 \cdot Z_{0STUB} \quad (3.2-20)$$

En este caso se sabe que  $\rho_{out1} = 0.73 \angle -21.74$  por lo tanto  $Z_{inv} = 81.0635$

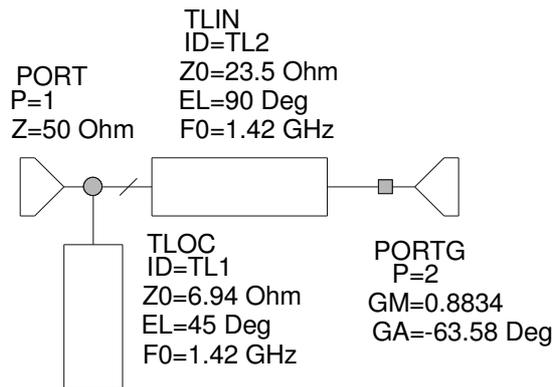
y  $Z_{STUB} = 42.0676$ . Y si lo implementamos en *Microwave Office* nos quedará la red de la figura:



**Figura 3.2-17 Red de adaptación de salida de la primera etapa a 50 Ohm con líneas ideales.**

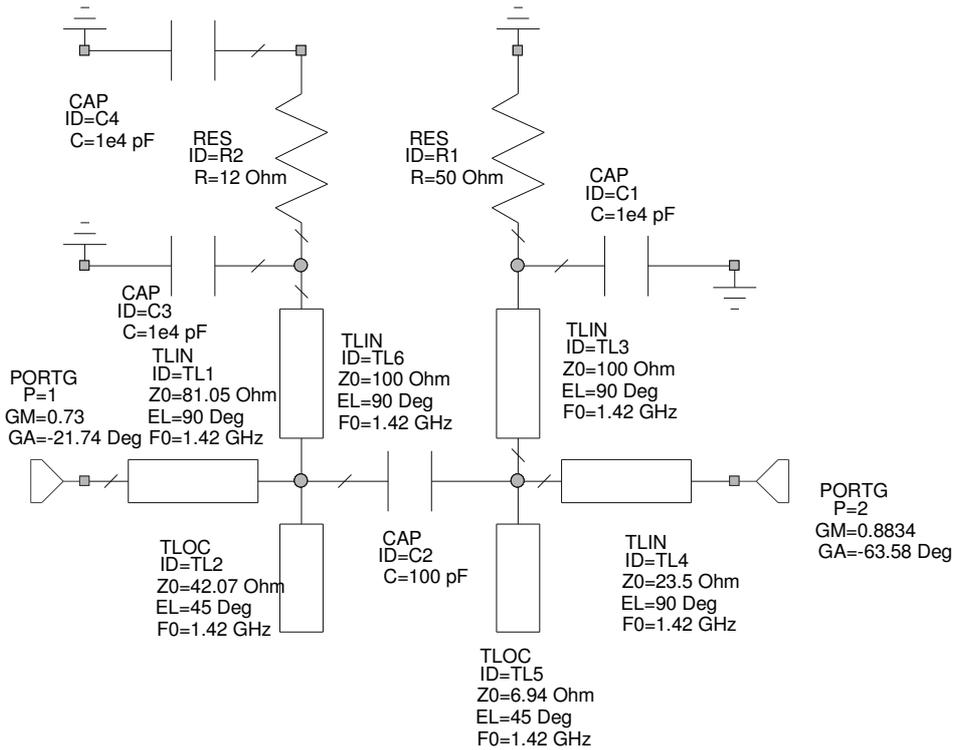
El siguiente paso consiste en adaptar la entrada de la segunda etapa a la misma impedancia de 50 Ohm

Y para adaptar la entrada de la segunda etapa se deberá adaptar el coeficiente de reflexión de fuente de la segunda etapa  $\rho_{S2} = 0.8834 \angle 63.58 = \rho_{in2}^*$  a una impedancia de 50  $\Omega$ . Siguiendo el mismo planteamiento de antes pero para adaptar la impedancia de 50 Ohm a la entrada de la segunda etapa, tendremos que  $Z_{inv} = 23.4985$  y  $Z_{STUB} = 6.9395$ .



**Figura 3.2-18 Red de adaptación de la entrada de la segunda etapa a 50 Ohm con líneas ideales.**

Estos valores de impedancia son demasiado pequeños y para implementarlos con líneas reales necesitaríamos líneas demasiado anchas en comparación con la longitud de las mismas y no funcionarían adecuadamente. De todas maneras todavía no nos vamos a preocupar por esto ya que aún debemos unir ambas redes de adaptación y sumarle las redes de polarización de los transistores.



**Figura 3.2-19 Etapa de adaptación intermedia entre etapas del amplificador de dos etapas implementado con líneas ideales.**

Cómo se puede apreciar en la figura se han unido las dos etapas de adaptación mediante un condensador de desacoplo y se han añadido las redes de polarización. Los resultados obtenidos se muestran a continuación:

f (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	$ S_{12} $ (dB)	$ S_{21} $ (dB)	$ S_{22} $ (dB)
1.4	-9.3639	-0.53437	-0.53437	-9.3639
1.401	-9.7479	-0.48651	-0.48651	-9.7479
1.402	-10.16	-0.4402	-0.4402	-10.16
1.403	-10.602	-0.39553	-0.39553	-10.602
1.404	-11.08	-0.35264	-0.35264	-11.08
1.405	-11.596	-0.31162	-0.31162	-11.596
1.406	-12.158	-0.27261	-0.27261	-12.158
1.407	-12.771	-0.23571	-0.23571	-12.771
1.408	-13.445	-0.20104	-0.20104	-13.445
1.409	-14.19	-0.16872	-0.16872	-14.19
1.41	-15.021	-0.13888	-0.13888	-15.021
1.411	-15.956	-0.11162	-0.11162	-15.956
1.412	-17.023	-0.087071	-0.087071	-17.023
1.413	-18.259	-0.06534	-0.06534	-18.259
1.414	-19.723	-0.046539	-0.046539	-19.723
1.415	-21.511	-0.030776	-0.030776	-21.511
1.416	-23.797	-0.018156	-0.018156	-23.797
1.417	-26.949	-0.008777	-0.008777	-26.949
1.418	-32.013	-0.002733	-0.002733	-32.013
1.419	-45.914	-0.000111	-0.000111	-45.914
1.42	-36.411	-0.000993	-0.000993	-36.411
<b>1.4204</b>	<b>-32.683</b>	<b>-0.002343</b>	<b>-0.002343</b>	<b>-32.683</b>

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.421	-29.017	-0.00544	-0.00544	-29.017
1.422	-25.067	-0.01354	-0.01354	-25.067
1.423	-22.353	-0.02534	-0.02534	-22.353
1.424	-20.284	-0.04087	-0.04087	-20.284
1.425	-18.613	-0.06019	-0.06019	-18.613
1.426	-17.212	-0.08331	-0.08331	-17.212
1.427	-16.008	-0.11027	-0.11027	-16.008
1.428	-14.954	-0.14105	-0.14105	-14.954
1.429	-14.019	-0.17566	-0.17566	-14.019
1.43	-13.178	-0.21409	-0.21409	-13.178
1.431	-12.418	-0.25631	-0.25631	-12.418
1.432	-11.724	-0.30229	-0.30229	-11.724
1.433	-11.087	-0.35199	-0.35199	-11.087
1.434	-10.501	-0.40535	-0.40535	-10.501
1.435	-9.9576	-0.46231	-0.46231	-9.9576
1.436	-9.4532	-0.5228	-0.5228	-9.4532
1.437	-8.9834	-0.58675	-0.58675	-8.9834
1.438	-8.5446	-0.65407	-0.65407	-8.5446
1.439	-8.1338	-0.72466	-0.72466	-8.1338
1.44	-7.7485	-0.79844	-0.79844	-7.7485
1.441	-7.3866	-0.87529	-0.87529	-7.3866

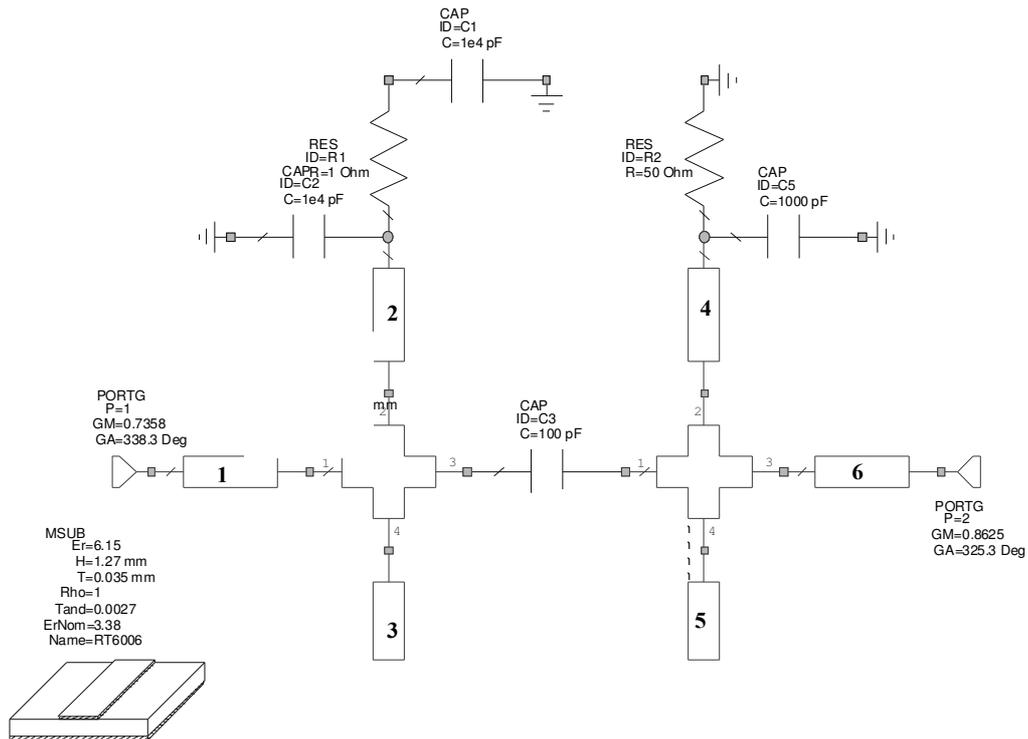
**Tabla 3.2-7 Simulación red de adaptación intermedia entre etapas**

Después de simular con *Microwave Office* se observa que en la frecuencia de interés se obtiene una buena adaptación de al menos 30 dB en los puertos de entrada y salida de la red intermedia.

Pasamos los parámetros eléctricos de las líneas a parámetros físicos usando para ello el programa TXLINE de *Microwave Office*. En un principio y como predecíamos los anchos de algunas líneas son demasiado grandes y no cumplen una relación de tamaño coherente con la altura del sustrato. El principal problema es que al optimizar el modelo ideal anterior, mantenemos invariable la longitud eléctrica, lo que se traduce al pasar a dimensiones físicas en que la longitud no varía por lo que se reducen las posibles soluciones.

Por eso debemos que tener en cuenta que se pueden obtener otras soluciones variando la anchura y la longitud de las líneas simultáneamente. Así, si usamos un proceso de optimización numérica, podemos utilizar como variables optimizables tanto la anchura como la longitud de las líneas para llegar a un diseño fabricable.

Los anchos y longitudes de las líneas serán los parámetros a ajustar mientras que el objetivo de la optimización será que la adaptación en los puertos de entrada y de salida sea mayor de 30 dB a la frecuencia de 1420.4 MHz. Después de este proceso nos queda la siguiente red de adaptación entre etapas amplificadoras.



**Figura 3.2-20 Etapa de adaptación intermedia entre etapas del amplificador de dos etapas implementado con líneas reales.**

donde

Línea	1	2	3	4	5	6
<b>W</b>	1.669	0.3442	2.728	0.3	5.112	0.6946
<b>L</b>	23.38	26.8	13.42	26.79	16.61	19.46

**Tabla 3.2-8 Dimensiones físicas de las líneas de la etapa de adaptación intermedia**

Advertir que a pesar de que en *Microwave Office* hay elementos de unión entre líneas MCROSS “inteligentes” a los que no hay que especificarle el ancho de las líneas a las que están conectando pero si alguno de los puertos de estos elementos, como es nuestro caso, no está conectado a una línea no se puede usar el MCROSS “inteligente” y si se deben de especificar cada uno de los anchos de las líneas.

Finalmente, si simulamos obtenemos los resultados recogidos en la siguiente tabla donde vemos que con esta red intermedia se ha conseguido una adaptación de al menos 30 dB en los puertos de entrada y de salida.

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)
1.4	-23.856	-0.30139	-0.30139	-24.422	0.28567
1.401	-24.31	-0.29943	-0.29943	-24.916	0.2854
1.402	-24.779	-0.2976	-0.2976	-25.432	0.28515
1.403	-25.267	-0.2959	-0.2959	-25.97	0.2849
1.404	-25.773	-0.29433	-0.29433	-26.532	0.28467
1.405	-26.299	-0.29289	-0.29289	-27.122	0.28445
1.406	-26.848	-0.29156	-0.29156	-27.743	0.28425
1.407	-27.421	-0.29034	-0.29034	-28.396	0.28405
1.408	-28.019	-0.28924	-0.28924	-29.087	0.28387

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)
1.409	-28.646	-0.28823	-0.28823	-29.819	0.28371
1.41	-29.304	-0.28734	-0.28734	-30.599	0.28355
1.411	-29.995	-0.28654	-0.28654	-31.431	0.28341
1.412	-30.724	-0.28583	-0.28583	-32.322	0.28328
1.413	-31.492	-0.28521	-0.28521	-33.279	0.28317
1.414	-32.302	-0.28468	-0.28468	-34.311	0.28307
1.415	-33.157	-0.28423	-0.28423	-35.421	0.28298
1.416	-34.058	-0.28386	-0.28386	-36.611	0.28291
1.417	-35.001	-0.28357	-0.28357	-37.867	0.28286
1.418	-35.979	-0.28334	-0.28334	-39.144	0.28281
1.419	-36.972	-0.28319	-0.28319	-40.341	0.28279
1.42	-37.944	-0.2831	-0.2831	-41.271	0.28278
<b>1.4204</b>	<b>-38.314</b>	<b>-0.28308</b>	<b>-0.28308</b>	<b>-41.516</b>	<b>0.28278</b>
1.421	-38.833	-0.28307	-0.28307	-41.706	0.28278
1.422	-39.552	-0.2831	-0.2831	-41.528	0.2828
1.423	-40.004	-0.28319	-0.28319	-40.843	0.28283
1.424	-40.122	-0.28333	-0.28333	-39.878	0.28288
1.425	-39.908	-0.28352	-0.28352	-38.825	0.28295
1.426	-39.435	-0.28375	-0.28375	-37.79	0.28303
1.427	-38.799	-0.28403	-0.28403	-36.82	0.28313
1.428	-38.087	-0.28435	-0.28435	-35.928	0.28324
1.429	-37.358	-0.28471	-0.28471	-35.117	0.28337
1.43	-36.646	-0.28511	-0.28511	-34.379	0.28352
1.431	-35.971	-0.28553	-0.28553	-33.709	0.28369
1.432	-35.339	-0.286	-0.286	-33.098	0.28387
1.433	-34.753	-0.28649	-0.28649	-32.541	0.28407
1.434	-34.213	-0.28701	-0.28701	-32.031	0.28429
1.435	-33.716	-0.28755	-0.28755	-31.563	0.28452
1.436	-33.259	-0.28812	-0.28812	-31.133	0.28477
1.437	-32.839	-0.28871	-0.28871	-30.737	0.28505
1.438	-32.454	-0.28932	-0.28932	-30.371	0.28534
1.439	-32.101	-0.28996	-0.28996	-30.033	0.28564
1.44	-31.776	-0.29061	-0.29061	-29.72	0.28597
1.441	-31.479	-0.29127	-0.29127	-29.43	0.28632

*Tabla 3.2-9 Simulación de la etapa de adaptación intermedia del amplificador de dos etapas.*

Para concluir cabe decir que, si bien hay diferentes metodologías para conseguir la adaptación entre dos impedancias complejas, hemos empleado la más sencilla desde nuestro punto de vista, ya que nos ha permitido reutilizar las redes de adaptación empleadas a lo largo del proyecto y no hemos necesitado hacer complejos cálculos. Recordemos que la metodología ha consistido en adaptar por separado la salida y la entrada de la primera y de la segunda etapa respectivamente a una impedancia de 50 Ohm y posteriormente unir las en una sola red de adaptación.

### 3.2.5 Diseño de la etapa de adaptación de entrada

Se pretende ahora conseguir adaptar la entrada del amplificador, cuya  $\rho_{s1} = 0.6559 \angle 51.69^\circ$ , a una impedancia de 50 Ohm para permitir la unión del amplificador con otros dispositivos sin que se produzcan des-adaptaciones. Para conseguir esta adaptación basta con adaptar la primera etapa, la de mínimo ruido, a 50 Ohm como se muestra en el siguiente esquema.

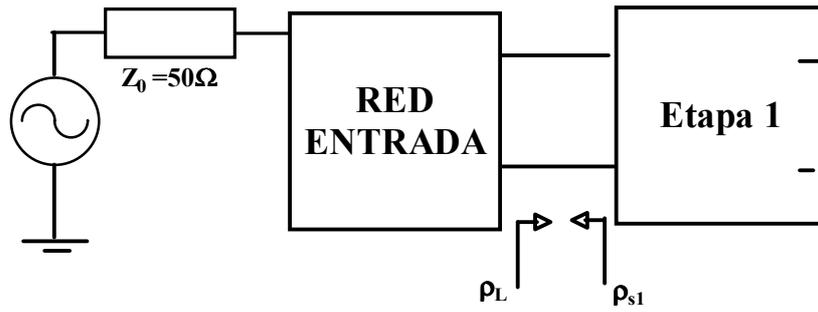


Figura 3.2-21 Etapa de adaptación de entrada el amplificador de dos etapas

Como se vio en el apartado 3.1.4 se pueden emplear varios tipos de redes para adaptar la impedancia  $Z_s$  de la primera etapa a la impedancia de 50 Ohm de los conectores del circuito final. Nosotros en nuestro diseño utilizaremos un stub de  $\lambda/8$  en circuito abierto en paralelo con una línea de  $\lambda/4$  de modo que nos quede:

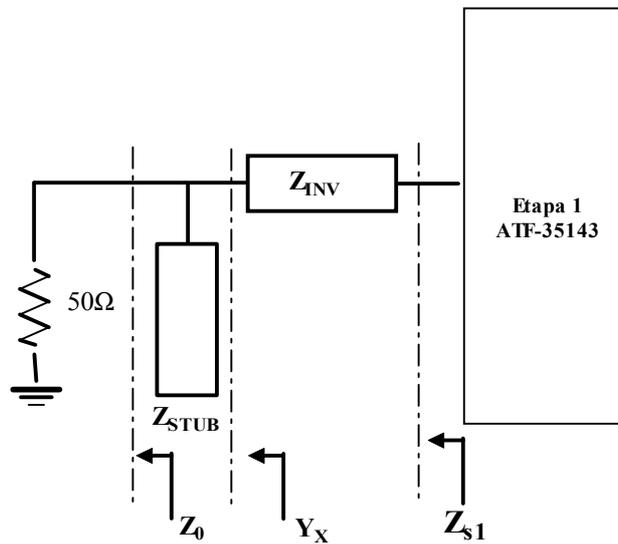


Figura 3.2-22 etapa de adaptación de entrada con stubs.

Ahora vamos a calcular las impedancias de la línea inversora de  $\lambda/4$  y del stub en paralelo de  $\lambda/8$ . Como se puede apreciar en la Figura 3.2-22 la admitancia  $\bar{Y}_X = \bar{Y}_0 + jY_{0STUB}$

y después de la línea inversora la impedancia es igual a

$$\bar{Z}_{s1} = (\bar{R}_{s1} + j\bar{X}_{s1}) = \frac{Z_{0inv}^2}{Z_X} \quad (3.2-21)$$

si sustituimos nos queda

$$\bar{Z}_{s1} = (\bar{R}_{s1} + j\bar{X}_{s1}) = Z_{0inv}^2 \cdot \bar{Y}_X = Z_{0inv}^2 (\bar{Y}_0 + jY_{0STUB}) = Z_{0inv}^2 (1 + jY_{0STUB}) \quad (3.2-22)$$

donde  $\bar{Y}_0 = 1$  admitancia normalizada

y separando la parte real y la imaginaria,

$$\overline{R_{S1}} = Z_{0inv}^2 \quad (3.2-23)$$

$$j\overline{X_{S1}} = jZ_{0inv}^2 \cdot Y_{0STUB} \quad (3.2-24)$$

despejando

$$Z_{0inv} = \sqrt{\overline{R_{S1}}} \Rightarrow Z_{inv} = Z_0 \cdot Z_{0inv} = 50 \cdot Z_{0inv} \quad (3.2-25)$$

$$Y_{0STUB} = \frac{\overline{X_{S1}}}{Z_{0inv}^2} \Rightarrow Z_{0STUB} = \frac{Z_{0inv}^2}{\overline{X_{S1}}} \Rightarrow Z_{STUB} = Z_0 \cdot Z_{0STUB} = 50 \cdot Z_{0STUB} \quad (3.2-26)$$

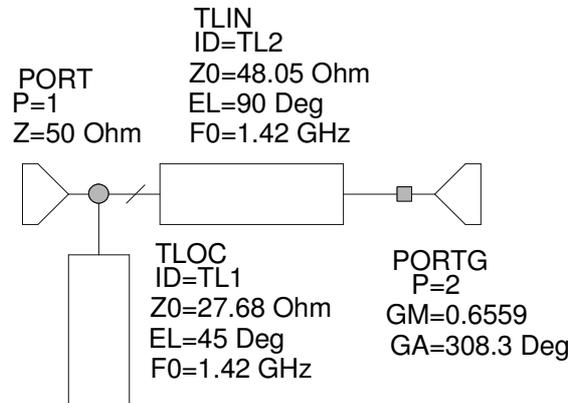
Para el cálculo de las impedancias de las líneas  $Z_{01}$  y  $Z_{02}$  tenemos que el coeficiente de reflexión de fuente de la primera etapa es  $\rho_{S1} = 0.6559 \angle 51.69$  así la impedancia de fuente normalizada

respecto a  $Z_0=50 \Omega$  es  $\overline{Z_{S1}} = \frac{1 + \rho_{S1}}{1 - \rho_{S1}} = 0.9235 + j1.6683$

$$Z_{inv} = 50 \cdot \sqrt{0.9235} = 48.0493 \Omega$$

$$Z_{STUB} = 50 \cdot \frac{0.9235}{1.6683} = 27.678 \Omega$$

Si implementamos esa red de adaptación en *Microwave Office* usando líneas ideales nos quedará lo siguiente:



**Figura 3.2-23** Etapa de adaptación de entrada con líneas de transmisión ideales del amplificador de dos etapas

La siguiente tabla muestra los parámetros S para el rango de frecuencias de interés:

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.4	-23.423	-0.019792	-0.019792	-23.423
1.401	-23.852	-0.017926	-0.017926	-23.852
1.402	-24.305	-0.016149	-0.016149	-24.305

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.403	-24.783	-0.014461	-0.014461	-24.783
1.404	-25.29	-0.012864	-0.012864	-25.29
1.405	-25.831	-0.011358	-0.011358	-25.831
1.406	-26.408	-0.0099426	-0.0099426	-26.408
1.407	-27.027	-0.0086192	-0.0086192	-27.027
1.408	-27.696	-0.0073882	-0.0073882	-27.696
1.409	-28.422	-0.00625	-0.00625	-28.422
1.41	-29.216	-0.0052053	-0.0052053	-29.216
1.411	-30.092	-0.0042544	-0.0042544	-30.092
1.412	-31.067	-0.003398	-0.003398	-31.067
1.413	-32.169	-0.0026365	-0.0026365	-32.169
1.414	-33.433	-0.0019704	-0.0019704	-33.433
1.415	-34.916	-0.0014003	-0.0014003	-34.916
1.416	-36.71	-0.0009265	-0.0009265	-36.71
1.417	-38.976	-0.0005497	-0.0005497	-38.976
1.418	-42.058	-0.000270	-0.0002704	-42.058
1.419	-46.888	0	0	-46.888
1.42	-58.757	0	0	-58.757
<b>1.4204</b>	<b>-73.933</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>-73.933</b>
1.421	-53.058	0	0	-53.058
1.422	-45.028	-0.0001364	-0.0001364	-45.028
1.423	-40.922	-0.0003512	-0.0003512	-40.922
1.424	-38.143	-0.0006661	-0.0006661	-38.143
1.425	-36.037	-0.0010817	-0.0010817	-36.037
1.426	-34.342	-0.0015984	-0.0015984	-34.342
1.427	-32.922	-0.0022165	-0.0022165	-32.922
1.428	-31.701	-0.0029367	-0.0029367	-31.701
1.429	-30.629	-0.0037591	-0.0037591	-30.629
1.43	-29.674	-0.0046844	-0.0046844	-29.674
1.431	-28.812	-0.0057128	-0.0057128	-28.812
1.432	-28.028	-0.0068449	-0.0068449	-28.028
1.433	-27.307	-0.0080809	-0.0080809	-27.307
1.434	-26.641	-0.0094213	-0.0094213	-26.641
1.435	-26.022	-0.010866	-0.010866	-26.022
1.436	-25.444	-0.012417	-0.012417	-25.444
1.437	-24.901	-0.014072	-0.014072	-24.901
1.438	-24.39	-0.015834	-0.015834	-24.39
1.439	-23.907	-0.017702	-0.017702	-23.907
1.44	-23.448	-0.019676	-0.019676	-23.448
1.441	-23.013	-0.021757	-0.021757	-23.013

*Tabla 3.2-10 Simulación etapa de adaptación de entrada con líneas de transmisión ideales del amplificador de dos etapas*

En ella se puede apreciar la buena adaptación obtenida en la simulación con líneas ideales. En el siguiente paso se introducirá la red de polarización y el condensador de desacoplo y se optimizará el diseño para que su inclusión afecte lo menos posible a la adaptación a la entrada del amplificador. En el siguiente esquemático se puede apreciar como quedaría el diseño:

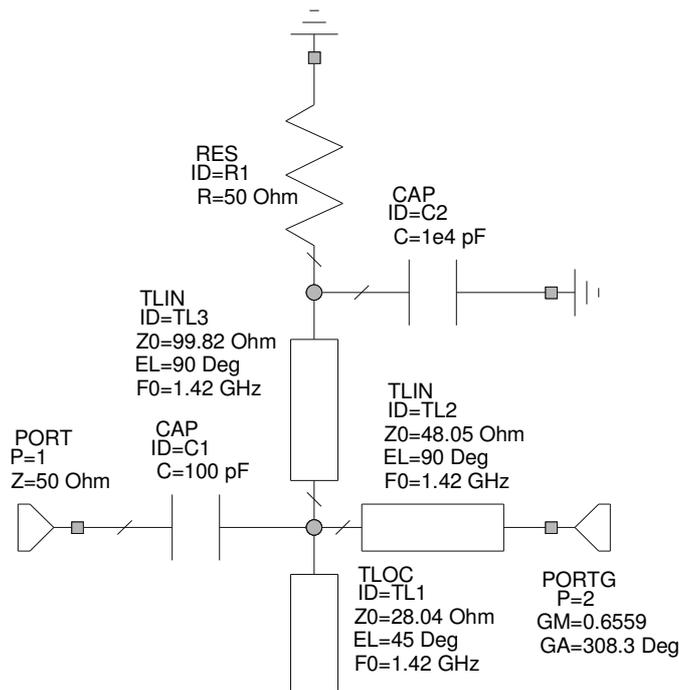


Figura 3.2-24 Etapa de adaptación más red de polarización. Líneas de transmisión ideales.

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.4	-22.859	-0.022545	-0.022545	-22.859
1.401	-23.284	-0.020437	-0.020437	-23.284
1.402	-23.732	-0.018429	-0.018429	-23.732
1.403	-24.206	-0.01652	-0.01652	-24.206
1.404	-24.708	-0.014712	-0.014712	-24.708
1.405	-25.243	-0.013006	-0.013006	-25.243
1.406	-25.814	-0.011401	-0.011401	-25.814
1.407	-26.427	-0.0098986	-0.00989	-26.427
1.408	-27.088	-0.0084997	-0.00849	-27.088
1.409	-27.805	-0.007204	-0.00720	-27.805
1.41	-28.589	-0.0060144	-0.00601	-28.589
1.411	-29.453	-0.0049294	-0.00492	-29.453
1.412	-30.414	-0.0039505	-0.003950	-30.414
1.413	-31.497	-0.003078	-0.00307	-31.497
1.414	-32.738	-0.002313	-0.00231	-32.738
1.415	-34.189	-0.0016561	-0.00165	-34.189
1.416	-35.936	-0.001107	-0.0011	-35.936
1.417	-38.13	-0.000668	-0.00066	-38.13
1.418	-41.079	-0.000339	-0.00033	-41.079
1.419	-45.59	-0.000120	-0.00012	-45.59
1.42	-55.548	0	0	-55.548
<b>1.4204</b>	<b>-72.582</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>-72.583</b>
1.421	-54.326	0	0	-54.326
1.422	-45.163	-0.000132	-0.000132	-45.163
1.423	-40.798	-0.000361	-0.000361	-40.798

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.424	-37.902	-0.000704	-0.000704	-37.902
1.425	-35.731	-0.001161	-0.001161	-35.731
1.426	-33.993	-0.001732	-0.001732	-33.993
1.427	-32.543	-0.002419	-0.002419	-32.543
1.428	-31.3	-0.003221	-0.003221	-31.3
1.429	-30.21	-0.004139	-0.004139	-30.21
1.43	-29.241	-0.005175	-0.005175	-29.241
1.431	-28.368	-0.006328	-0.006328	-28.368
1.432	-27.574	-0.007599	-0.007599	-27.574
1.433	-26.846	-0.008988	-0.008988	-26.846
1.434	-26.173	-0.010496	-0.010496	-26.173
1.435	-25.548	-0.012124	-0.012124	-25.548
1.436	-24.964	-0.013871	-0.013871	-24.964
1.437	-24.416	-0.015739	-0.015739	-24.416
1.438	-23.9	-0.017727	-0.017727	-23.9
1.439	-23.413	-0.019837	-0.019837	-23.413
1.44	-22.951	-0.022069	-0.022069	-22.951
1.441	-22.512	-0.024423	-0.024423	-22.512

Tabla 3.2-11 Simulación de la etapa de adaptación de entrada con líneas ideales optimizada.

El siguiente paso es implementar el diseño anterior mediante el uso de líneas reales. Para esto se deberán pasar las especificaciones eléctricas de las líneas a parámetros físicos, ancho y largo de las mismas. Esto se hará valiéndose de una herramienta que proporciona *Microwave Office* llamada TXline. En la siguiente figura se muestra una captura de la misma:

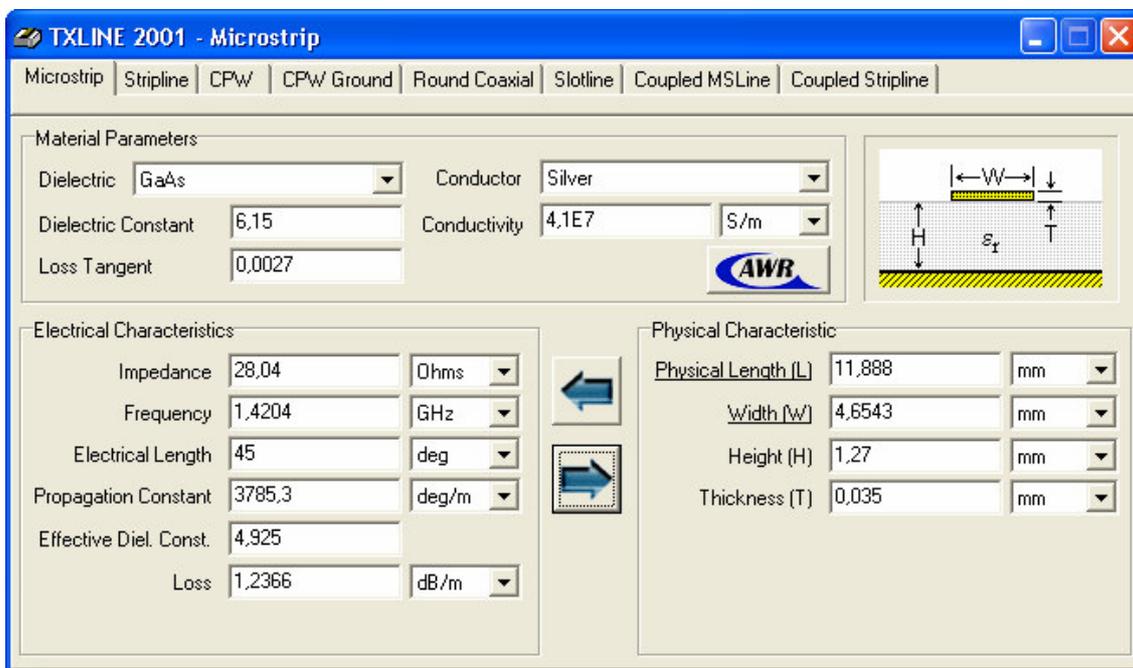


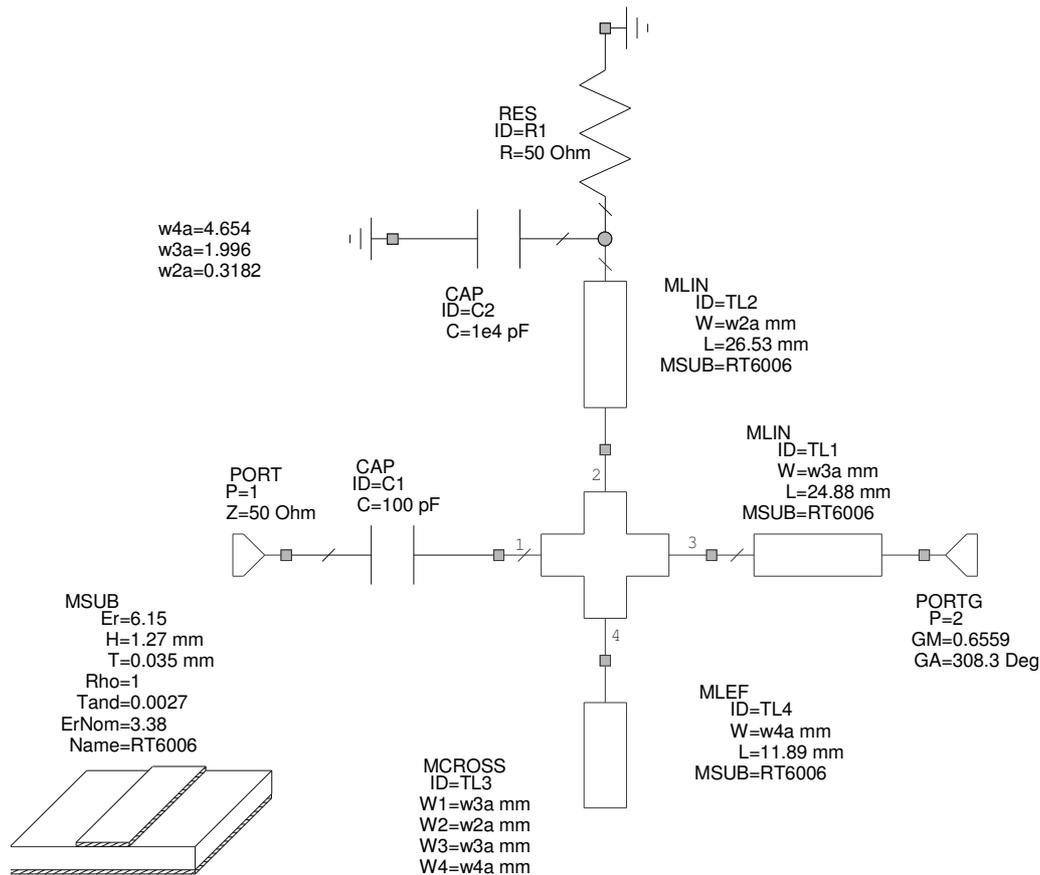
Figura 3.2-25 Ejemplo de calculo de dimensiones físicas de las líneas usando TXLINE de Microwave Office.

Se puede observar que es necesario introducirle las especificaciones del material de fabricación de las líneas microstrip, en nuestro caso Duroid RT6006. También se le especificará la impedancia de la línea, la longitud eléctrica y la frecuencia de trabajo. A partir de estos datos el programa proporcionará las dimensiones físicas de la línea.

Usando TXLine obtenemos las siguientes dimensiones para las impedancias calculadas:

Impedancia	Longitud Eléctrica (°)	Anchura (mm)	Longitud (mm)
99,82	90	0.31821	26,532
48,05	90	1,9956	24,885
28,04	45	4,6543	11,888

**Tabla 3.2-12 Dimensiones físicas de la etapa de adaptación de entrada calculadas con TXLINE.**



**Figura 3.2-26 Etapa de adaptación de entrada con líneas reales del amplificador de dos etapas.**

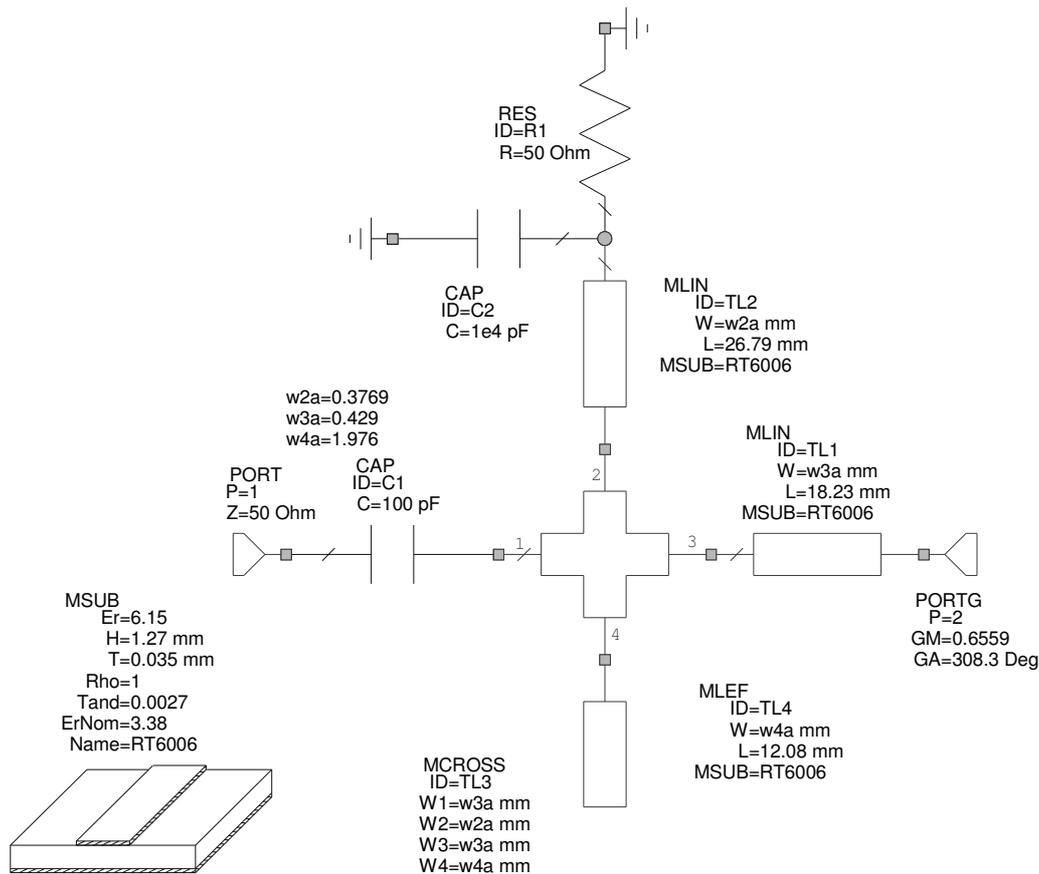
Si lo implementamos en *Microwave Office* con líneas reales de las dimensiones arriba especificadas y lo simulamos, obtenemos los siguientes valores:

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.4	-22.465	-0.14391	-0.14391	-25.189
1.401	-22.243	-0.14546	-0.14546	-24.784
1.402	-22.011	-0.14715	-0.14715	-24.378
1.403	-21.771	-0.14897	-0.14897	-23.974
1.404	-21.525	-0.15092	-0.15092	-23.574
1.405	-21.275	-0.153	-0.153	-23.18
1.406	-21.021	-0.15522	-0.15522	-22.794
1.407	-20.766	-0.15757	-0.15757	-22.417
1.408	-20.51	-0.16006	-0.16006	-22.048
1.409	-20.254	-0.16269	-0.16269	-21.688

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.41	-19.999	-0.16545	-0.16545	-21.338
1.411	-19.746	-0.16835	-0.16835	-20.997
1.412	-19.495	-0.17138	-0.17138	-20.665
1.413	-19.246	-0.17456	-0.17456	-20.342
1.414	-19	-0.17787	-0.17787	-20.028
1.415	-18.757	-0.18132	-0.18132	-19.723
1.416	-18.518	-0.18491	-0.18491	-19.426
1.417	-18.282	-0.18864	-0.18864	-19.136
1.418	-18.049	-0.19251	-0.19251	-18.855
1.419	-17.821	-0.19652	-0.19652	-18.581
1.42	-17.596	-0.20067	-0.20067	-18.314
<b>1.4204</b>	<b>-17.507</b>	<b>-0.20237</b>	<b>-0.20237</b>	<b>-18.209</b>
1.421	-17.374	-0.20496	-0.20496	-18.054
1.422	-17.157	-0.20939	-0.20939	-17.8
1.423	-16.943	-0.21397	-0.21397	-17.553
1.424	-16.733	-0.21869	-0.21869	-17.312
1.425	-16.527	-0.22355	-0.22355	-17.077
1.426	-16.324	-0.22855	-0.22855	-16.847
1.427	-16.125	-0.2337	-0.2337	-16.622
1.428	-15.929	-0.23898	-0.23898	-16.403
1.429	-15.737	-0.24442	-0.24442	-16.189
1.43	-15.548	-0.24999	-0.24999	-15.98
1.431	-15.362	-0.25571	-0.25571	-15.775
1.432	-15.18	-0.26158	-0.26158	-15.574
1.433	-15.001	-0.26759	-0.26759	-15.378
1.434	-14.825	-0.27374	-0.27374	-15.186
1.435	-14.652	-0.28004	-0.28004	-14.998
1.436	-14.482	-0.28648	-0.28648	-14.814
1.437	-14.315	-0.29307	-0.29307	-14.634
1.438	-14.15	-0.2998	-0.2998	-14.457
1.439	-13.989	-0.30667	-0.30667	-14.283
1.44	-13.83	-0.3137	-0.3137	-14.113
1.441	-13.674	-0.32087	-0.32087	-13.946

*Tabla 3.2-13 Simulación de la etapa de adaptación de entrada con líneas reales del amplificador de dos etapas.*

Como se puede observar, al implementarlo con líneas reales se pierde mucha adaptación por lo tanto se procede a optimizar la red mediante software. Los tamaños de las líneas son las variables a optimizar y el objetivo de la optimización será conseguir una adaptación de a menos 30 dB en torno a los 1420.4 MHz a la entrada y a la salida de la red de adaptación. Después de la optimización se obtiene el siguiente esquemático:



**Figura 3.2-27 Etapa de adaptación de entrada con líneas reales del amplificador de dos etapas después de optimizar.**

Como se puede apreciar las nuevas dimensiones después de la optimización son:

Línea de Transmisión	Anchura (mm)	Longitud (mm)
Alta impedancia	0.3769	26,7904
$\lambda/4$	0.429	18.23
$\lambda/8$	1.976	12.08

**Tabla 3.2-14 Dimensiones físicas de las líneas después de optimizar**

Al pasar a líneas de transmisión reales hay que tener en cuenta algunas limitaciones físicas a la hora de fabricar esas líneas impuestas por los instrumentos y materiales de fabricación como pueden ser: mantener una relación entre el ancho y la altura de las líneas, tener en cuenta a precisión de la maquina de vaciado de placa en el ancho de las líneas o evitar líneas demasiado lagas que aumenten mucho el tamaño del diseño final.

Después de la optimización los parámetros S se muestran en la Tabla 3.2-15 en la que se aprecia que al pasar a líneas reales ha disminuido la adaptación y se han introducido unas pocas pérdidas pero a pesar de esto la adaptación sigue siendo buena (más de 40 dB):

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)
1.4	-28.673	-0.10084	-0.10084	-28.544	0.094764
1.401	-29.078	-0.10045	-0.10045	-28.945	0.094905
1.402	-29.503	-0.10008	-0.10008	-29.365	0.095047

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)
1.403	-29.949	-0.099734	-0.099734	-29.806	0.09519
1.404	-30.418	-0.099416	-0.099416	-30.269	0.095332
1.405	-30.912	-0.099125	-0.099125	-30.757	0.095475
1.406	-31.434	-0.098859	-0.098859	-31.273	0.095619
1.407	-31.987	-0.09862	-0.09862	-31.819	0.095762
1.408	-32.573	-0.098407	-0.098407	-32.398	0.095906
1.409	-33.196	-0.098221	-0.098221	-33.013	0.09605
1.41	-33.859	-0.098061	-0.098061	-33.669	0.096195
1.411	-34.565	-0.097929	-0.097929	-34.368	0.09634
1.412	-35.318	-0.097823	-0.097823	-35.113	0.096485
1.413	-36.117	-0.097745	-0.097745	-35.908	0.096631
1.414	-36.962	-0.097694	-0.097694	-36.751	0.096776
1.415	-37.844	-0.097671	-0.097671	-37.638	0.096923
1.416	-38.742	-0.097675	-0.097675	-38.552	0.097069
1.417	-39.616	-0.097707	-0.097707	-39.461	0.097216
1.418	-40.398	-0.097768	-0.097768	-40.304	0.097363
1.419	-40.988	-0.097856	-0.097856	-40.987	0.09751
1.42	-41.279	-0.097973	-0.097973	-41.391	0.097658
<b>1.4204</b>	<b>-41.294</b>	<b>-0.098028</b>	<b>-0.098028</b>	<b>-41.453</b>	<b>0.097717</b>
1.421	-41.203	-0.098119	-0.098119	-41.427	0.097806
1.422	-40.776	-0.098293	-0.098293	-41.083	0.097955
1.423	-40.087	-0.098496	-0.098496	-40.436	0.098103
1.424	-39.245	-0.098728	-0.098728	-39.603	0.098252
1.425	-38.339	-0.09899	-0.09899	-38.685	0.098402
1.426	-37.427	-0.09928	-0.09928	-37.752	0.098552
1.427	-36.54	-0.099601	-0.099601	-36.84	0.098702
1.428	-35.695	-0.099951	-0.099951	-35.97	0.098852
1.429	-34.895	-0.10033	-0.10033	-35.147	0.099003
1.43	-34.143	-0.10074	-0.10074	-34.374	0.099154
1.431	-33.436	-0.10118	-0.10118	-33.648	0.099305
1.432	-32.771	-0.10165	-0.10165	-32.967	0.099457
1.433	-32.145	-0.10215	-0.10215	-32.326	0.099609
1.434	-31.555	-0.10268	-0.10268	-31.723	0.099761
1.435	-30.997	-0.10325	-0.10325	-31.153	0.099914
1.436	-30.468	-0.10384	-0.10384	-30.614	0.10007
1.437	-29.967	-0.10446	-0.10446	-30.103	0.10022
1.438	-29.49	-0.10512	-0.10512	-29.618	0.10037
1.439	-29.035	-0.10581	-0.10581	-29.156	0.10053
1.44	-28.601	-0.10653	-0.10653	-28.715	0.10068
1.441	-28.186	-0.10728	-0.10728	-28.293	0.10084

*Tabla 3.2-15 Simulación de la etapa de adaptación de entrada del amplificador de dos etapas con líneas reales tras optimizar.*

### 3.2.6 Diseño de la etapa de adaptación de salida

El proceso de diseño de esta etapa de salida es muy similar al de la etapa de entrada, en este caso se busca adaptar la impedancia de carga de la segunda etapa del amplificador a los 50 Ω de impedancia de los conectores. El esquema sería el siguiente:

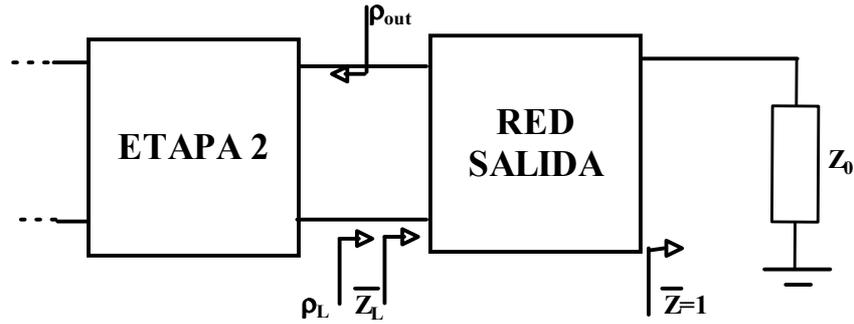


Figura 3.2-28 Etapa de adaptación a la salida del amplificador de dos etapas.

Al igual que en el caso del diseño de la red de adaptación a la entrada, para la red de adaptación de salida se utilizará una red compuesta de una línea de transmisión de longitud  $\lambda/4$  e impedancia característica  $Z_{inv}$ , seguida de una línea de transmisión en circuito abierto de longitud  $\lambda/8$  e impedancia  $Z_{stub}$  conectada en paralelo. El esquema es el siguiente:

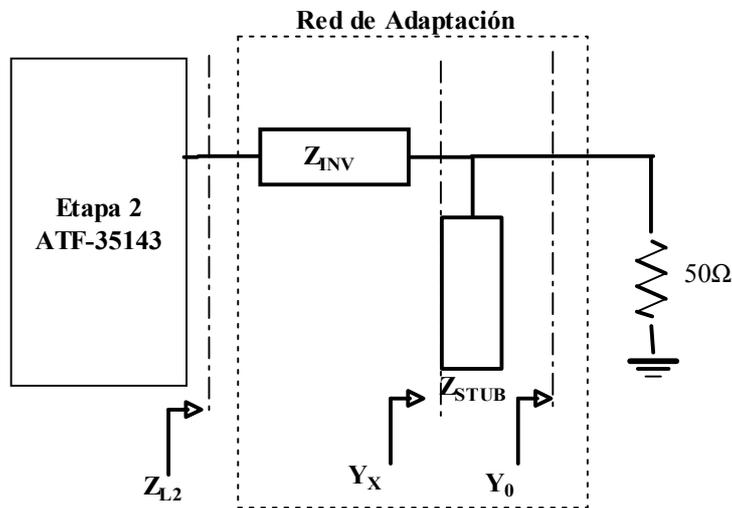


Figura 3.2-29 Red de adaptación a la salida con stubs

Como en el caso anterior, se tendrán que obtener los valores de las impedancias de ambas líneas  $Z_{inv}$  y  $Z_{stub}$  para la obtener posteriormente sus dimensiones físicas. Ya que el desarrollo teórico es el mismo el resultado se podrá obtener usando las ecuaciones siguientes:

$$Z_{0inv} = \sqrt{R_{L2}} \Rightarrow Z_{inv} = Z_0 \cdot Z_{0inv} = 50 \cdot Z_{0inv} \quad (3.2-27)$$

$$Y_{0STUB} = \frac{\overline{X_{L2}}}{Z_{0inv}^2} \Rightarrow Z_{0STUB} = \frac{Z_{0inv}^2}{\overline{X_{L2}}} \Rightarrow Z_{STUB} = Z_0 \cdot Z_{0STUB} = 50 \cdot Z_{0STUB} \quad (3.2-28)$$

Sabiendo que el coeficiente de reflexión hacia carga de la segunda etapa calculado con anterioridad es  $\rho_{mL} \equiv \rho_{L2} = 0.8628 \angle 36.8649$  podemos obtener

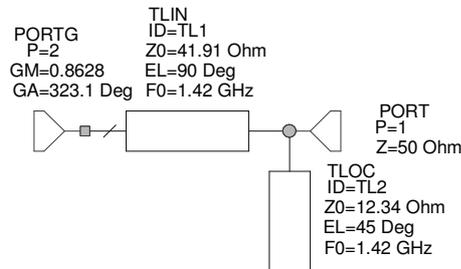
$\overline{Z_{L2}} = \frac{1 + \rho_{L2}}{1 - \rho_{L2}} = 0.7024 + j2.8452$  y despejando en las ecuaciones 3.2-27 y 3.2-28 obtenemos

el valor de las impedancias de las líneas:

$$Z_{inv} = 50 \cdot \sqrt{0.7024} = 41.9051 \Omega$$

$$Z_{STUB} = 50 \cdot \frac{0.7024}{2.8452} = 12.3438 \Omega$$

Si implementamos la red en *Microwave Office*:



**Figura 3.2-30 Etapa de adaptación a la salida**

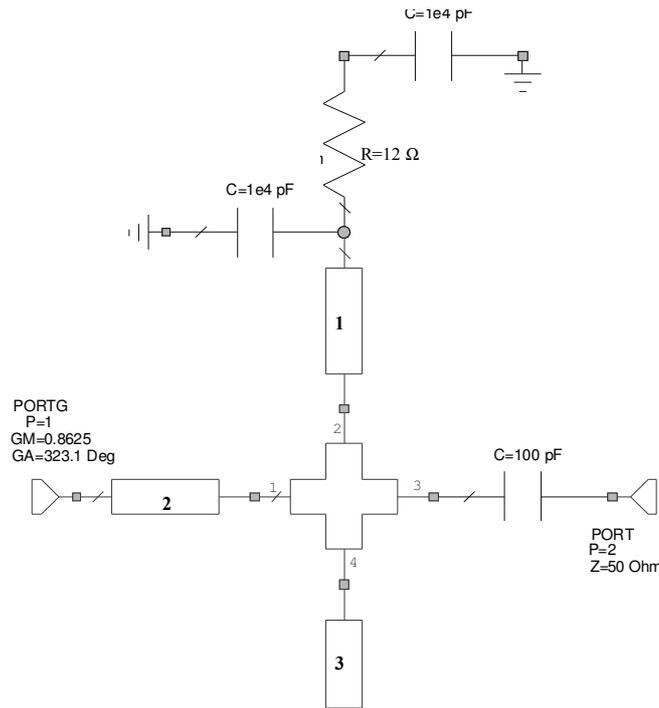
Al simular se obtiene una muy buena adaptación empleando esta red como se ve en la siguiente tabla:

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.4	-13.551	-0.19607	-0.19607	-13.551
1.401	-13.961	-0.17804	-0.17804	-13.961
1.402	-14.395	-0.1608	-0.1608	-14.395
1.403	-14.855	-0.14436	-0.14436	-14.855
1.404	-15.345	-0.12873	-0.12873	-15.345
1.405	-15.868	-0.11394	-0.11394	-15.868
1.406	-16.428	-0.099991	-0.099991	-16.428
1.407	-17.031	-0.0869	-0.0869	-17.031
1.408	-17.683	-0.074679	-0.074679	-17.683
1.409	-18.393	-0.063342	-0.063342	-18.393
1.41	-19.17	-0.052901	-0.052901	-19.17
1.411	-20.028	-0.043367	-0.043367	-20.028
1.412	-20.985	-0.034752	-0.034752	-20.985
1.413	-22.067	-0.027066	-0.027066	-22.067
1.414	-23.309	-0.020321	-0.020321	-23.309
1.415	-24.764	-0.014525	-0.014525	-24.764
1.416	-26.52	-0.0096881	-0.0096881	-26.52
1.417	-28.733	-0.0058185	-0.0058185	-28.733
1.418	-31.719	-0.0029243	-0.0029243	-31.719
1.419	-36.323	-0.0010128	-0.0010128	-36.323
1.42	-46.8	0	0	-46.8
<b>1.4204</b>	<b>-70.869</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>-70.869</b>
1.421	-44.223	0	0	-44.223
1.422	-35.449	-0.0012386	-0.0012386	-35.449
1.423	-31.17	-0.0033187	-0.0033187	-31.17
1.424	-28.314	-0.0064085	-0.0064085	-28.314
1.425	-26.167	-0.010511	-0.010511	-26.167
1.426	-24.446	-0.01563	-0.01563	-24.446
1.427	-23.011	-0.021766	-0.021766	-23.011
1.428	-21.78	-0.02892	-0.02892	-21.78

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)
1.429	-20.703	-0.037094	-0.037094	-20.703
1.43	-19.746	-0.046287	-0.046287	-19.746
1.431	-18.886	-0.056499	-0.056499	-18.886
1.432	-18.104	-0.067726	-0.067726	-18.104
1.433	-17.389	-0.079967	-0.079967	-17.389
1.434	-16.729	-0.09322	-0.09322	-16.729
1.435	-16.118	-0.10748	-0.10748	-16.118
1.436	-15.549	-0.12274	-0.12274	-15.549
1.437	-15.017	-0.139	-0.139	-15.017
1.438	-14.518	-0.15625	-0.15625	-14.518
1.439	-14.047	-0.17449	-0.17449	-14.047
1.44	-13.603	-0.1937	-0.1937	-13.603
1.441	-13.183	-0.21388	-0.21388	-13.183

**Tabla 3.2-16 Simulación de la etapa de adaptación de entrada con líneas ideales del amplificador de dos etapas.**

Los siguientes pasos son los mismos que en el caso anterior, introducir la red de polarización y el condensador de desacoplo y optimizar el diseño para que su inclusión afecte lo menos posible a la adaptación a la entrada del amplificador. Luego se implementará el diseño con líneas reales y se optimizarán esta vez los anchos y las longitudes de las mismas. Al final nos quedará la red de la Figura 3.2-31.



**Figura 3.2-31 Etapa de adaptación de salida con líneas reales del amplificador de dos etapas.**

Las nuevas dimensiones después de la optimización son:

Línea de Transmisión	Anchura (mm)	Longitud (mm)
Alta impedancia (1)	0.3	28.13
$\lambda/4$ (2)	0.9529	22.55

Línea de Transmisión	Anchura (mm)	Longitud (mm)
$\lambda/8$ (3)	5.512	13.14

*Tabla 3.2-17 Dimensiones de las líneas después de optimizar*

Al pasar a líneas de transmisión reales hay que tener en cuenta algunas limitaciones físicas a la hora de fabricar esas líneas impuestas por los instrumentos y materiales de fabricación como pueden ser: mantener una relación entre el ancho y la altura de las líneas, tener en cuenta a precisión de la maquina de vaciado de placa en el ancho de las líneas o evitar líneas demasiado lagas que aumenten mucho el tamaño del diseño final.

Después de la optimización los parámetros S se muestran en la Tabla 3.2-18 en la que se aprecia que al pasar a líneas reales a disminuido la adaptación y se han introducido unas pocas pérdidas pero a pesar de esto la adaptación sigue siendo buena, aproximadamente 30 dB a la frecuencia de interés.

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)
1.4	-17.547	-0.29522	-0.29522	-17.559	0.21836
1.401	-17.951	-0.28885	-0.28885	-17.963	0.21887
1.402	-18.375	-0.2828	-0.2828	-18.387	0.21938
1.403	-18.822	-0.27707	-0.27707	-18.834	0.21989
1.404	-19.294	-0.27166	-0.27166	-19.306	0.2204
1.405	-19.794	-0.26658	-0.26658	-19.805	0.22092
1.406	-20.324	-0.26182	-0.26182	-20.336	0.22144
1.407	-20.889	-0.2574	-0.2574	-20.901	0.22196
1.408	-21.492	-0.25331	-0.25331	-21.504	0.22248
1.409	-22.138	-0.24956	-0.24956	-22.15	0.22301
1.41	-22.832	-0.24616	-0.24616	-22.844	0.22354
1.411	-23.58	-0.2431	-0.2431	-23.593	0.22408
1.412	-24.389	-0.2404	-0.2404	-24.403	0.22461
1.413	-25.266	-0.23804	-0.23804	-25.281	0.22515
1.414	-26.216	-0.23604	-0.23604	-26.233	0.22569
1.415	-27.242	-0.2344	-0.2344	-27.261	0.22624
1.416	-28.335	-0.23313	-0.23313	-28.359	0.22679
1.417	-29.467	-0.23221	-0.23221	-29.497	0.22734
1.418	-30.566	-0.23167	-0.23167	-30.605	0.22789
1.419	-31.488	-0.23149	-0.23149	-31.538	0.22845
1.42	-32.024	-0.23169	-0.23169	-32.086	0.22901
<b>1.4204</b>	<b>-32.086</b>	<b>-0.23188</b>	<b>-0.23188</b>	<b>-32.151</b>	<b>0.22923</b>
1.421	-31.999	-0.23227	-0.23227	-32.067	0.22957
1.422	-31.419	-0.23322	-0.23322	-31.486	0.23013
1.423	-30.464	-0.23455	-0.23455	-30.526	0.2307
1.424	-29.342	-0.23627	-0.23627	-29.396	0.23127
1.425	-28.191	-0.23837	-0.23837	-28.239	0.23185
1.426	-27.082	-0.24085	-0.24085	-27.124	0.23242
1.427	-26.041	-0.24373	-0.24373	-26.079	0.233
1.428	-25.076	-0.247	-0.247	-25.111	0.23359
1.429	-24.184	-0.25066	-0.25066	-24.216	0.23417
1.43	-23.359	-0.25471	-0.25471	-23.389	0.23476
1.431	-22.595	-0.25916	-0.25916	-22.623	0.23536
1.432	-21.884	-0.26401	-0.26401	-21.911	0.23595

f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)
1.433	-21.222	-0.26926	-0.26926	-21.248	0.23655
1.434	-20.603	-0.27491	-0.27491	-20.627	0.23715
1.435	-20.021	-0.28096	-0.28096	-20.045	0.23776
1.436	-19.474	-0.28741	-0.28741	-19.497	0.23837
1.437	-18.957	-0.29426	-0.29426	-18.979	0.23898
1.438	-18.468	-0.30152	-0.30152	-18.49	0.23959
1.439	-18.004	-0.30919	-0.30919	-18.025	0.24021
1.44	-17.563	-0.31726	-0.31726	-17.583	0.24083
1.441	-17.142	-0.32574	-0.32574	-17.162	0.24145

Tabla 3.2-18 Simulación de la etapa de adaptación a la salida optimizada.

### 3.2.7 Amplificador final

Ya solamente queda unir cada una de las etapas diseñadas por separado entre si y simular con *Microwave Office*. Además, se añaden dos líneas adicionales de 50 Ohm en los puertos de entrada y de salida para unir el circuito con otros circuitos o con los conectores. Tras la unión se optimiza para mejorar un poco la respuesta y los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 3.2-19, donde se puede ver que la respuesta es bastante buena. Buena adaptación a la entrada y a la salida y una ganancia de al menos 30 dB. Cabe destacar que en este último diseño, antes de optimizarlo, se realizaron unas pequeñas modificaciones en los valores de algunos de los componentes debido a la disponibilidad de los mismos en el laboratorio. Esas variaciones fueron:

Componente	Antiguo valor	Nuevo valor
Resistencia	12 Ohm	15 Ohm
Resistencia	50 Ohm	56 Ohm
Condensador	30 pF	33 pF

Tabla 3.2-19 Cambio en los valores normalizados de algunos componentes

Finalmente el diseño del amplificador de dos etapas queda de la siguiente manera:

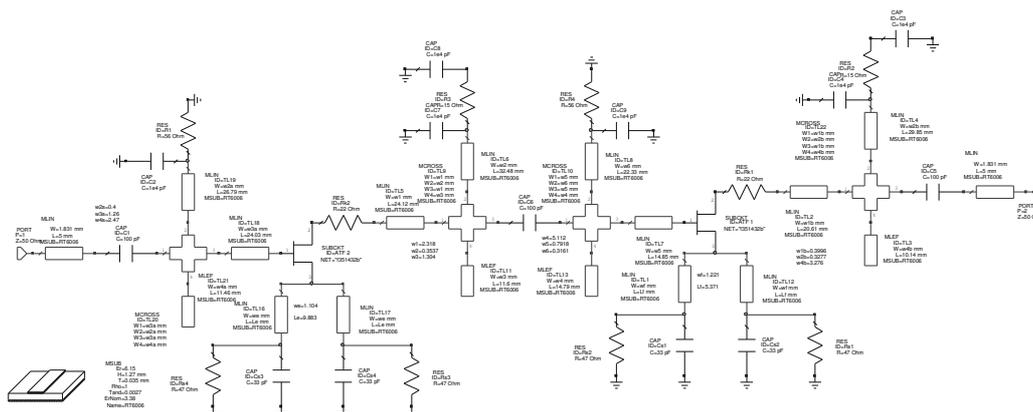


Figura 3.2-32 Amplificador de dos etapas completo.

En la siguiente tabla se muestran los resultados tras la optimización, en los que se puede ver que se ha conseguido muy buena adaptación en los puertos de entrada y de salida, la ganancia se mantiene por encima de los 30 dB y el nivel de ruido no supera los 0.42 dB en la frecuencia de 1420.4 MHz.

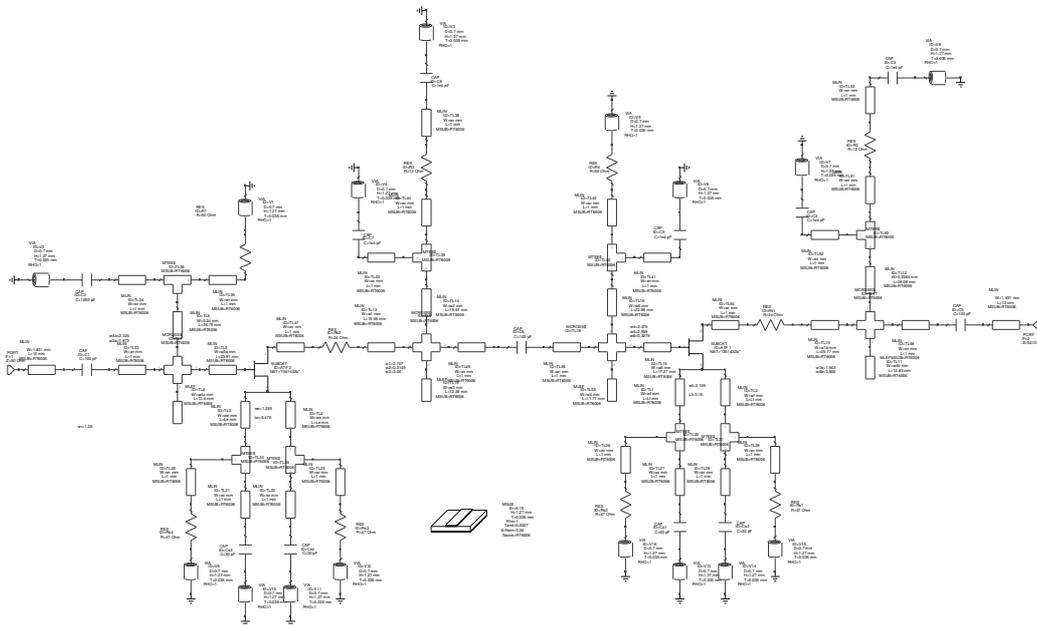
f (GHz)	S <sub>11</sub>   (dB)	S <sub>12</sub>   (dB)	S <sub>21</sub>   (dB)	S <sub>22</sub>   (dB)	F <sub>n</sub> (dB)
1.4	-15.442	31.832	-15.028	-40.291	0.61004
1.401	-15.924	31.831	-15.503	-40.27	0.60839
1.402	-16.43	31.829	-16.003	-40.25	0.60674
1.403	-16.965	31.825	-16.531	-40.232	0.6051
1.404	-17.529	31.82	-17.088	-40.215	0.60347
1.405	-18.128	31.813	-17.681	-40.199	0.60184
1.406	-18.765	31.805	-18.312	-40.185	0.60022
1.407	-19.446	31.796	-18.986	-40.172	0.59861
1.408	-20.176	31.786	-19.712	-40.161	0.597
1.409	-20.965	31.774	-20.496	-40.15	0.5954
1.41	-21.822	31.762	-21.349	-40.141	0.5938
1.411	-22.761	31.748	-22.286	-40.133	0.59221
1.412	-23.8	31.733	-23.324	-40.126	0.59063
1.413	-24.964	31.717	-24.49	-40.12	0.58905
1.414	-26.288	31.7	-25.821	-40.115	0.58748
1.415	-27.828	31.681	-27.372	-40.112	0.58592
1.416	-29.669	31.662	-29.236	-40.109	0.58436
1.417	-31.967	31.642	-31.577	-40.107	0.58281
1.418	-35.042	31.621	-34.739	-40.106	0.58126
1.419	-39.738	31.599	-39.66	-40.106	0.57972
1.42	-50.282	31.577	-51.455	-40.107	0.57819
<b>1.4204</b>	<b>-65.858</b>	<b>31.567</b>	<b>-59.758</b>	<b>-40.107</b>	<b>0.57758</b>
1.421	-47.634	31.553	-45.591	-40.109	0.57667
1.422	-39.052	31.529	-37.847	-40.111	0.57515
1.423	-34.876	31.504	-33.856	-40.114	0.57364
1.424	-32.112	31.478	-31.167	-40.118	0.57214
1.425	-30.055	31.451	-29.145	-40.123	0.57064
1.426	-28.422	31.424	-27.531	-40.128	0.56915
1.427	-27.075	31.397	-26.192	-40.134	0.56767
1.428	-25.931	31.368	-25.051	-40.141	0.56619
1.429	-24.941	31.339	-24.059	-40.148	0.56473
1.43	-24.07	31.31	-23.184	-40.155	0.56326
1.431	-23.296	31.28	-22.403	-40.163	0.56181
1.432	-22.601	31.25	-21.699	-40.172	0.56036
1.433	-21.972	31.219	-21.06	-40.181	0.55892
1.434	-21.399	31.188	-20.476	-40.19	0.55749
1.435	-20.874	31.157	-19.939	-40.2	0.55607
1.436	-20.391	31.125	-19.443	-40.21	0.55465
1.437	-19.944	31.092	-18.984	-40.221	0.55324
1.438	-19.53	31.06	-18.556	-40.231	0.55184
1.439	-19.145	31.027	-18.156	-40.243	0.55044
1.44	-18.787	30.994	-17.782	-40.254	0.54906
1.441	-18.451	30.961	-17.431	-40.265	0.54768

Tabla 3.2-20 Simulación del Amplificador de dos Etapas

### 3.2.8 Implementación Física

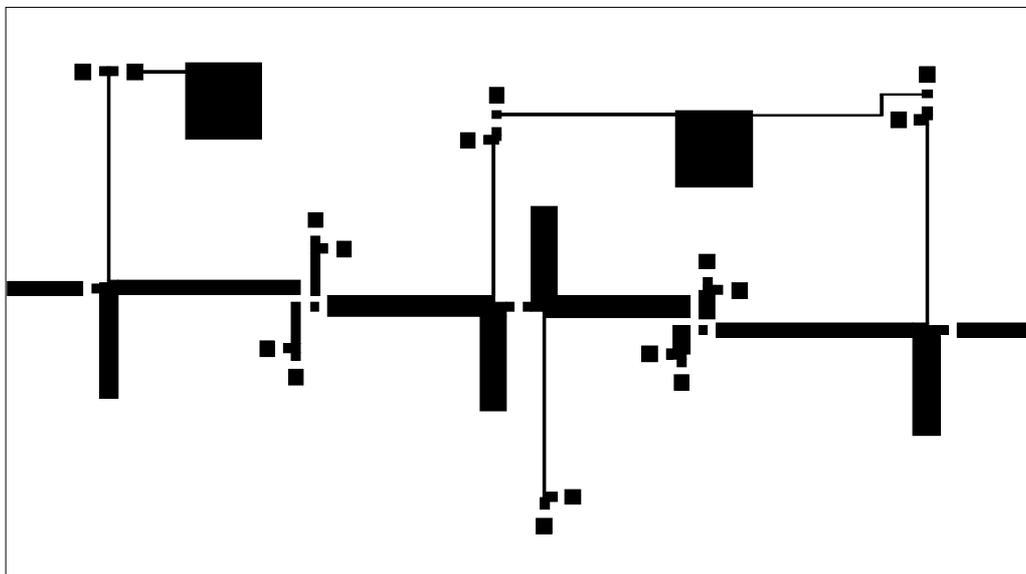
Antes de la realización del layout final se deben tener en cuenta algunos elementos que podrían influir en el resultado obtenido una vez fabricado el circuito. Estos elementos van a ser las conexiones a masa o via holes y los tramos de línea que se necesitan para conectar los

componentes entre si, que si bien su tamaño es muy pequeño (1 mm longitud), si influyen en la respuesta final del circuito y por ello es mejor tenerlos en cuenta en el diseño y en las optimizaciones. El diseño final contando con estos elementos adicionales quedaría de la siguiente manera:



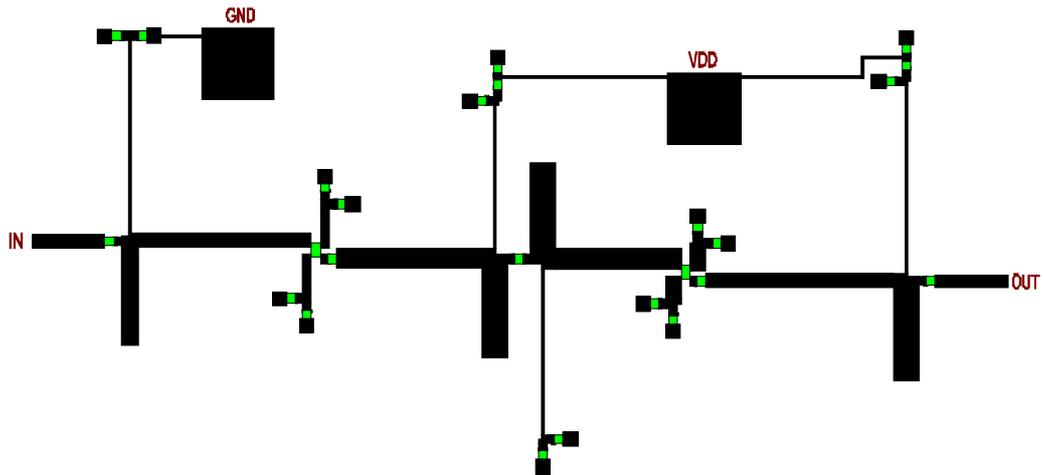
**Figura 3.2-33 Amplificador de dos etapas con Via Holes**

El layout sería el siguiente:

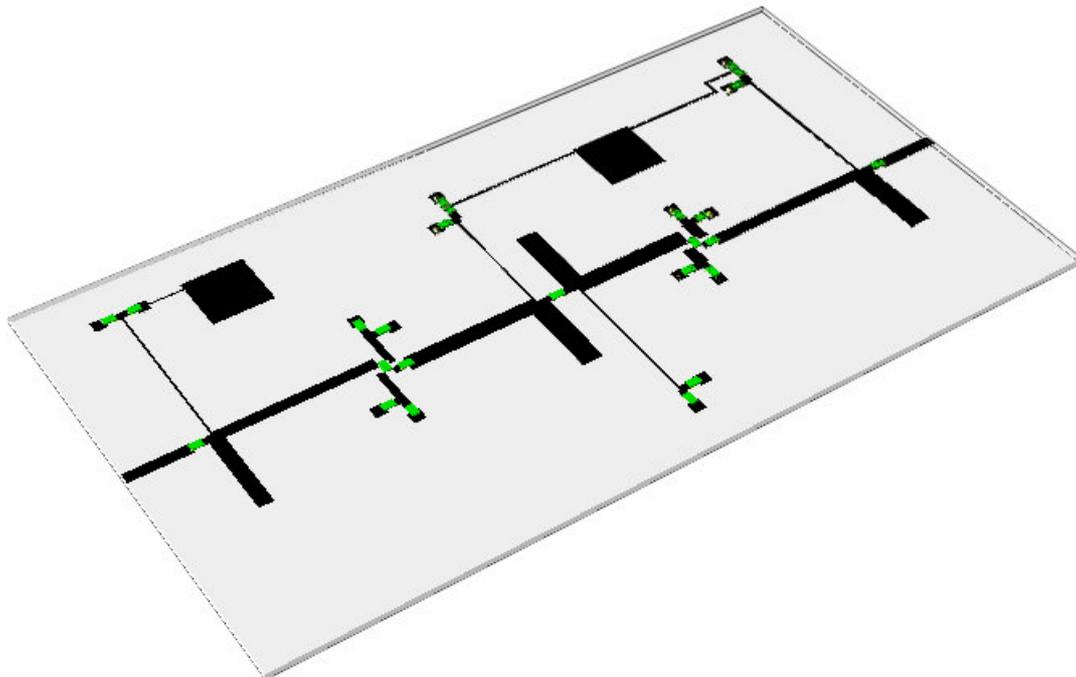


**Figura 3.2-34 Layout del Amplificador de dos etapas. Sólo cobre.**

Si incluimos el transistor las resistencias y los condensadores en la vista del layout:

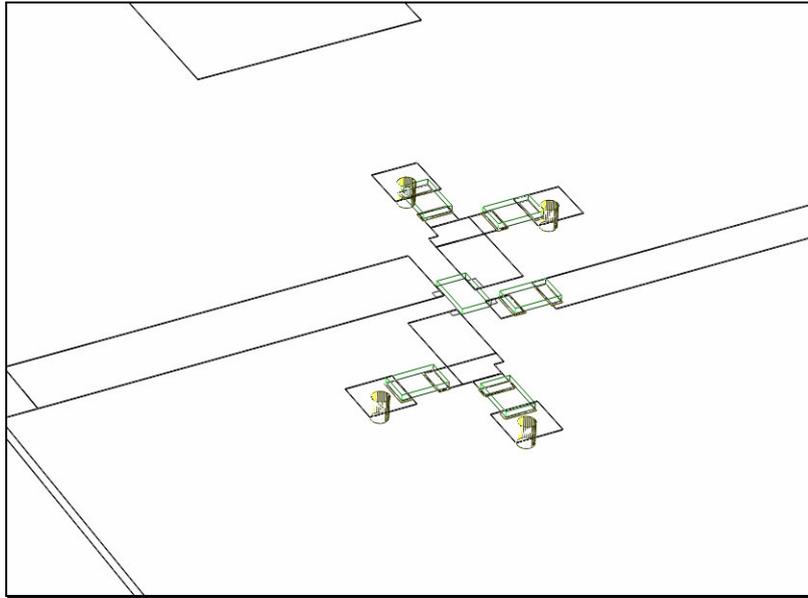


*Figura 3.2-35 Layout del Amplificador de dos etapas con componentes.*

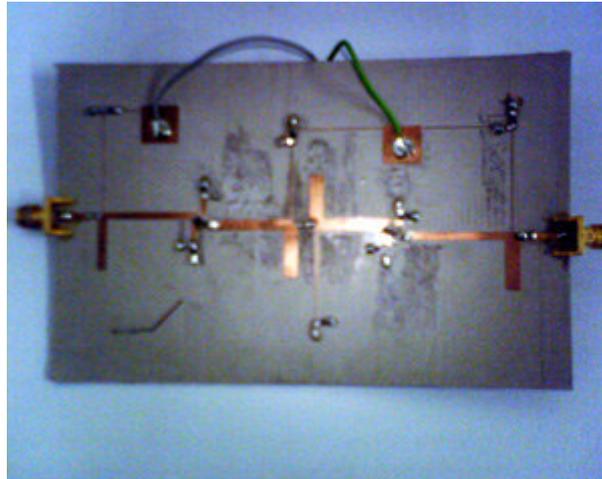


*Figura 3.2-36 Vista 3D del amplificador de dos etapas.*

Un detalle de los via holes y de cómo están colocados los componentes y el transistor:



*Figura 3.2-37 Detalle 3D de los Via Holes y colocación de los componentes*



*Figura 3.2-38 Fotografía de amplificador de dos etapas*

### **3.2.8.1 Exportación a ficheros Gerber y fabricación**

Una vez que tenemos el layout dibujado, es necesario exportarlo a ficheros del tipo Gerber para poder importarlo posteriormente con el software de fabricación, en nuestro caso CircuitCam. El layout se exporta por capas, en primer lugar exportaremos el layout de la cara superior de cobre pulsando sobre el menú “Layout->Export Layout” (Figura 3.2-39). Se nos abre un cuadro de diálogo y seleccionamos Gerber como tipo de archivo, elegimos un nombre para ese tipo de archivo y guardamos (Figura 3.2-40). En segundo lugar exportaremos otro archivo de texto con la ubicación y el tamaño de los via holes. El proceso es el mismo pero en lugar de guardar como archivo Gerber seleccionamos “NC Drill File” en el cuadro de diálogo de la Figura 3.2-40.

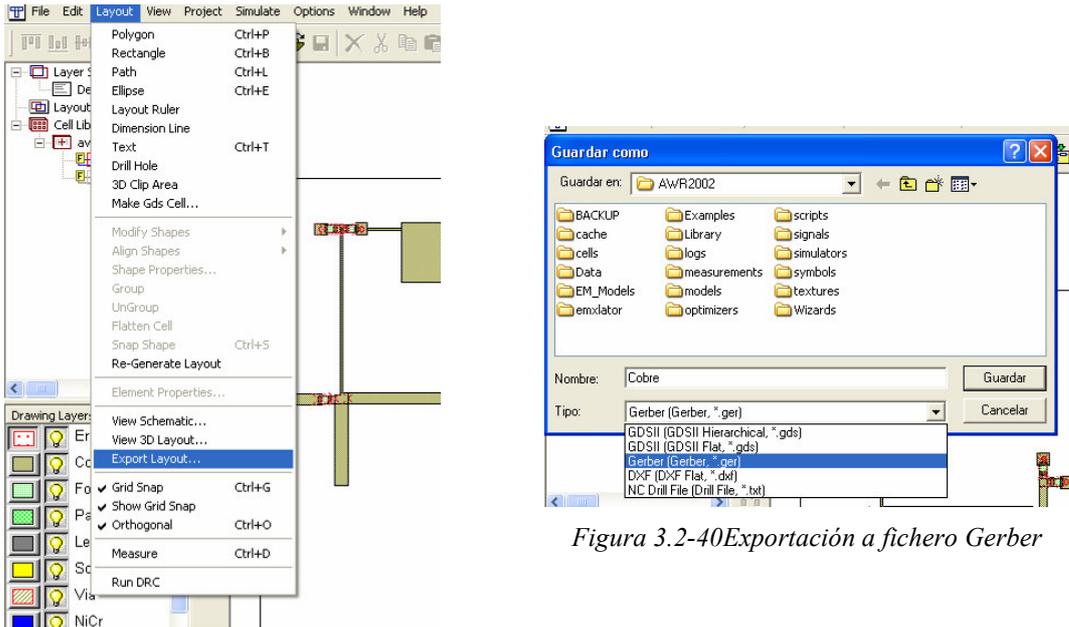


Figura 3.2-40 Exportación a fichero Gerber

Figura 3.2-39 Exportar layout

El siguiente paso será importarlo en CircuitCam que es el software que maneja la maquina que realiza el vaciado del cobre y los agujeros a la placa. Pinchamos en “File->Import” y nos aparecerá un cuadro de diálogo que dejamos como el de la Figura 3.2-41 y pinchamos en “Import”.

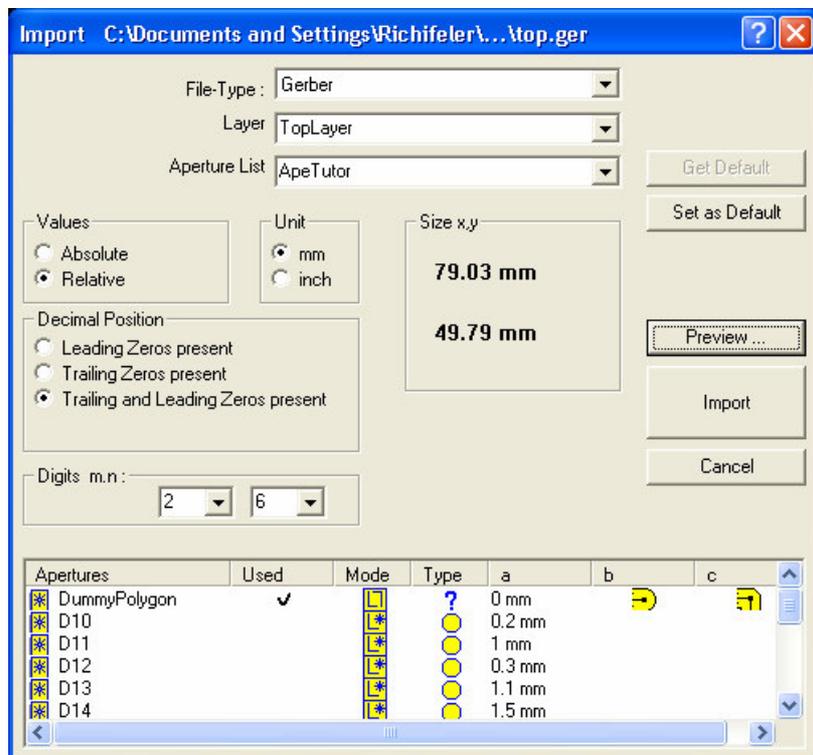
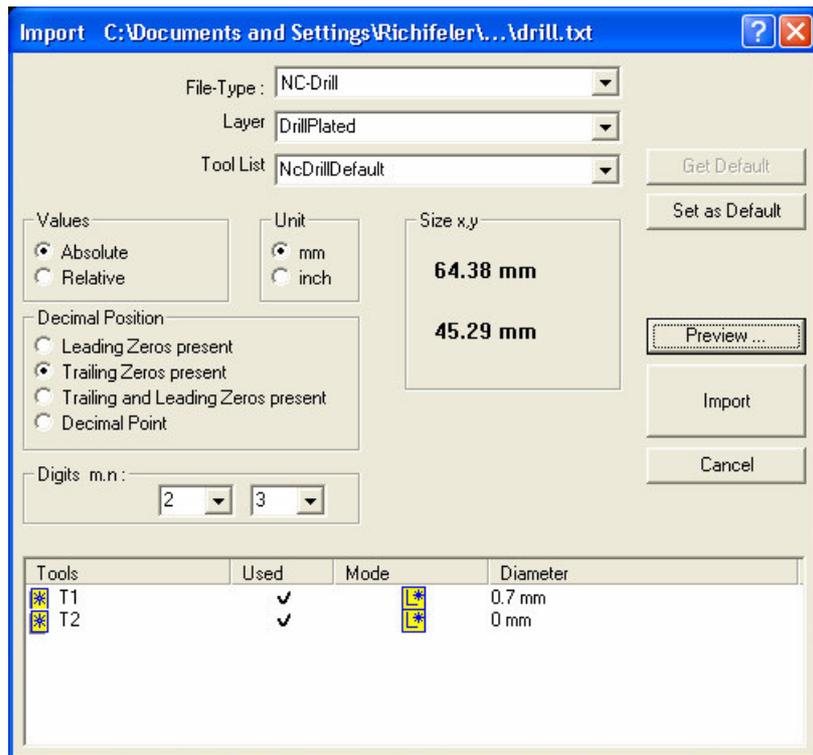


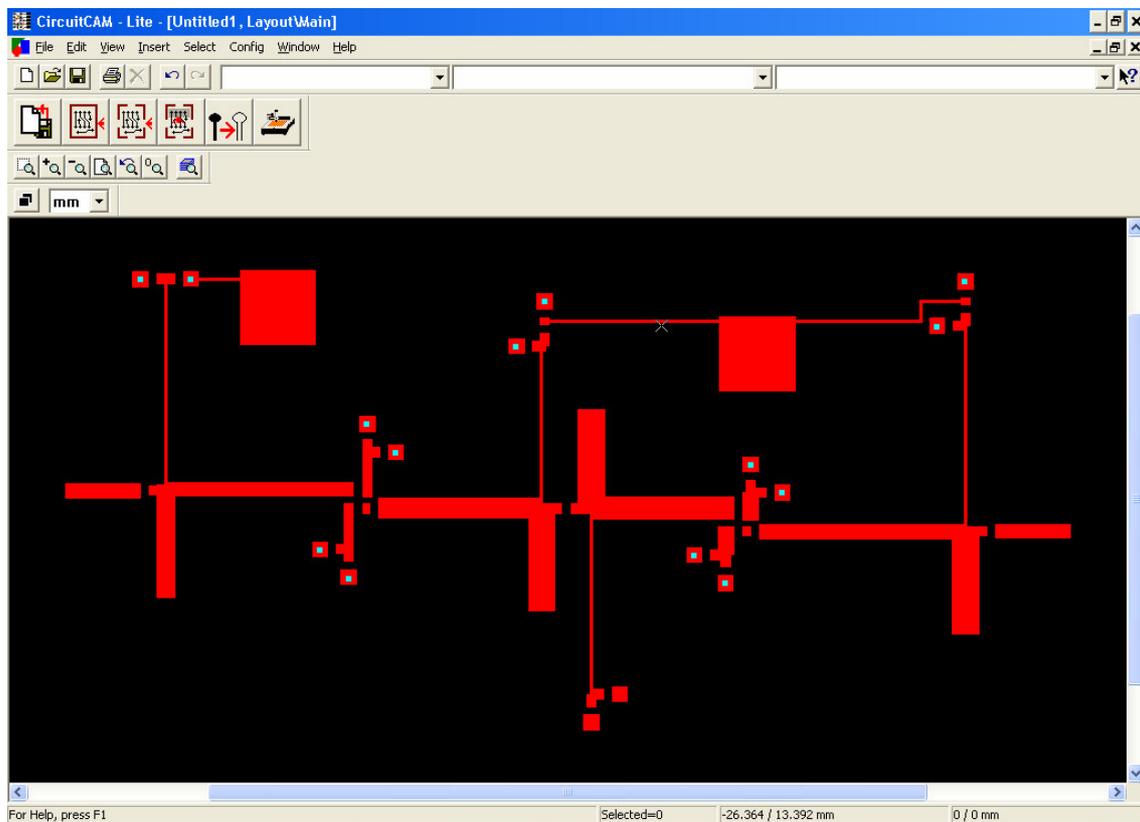
Figura 3.2-41 Cuadro de diálogo de CircuitCam para la importación de archivos Gerber

Importaremos de la misma manera el archivo de con los via holes pero ahora dejaremos el cuadro de diálogo como aparece en la Figura 3.2-42.



*Figura 3.2-42 Cuadro de diálogo de CircuitCam para la importación de archivos Drill*

Al final nos tiene que quedar lo siguiente:



*Figura 3.2-43 Layout en CircuitCam*

Aunque hemos indicado los pasos necesarios para que la propia maquina realice los agujeros en la placa, es recomendable, si no son muchos, realizar los agujeros manualmente ya que, debido

a imperfecciones en las placas, la maquina puede llevarse por delante algo de cobre al desplazarse por el circuito para realizar los agujeros (la broca de perforación es más larga de lo normal) como nos ocurrió en alguna ocasión teniendo que repetir el vaciado. Otra opción es hacer los agujeros lo primero de todo para que en el caso de que se cometa algún error se pueda rectificar.

Cabe decir que el proceso de fabricación fue algo complicado debido a las características del sustrato (Duroid RT6006) que estropeaba muchas brocas y era complicado realizar el vaciado de la placa. Se proponen para futuros proyectos probar con otros sustratos que sean más manejables y no sean tan caros, manteniendo bajas pérdidas. También se pueden rellenar los espacios vacíos de la placa con cobre, dejando por supuesto un espacio suficiente entre las líneas para evitar acoplos, y de este modo que el vaciado sea mucho más rápido y sencillo.

Para realizar la toma a tierra se introdujo un filamento de cobre en cada Via Hole y se soldaron los extremos.

Los conectores usados fueron los SMA de montura lateral que se acoplaban muy bien a la placa.

En las siguientes figuras (Figura 3.1-36 y Figura 3.1-37) se muestra el amplificador de una etapa fabricado.

### 3.2.9 Resultados de las simulaciones y gráficas

A continuación se muestran las gráficas de los parámetros S y de la figura de ruido simuladas con *Microwave Office*:

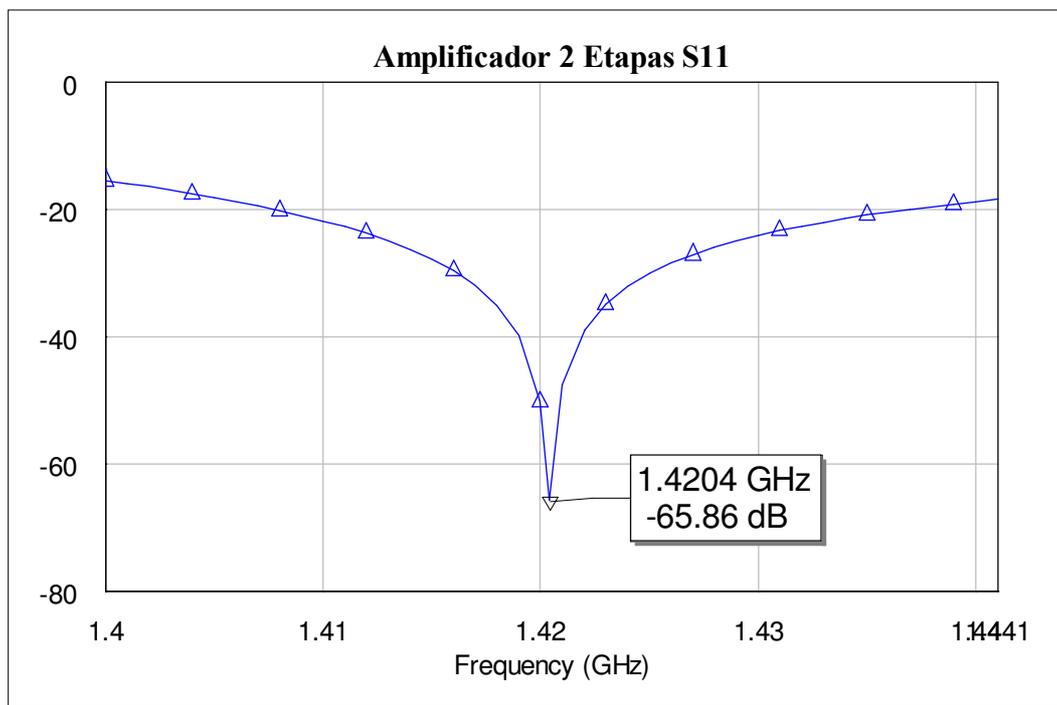
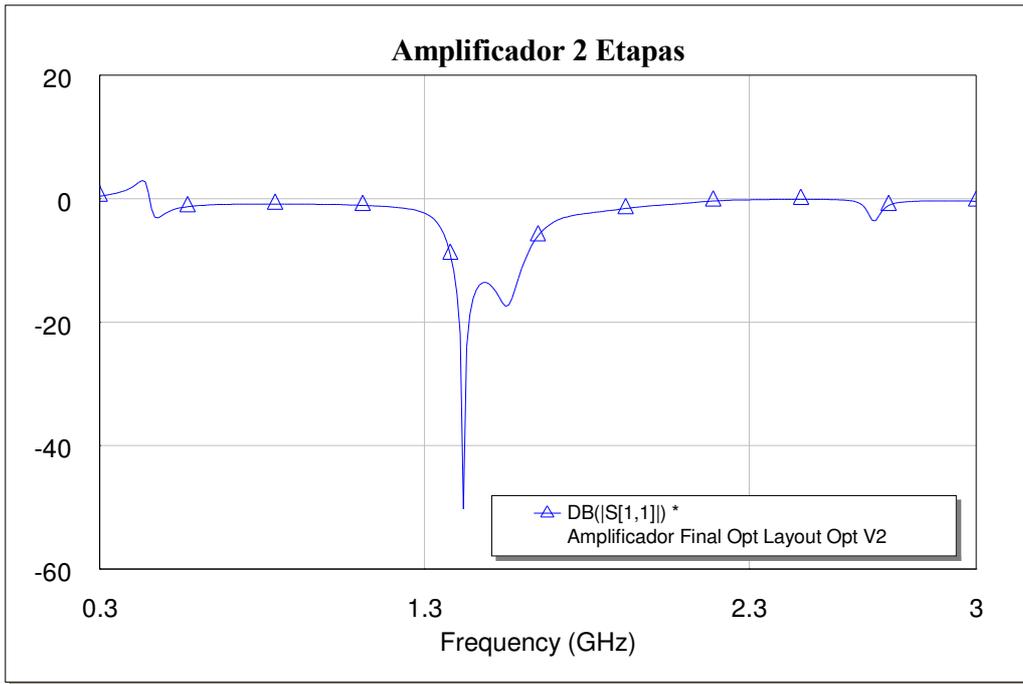
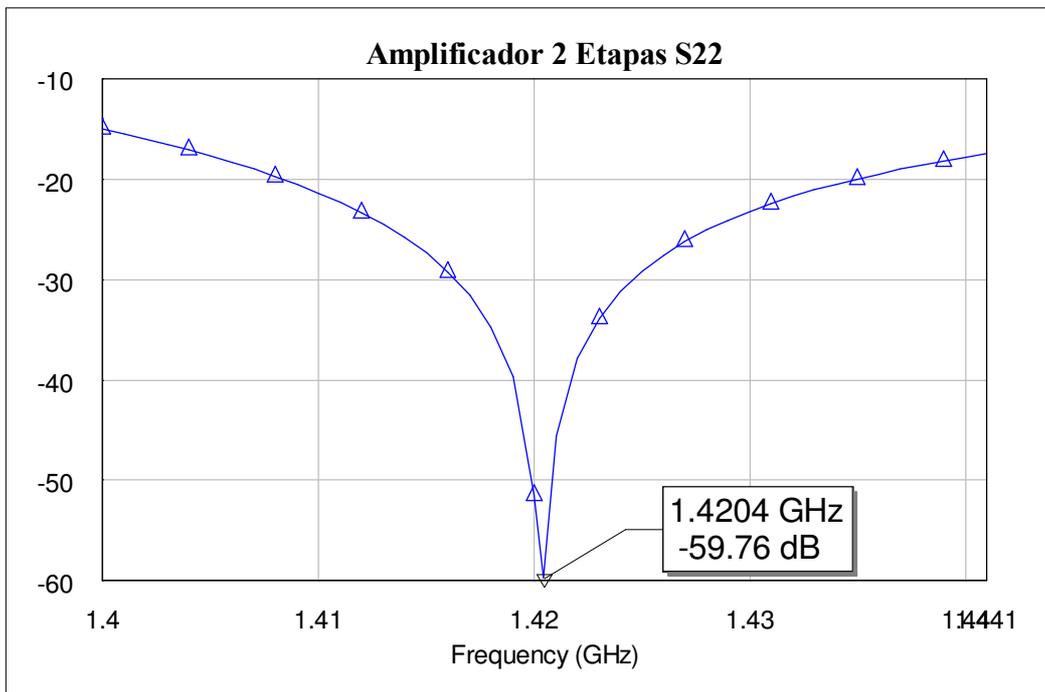


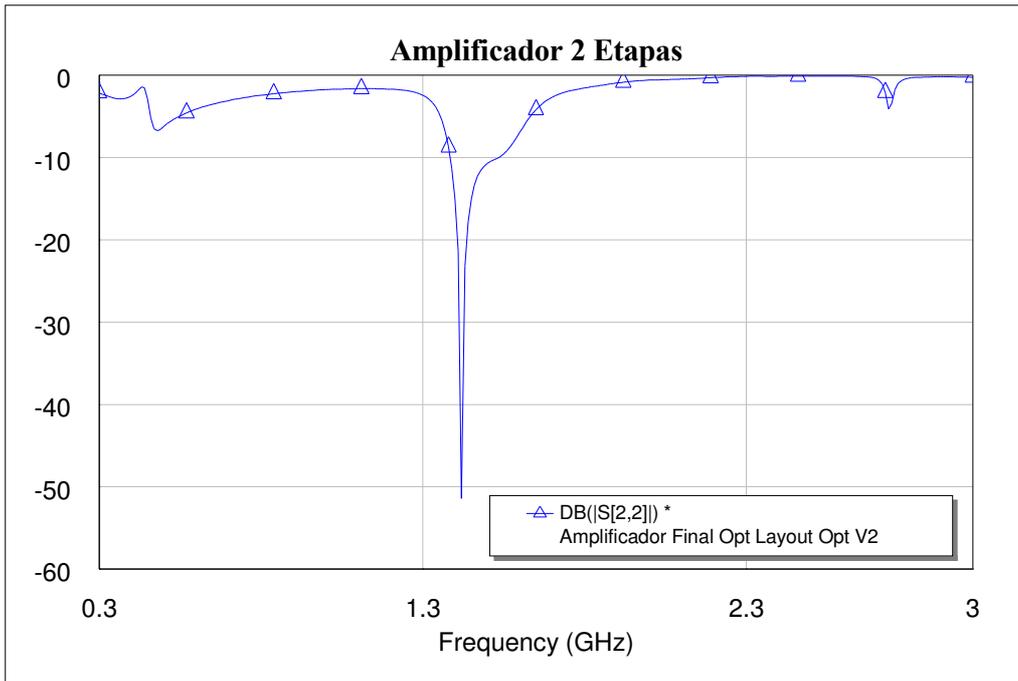
Figura 3.2-44 Parámetro  $S_{11}$  del amplificador de dos etapas (Adaptación) Frecuencia de 1.4 a 1.441GHz. Simulación.



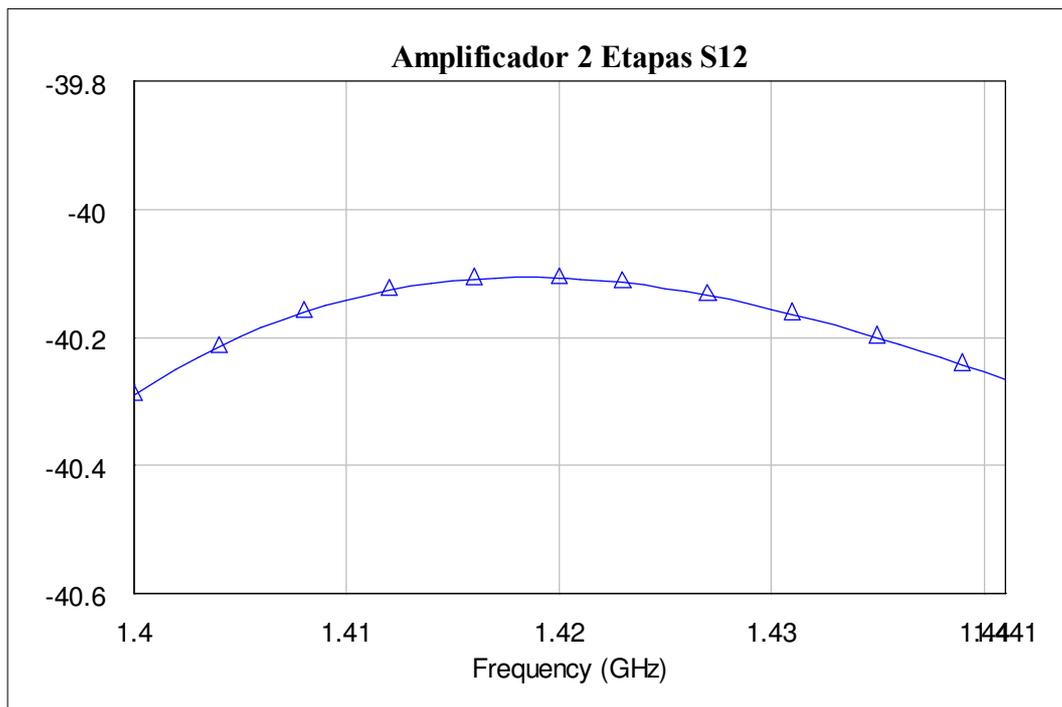
**Figura 3.2-45 3.2-46 Parámetro  $S_{11}$  del amplificador de dos etapas (Adaptación) Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación.**



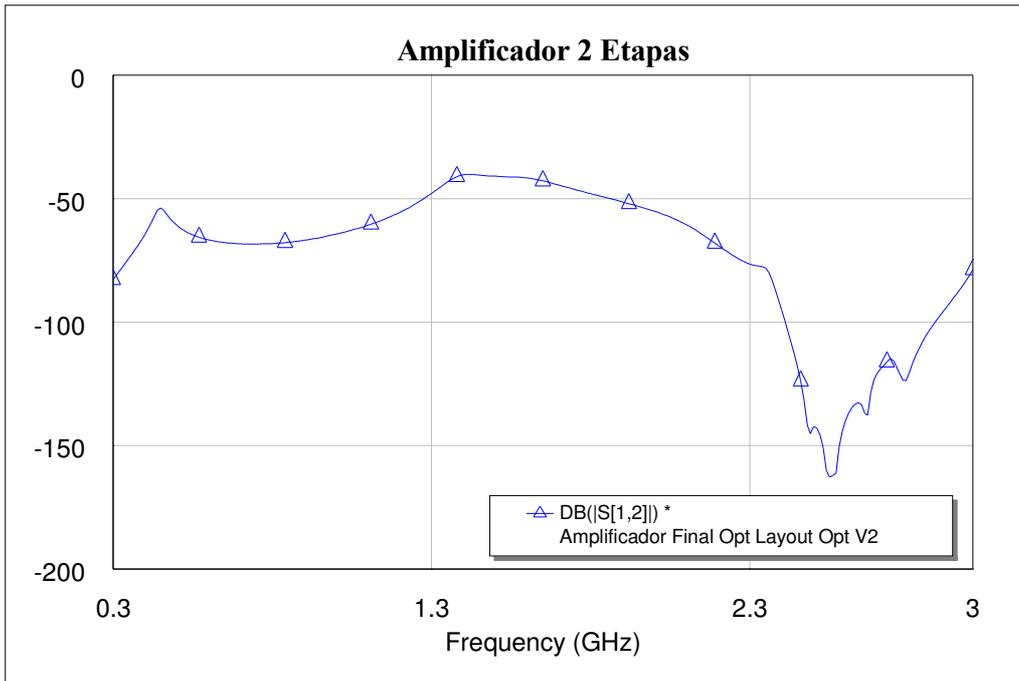
**Figura 3.2-47 Parámetro  $S_{22}$  del amplificador de dos etapas (Adaptación) Frecuencia de 1.4 a 1.441GHz. Simulación.**



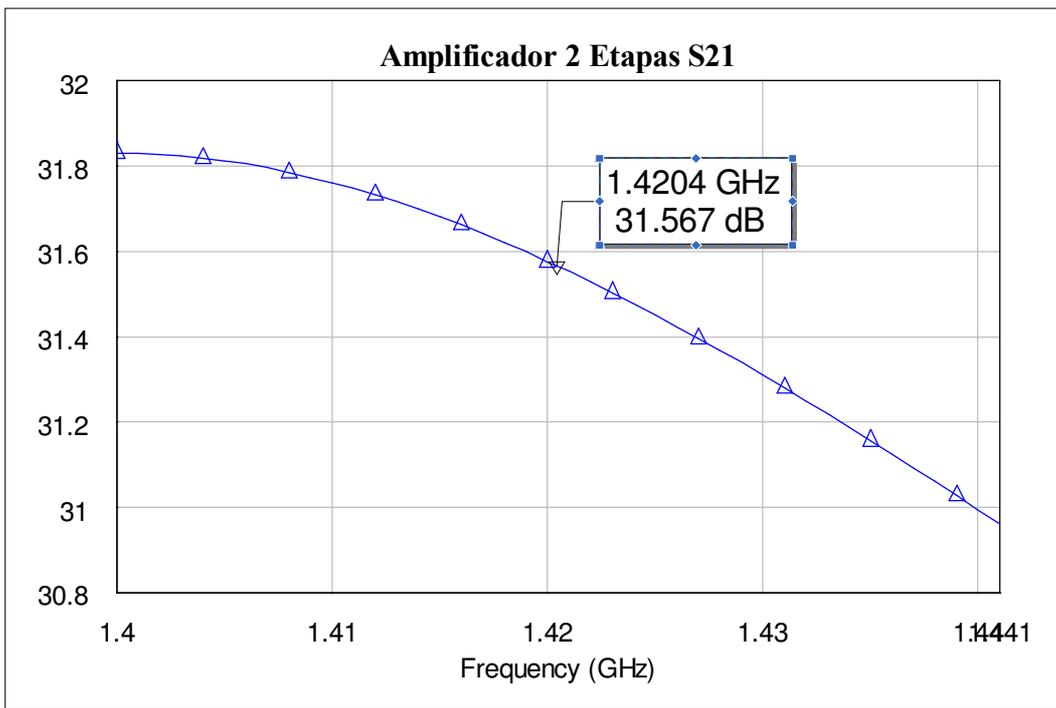
**Figura 3.2-48** Parámetro  $S_{22}$  del amplificador de dos etapas (Adaptación) Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación.



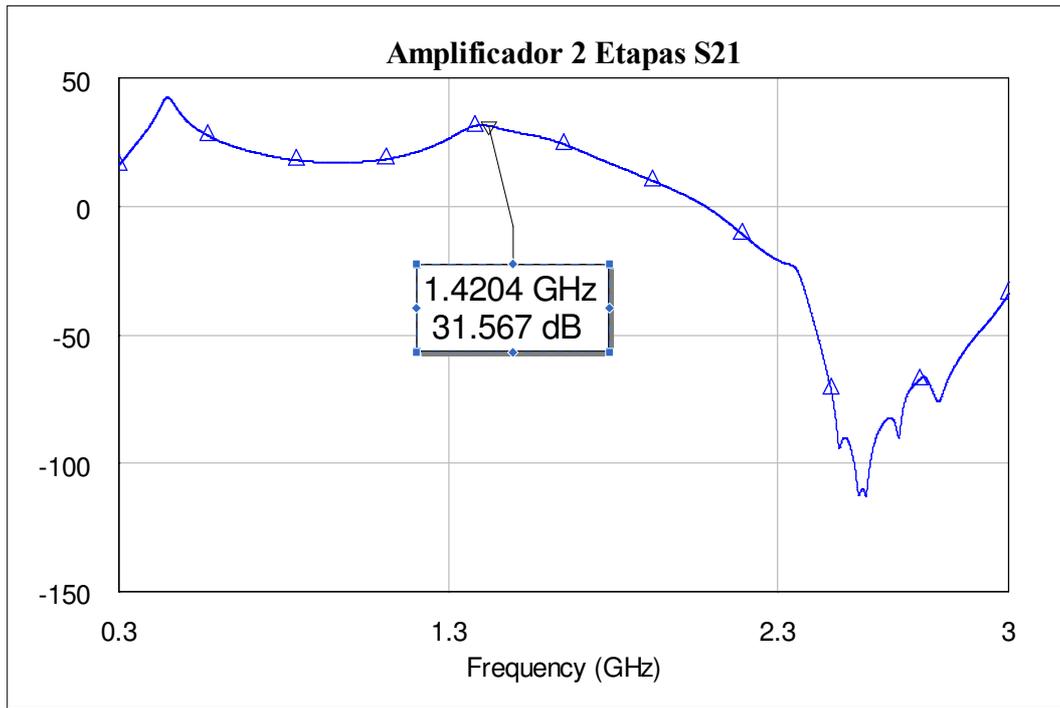
**Figura 3.2-49** Parámetro  $S_{12}$  del amplificador de dos etapas. Frecuencia de 1.4 a 1.441GHz. Simulación.



**Figura 3.2-50** Parámetro  $S_{12}$  del amplificador de dos etapas. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación.

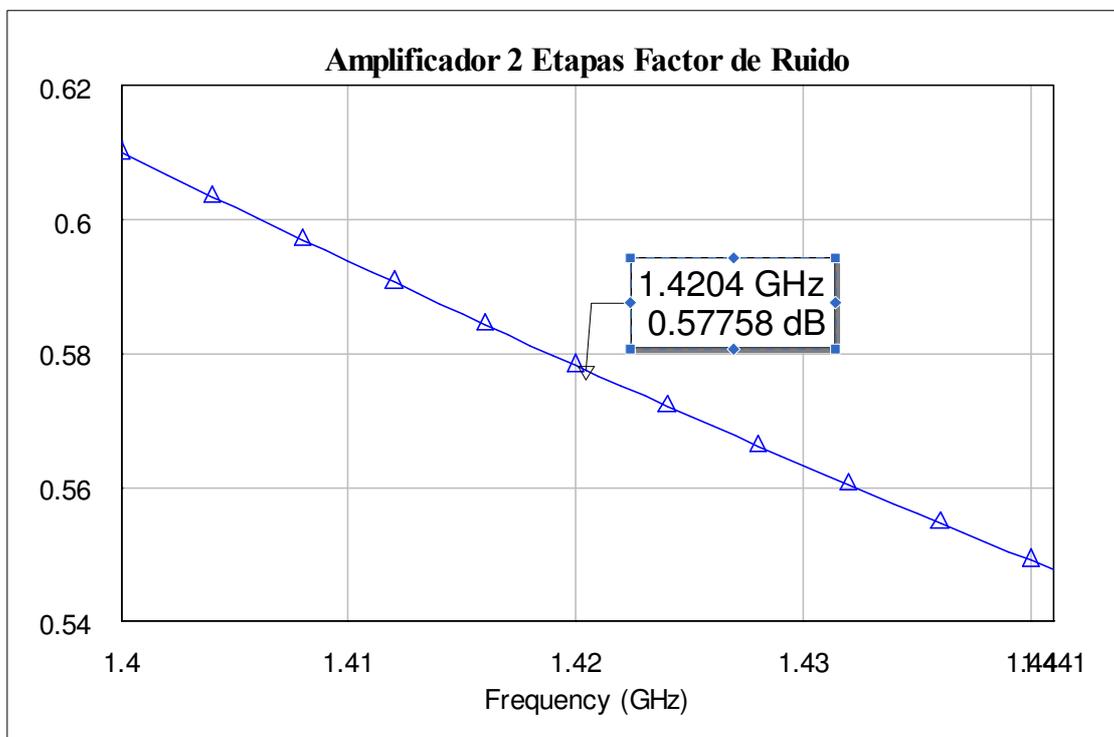


**Figura 3.2-51** Parámetro  $S_{21}$  del amplificador de dos etapas (Ganancia) Frecuencia de 1.4 a 1.441GHz. Simulación.

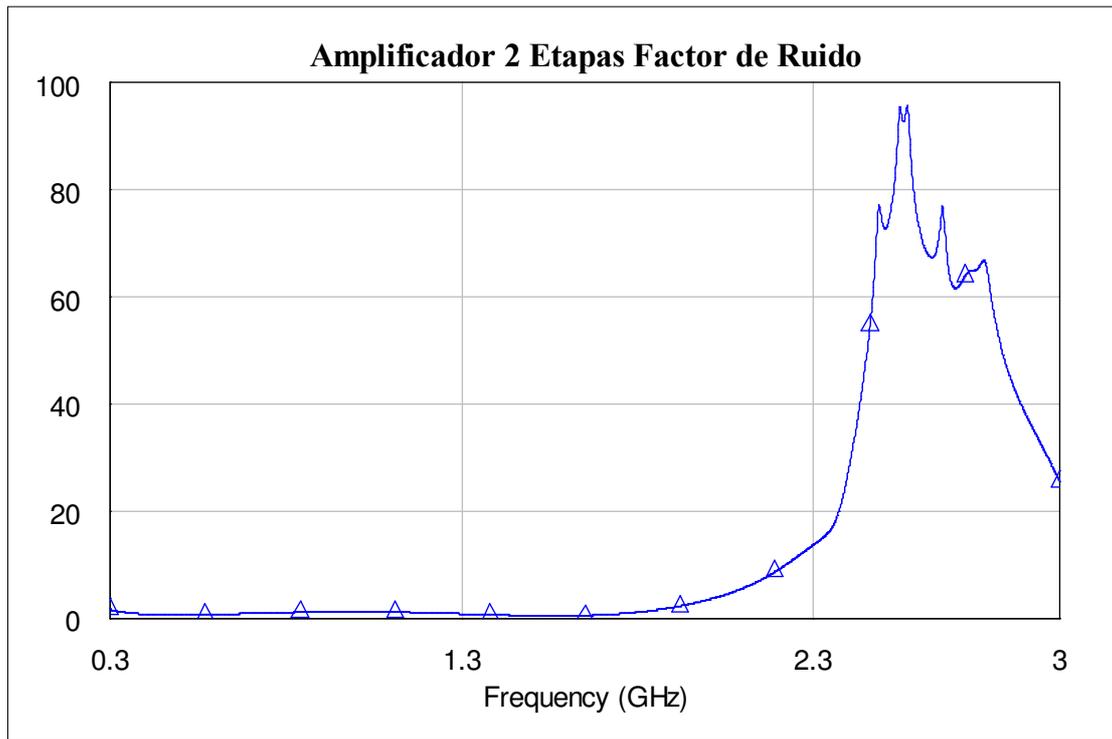


*Figura 3.2-52 Parámetro  $S_{21}$  del amplificador de dos etapas (Ganancia) Frecuencia de 0.3 a 3 GHz. Simulación.*

Aumenta algo el factor de ruido porque se ha mejorado un poco la ganancia (factor de ruido menor de 0.6 dB).



*Figura 3.2-53 Figura de ruido para amplificador de dos etapas. Frecuencia de 1.4 a 1.441GHz. Simulación*



*Figura 3.2-54 Figura de ruido para amplificador de dos etapas. Frecuencia de 0.3 a 3GHz. Simulación*

### 3.2.10 Medidas Reales

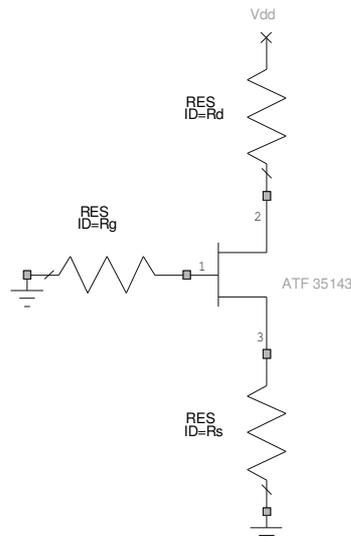
Una vez que hemos diseñado, optimizado, simulado y fabricado nuestro amplificador se procederá a testarlo para ver si se han alcanzado los objetivos del diseño. Lo primero que se debe hacer es comprobar visualmente que todos los componentes están bien soldados y los via holes bien conectados a masa para lo que podemos usar un microscopio como ayuda (para ver si los via holes están conectados a masa se puede ver la continuidad usando un voltímetro). También se debe comprobar que no haya ningún cortocircuito indeseado usando por ejemplo un voltímetro.

Para ver si se han cumplido los objetivos del diseño y se obtienen los valores de las simulaciones se realizaron las siguientes medidas:

- Medidas de tensiones y corrientes de polarización del transistor.
- Medidas de los parámetros S del circuito
- Medidas del factor de ruido

#### 3.2.10.1 Medidas de Polarización y consumo del transistor

Esta prueba determina si los transistores están correctamente polarizados y funcionando. Si se recuerda con la red de polarización del transistor diseñada se pretendía conseguir el punto de polarización  $V_{DS} = 2\text{ V}$  e  $I_{DS} = 10\text{ mA}$  con el que se conseguía que el transistor trabajara en el régimen deseado. La red diseñada era la siguiente:



**Figura 3.2-55 Red de alimentación autopolarizada**

El voltaje aplicado a la puerta (G) requerido para proporcionar la corriente de drenador (D) deseada  $I_{ds}=10$  mA, depende de la tensión de pinchoff del dispositivo, y de la corriente de saturación  $I_{dss}$ . Para el cálculo de la tensión existente ente la puerta y el surtidor se recurre a la siguiente expresión:

$$V_{gs} = V_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_d}{I_{dss}}}\right)$$

Para el ATF-35143 donde la corriente  $I_d$  requerida sea de 10 mA con una  $I_{dss}=60$  mA y una tensión de pinchoff  $V_p=-0.5$ , el voltaje  $V_{gs}$  requerido será de -0.296 V.

Alimentando los transistores con una fuente de tensión a  $V_{dd}=2.61$  V y empleando un voltímetro para medir, se obtienen los siguientes resultados:

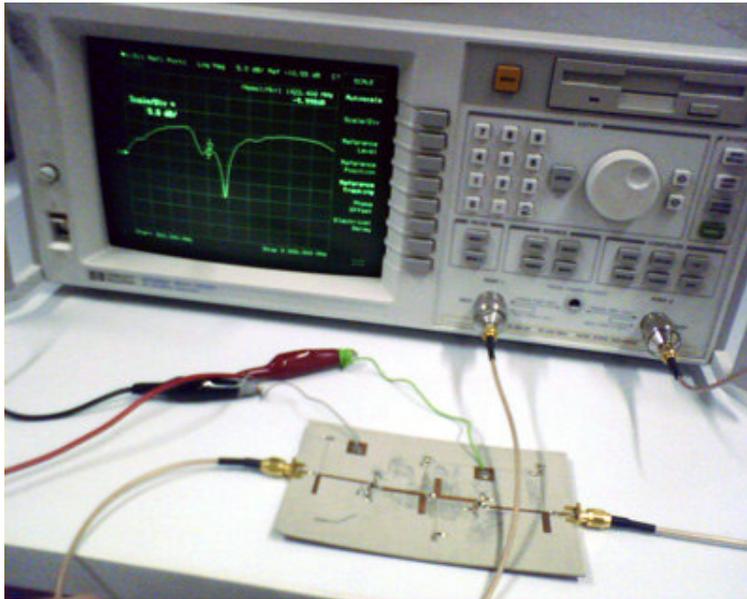
Transistor	$V_{DD}$	$V_{DS}$	$V_{GS}$	$V_{RDRAIN}$	$V_{RF}$	$V_{RS}$	I (fuente de tensión común (mA))
1	2.61	1.43	-0.39	0.25	0.36	0.39	40
2	2.61	1.3	-0.44	0.3	0.43	0.38	40

**Tabla 3.2-21 Tensiones y corrientes del amplificador**

Siendo  $V_{RF}$  la tensión que cae en la resistencia de 22 Ohm y  $V_{RDRAIN}$  la tensión que cae en la resistencia de 15 Ohm.

### 3.2.10.2 Medidas de los parámetros S del amplificador

El siguiente grupo de medidas pretende comprobar los parámetros S de nuestro amplificador. Para llevar a cabo estas medidas se empleó un analizador de redes HP8714ES (0,3 MHz – 3 GHz) y una fuente de tensión continua para polarizar el transistor como se aprecia en la siguiente fotografía (Figura 3.2-56).



*Figura 3.2-56 Fotografía de medidas de parámetros S en el laboratorio.*

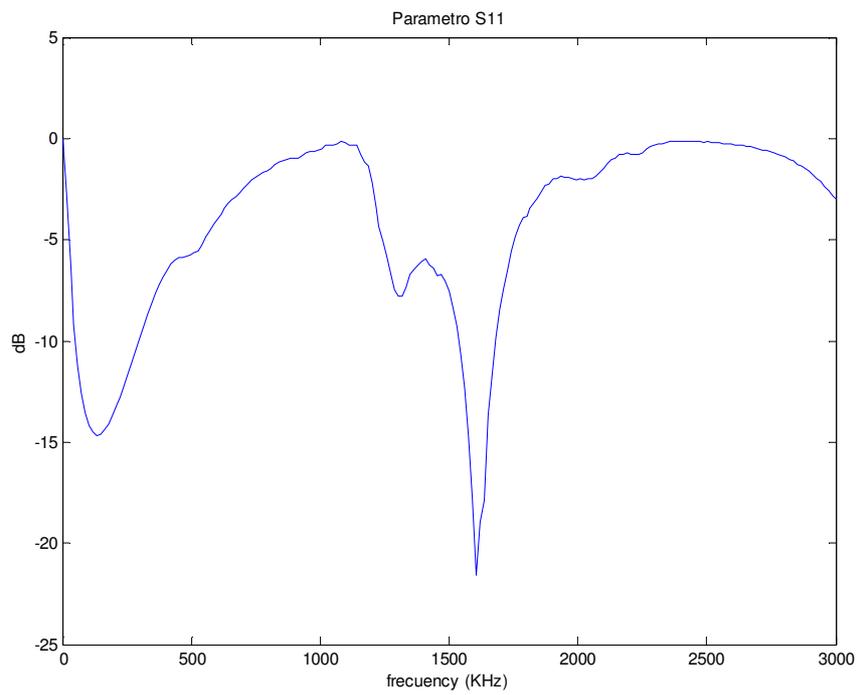
Se llevaron a cabo las siguientes medidas:

- Parámetros S para la banda de frecuencias de 1400 a 1441 MHz.
- Parámetros S para la banda de frecuencias de 0.3 a 3 GHz.
- Parámetros S para diferentes polarizaciones en la banda de frecuencias de 0.3 a 3 GHz.

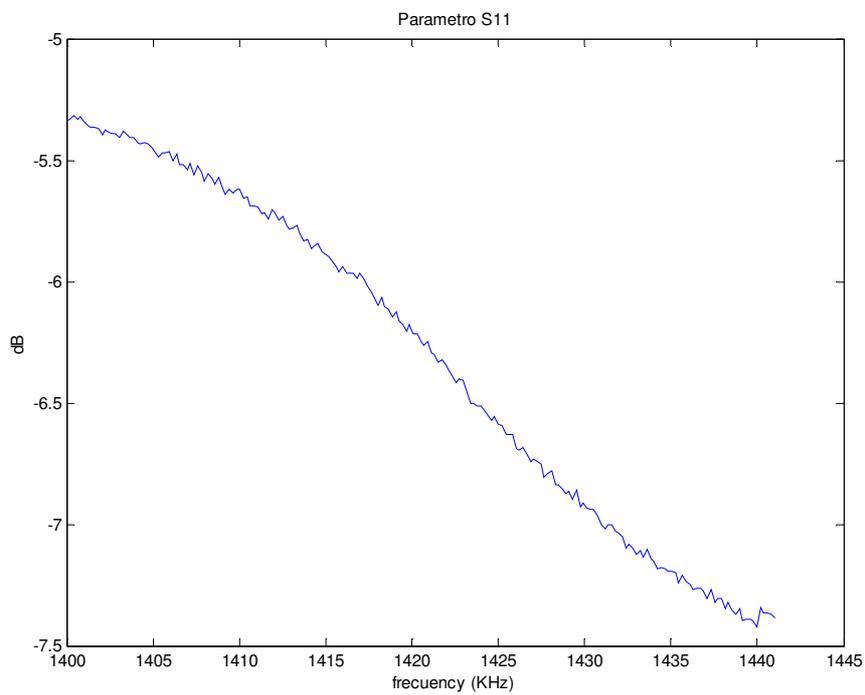
Para la frecuencia central de 1420,4 MHz y polarizando el circuito con una  $V_{dd}=2.61$  V la matriz de dispersión obtenida con el analizador de redes quedaría:

$$\begin{aligned} |S_{11}| &= -6dB & |S_{12}| &= -39.5dB \\ |S_{21}| &= 12dB & |S_{22}| &= -6dB \end{aligned}$$

### 3.2.10.2.1 Adaptación a la entrada $|S_{11}|$

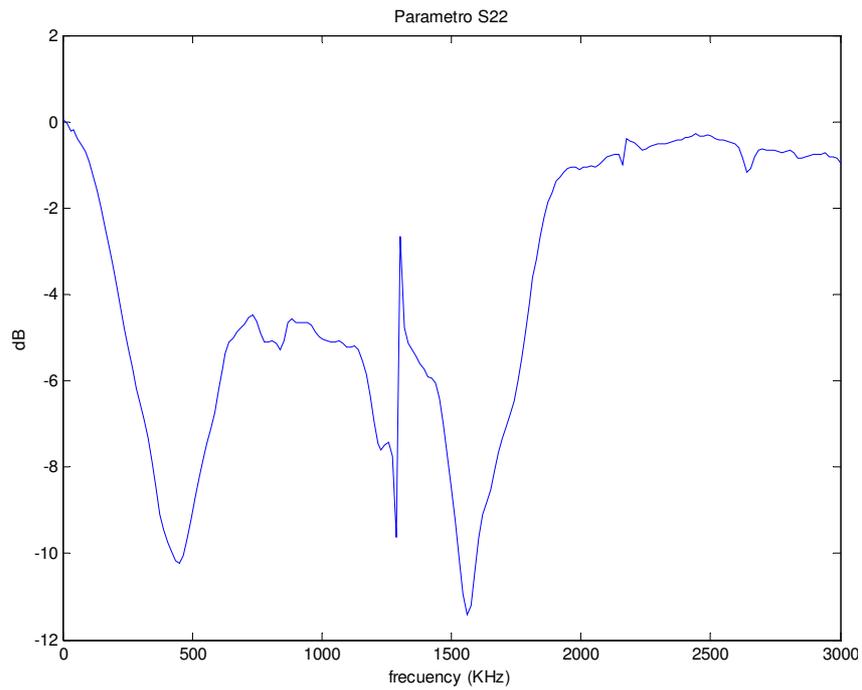


**Figura 3.2-57 Mediciones del parámetro  $S_{11}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.**

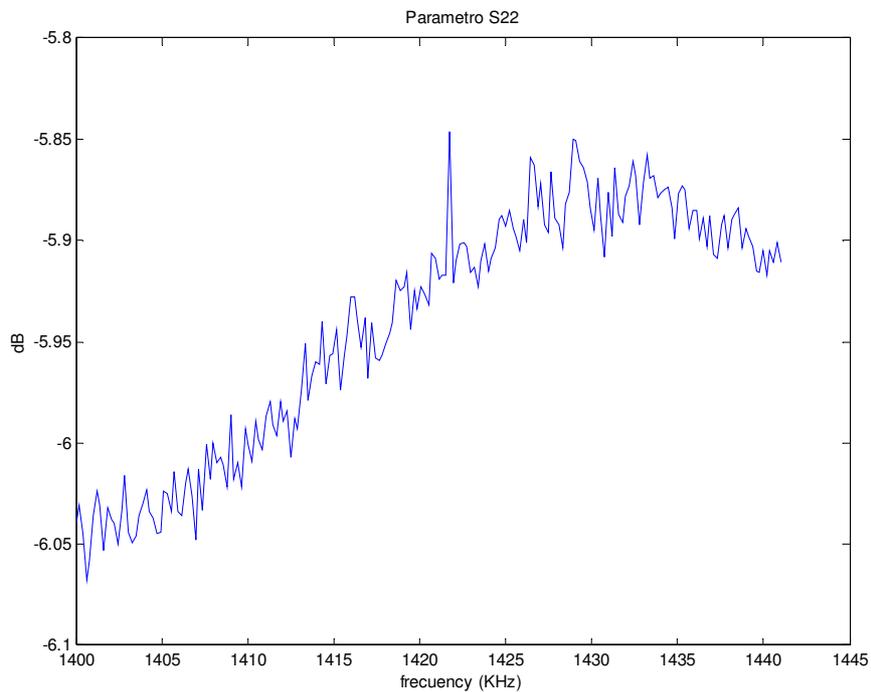


**Figura 3.2-58 Mediciones del parámetro  $S_{11}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.**

### 3.2.10.2.2 Adaptación a la salida $|S_{22}|$

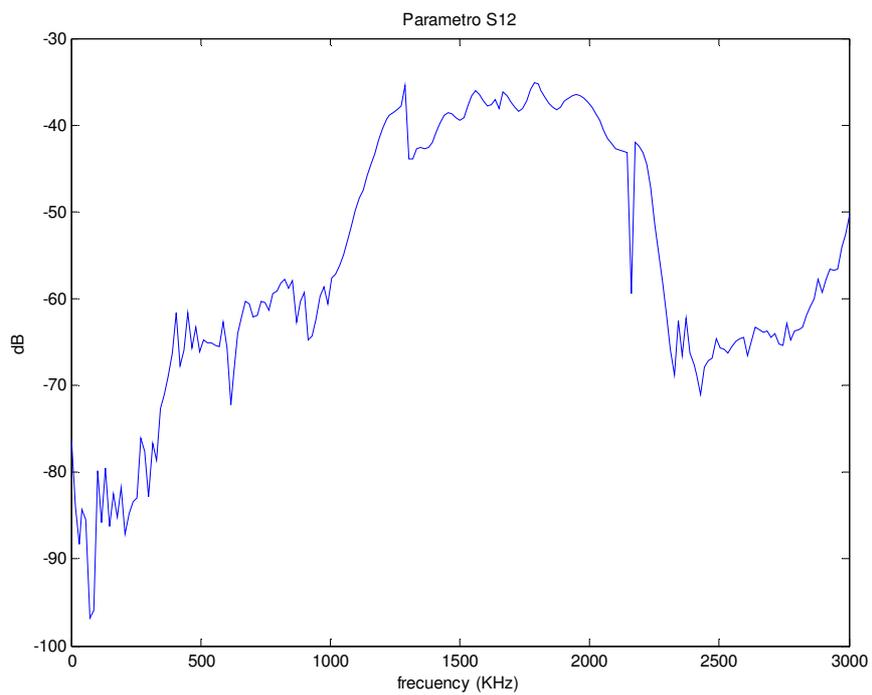


*Figura 3.2-59 Mediciones del parámetro  $S_{22}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.*

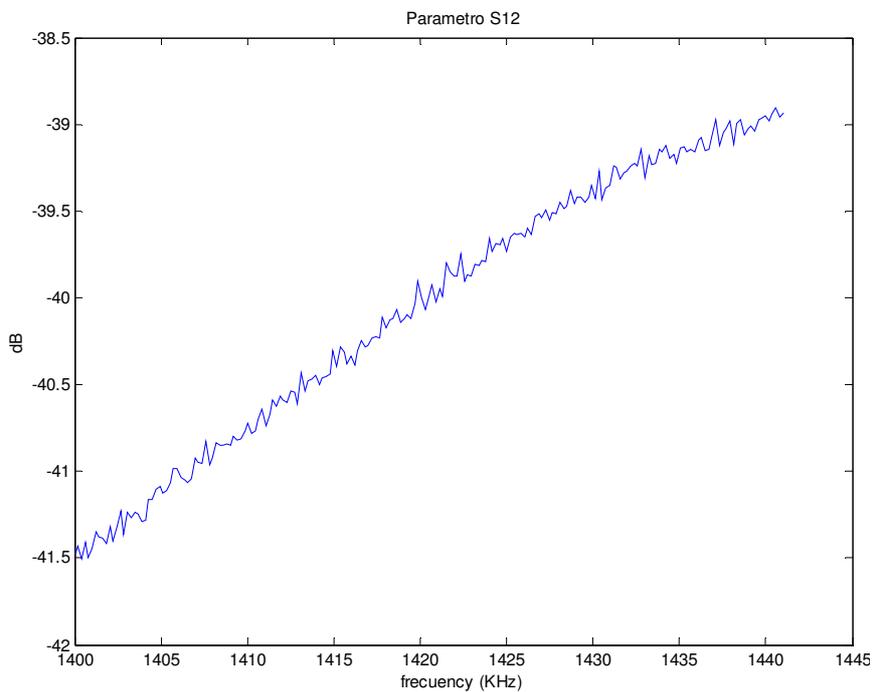


*Figura 3.2-60 Mediciones del parámetro  $S_{22}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.*

### 3.2.10.2.3 Parámetro $|S_{12}|$

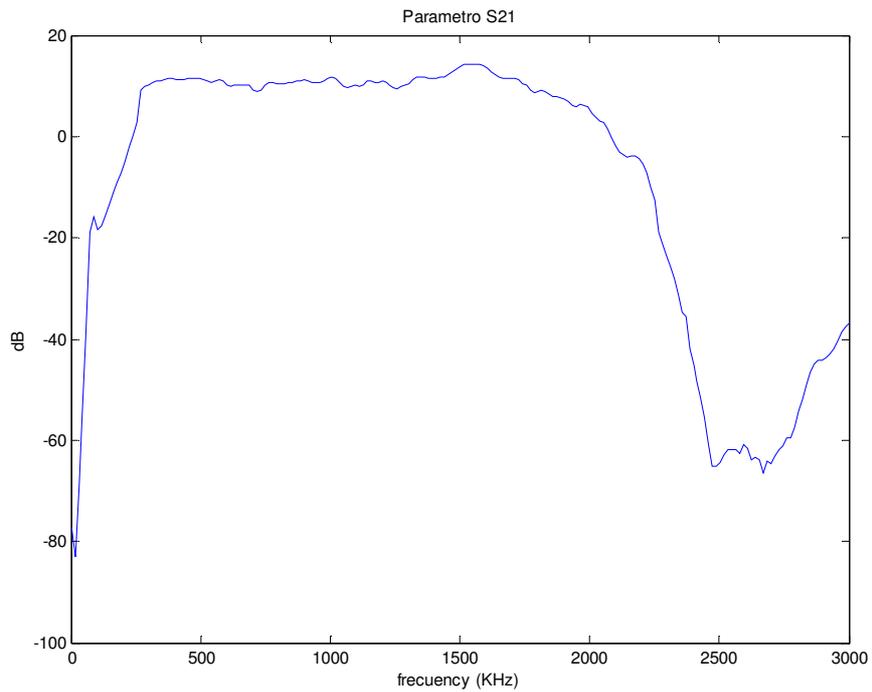


*Figura 3.2-61 Mediciones del parámetro  $S_{12}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.*

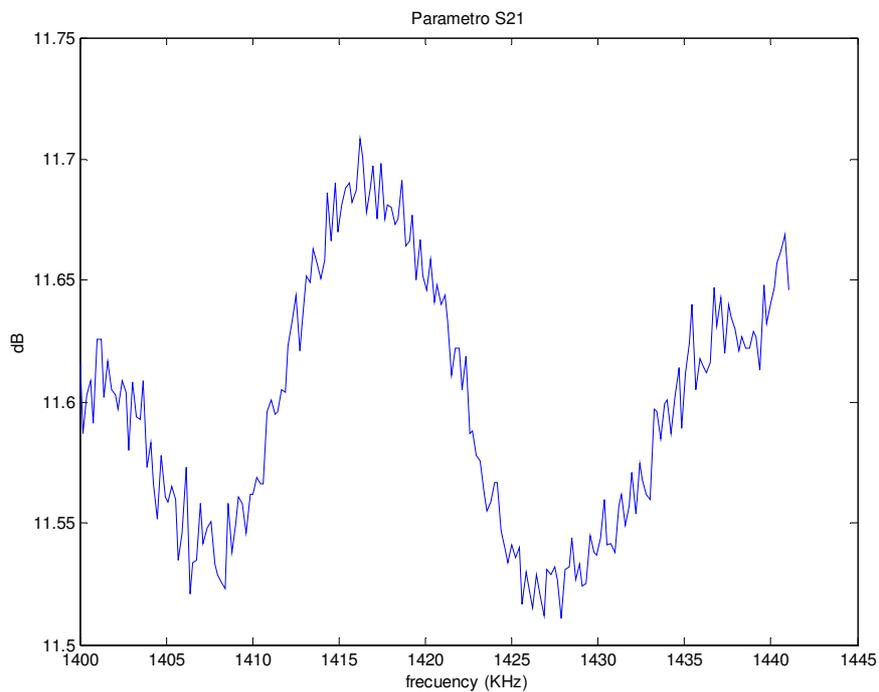


*Figura 3.2-62 Mediciones del parámetro  $S_{12}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.*

### 3.2.10.2.4 Parámetro $|S_{21}|$ (Ganancia del amplificador)



*Figura 3.2-63 Mediciones del parámetro  $S_{21}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 0.3 a 3 GHz.*



*Figura 3.2-64 Mediciones del parámetro  $S_{21}$  para el amplificador de una etapa. Frecuencia de 1.4 a 1.441 GHz.*

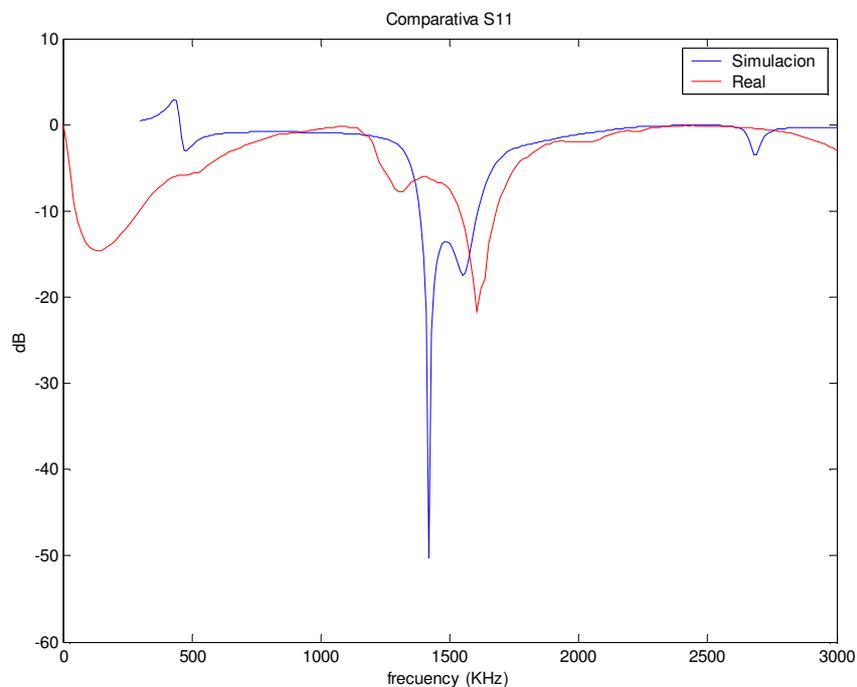
### 3.2.10.3 Comparativa

En la Tabla 3.1-14 se pueden apreciar claramente las diferencias existentes entre los parámetros S del circuito obtenidos tras las simulaciones y los obtenidos tras las mediciones.

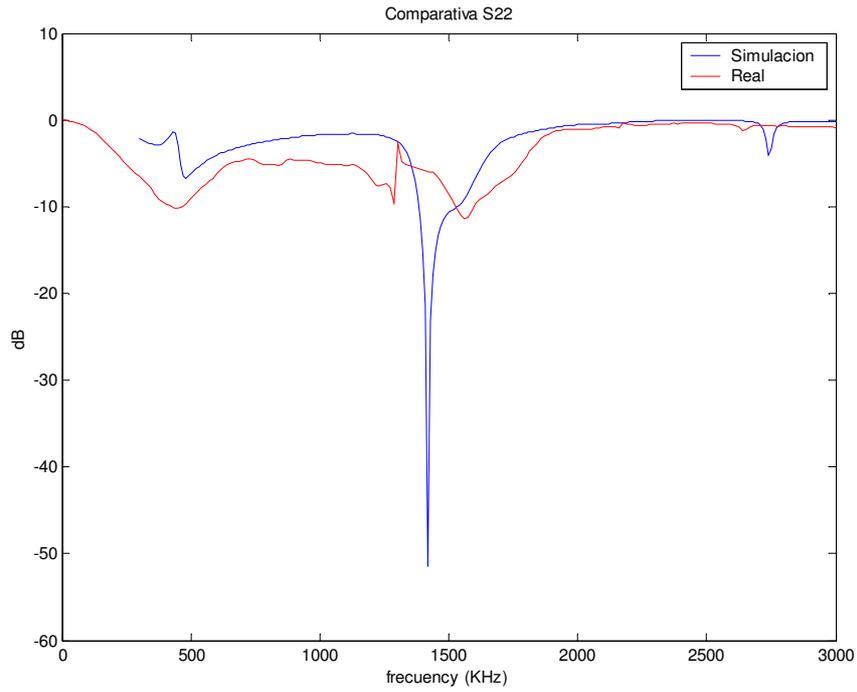
Parámetro	Simulación (dB)	Real (dB)
$ S_{11} $	-65.86	-6
$ S_{12} $	-40.11	-39.5
$ S_{21} $	31.567	12
$ S_{22} $	-59.76	-6

*Tabla 3.2-22 Comparativa de parámetros S en simulación frente a medidas reales para la frecuencia central de 1420.4 MHz.*

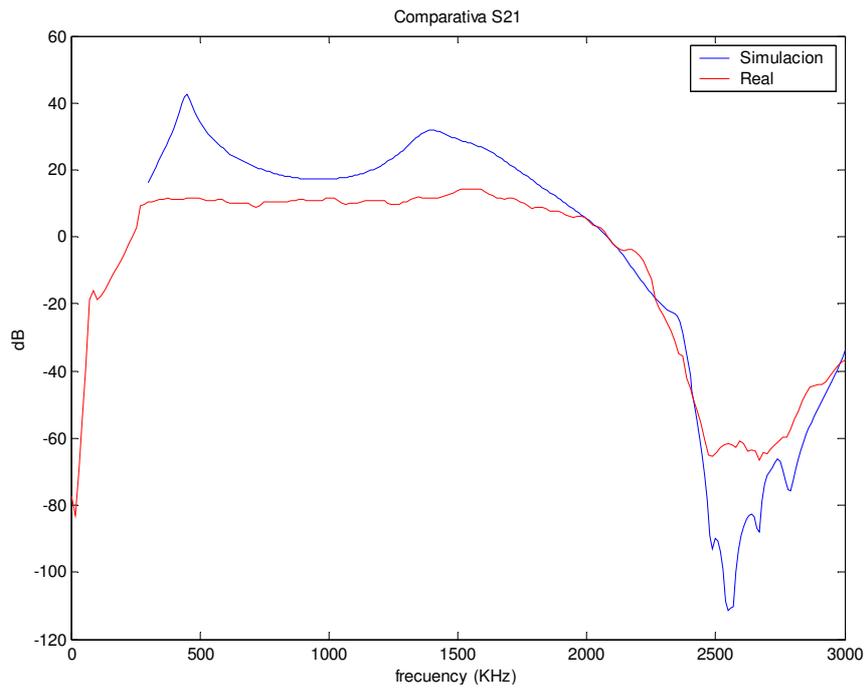
Gráficamente, y para un espectro más amplio, lo anterior quedaría reflejado en las siguientes figuras:



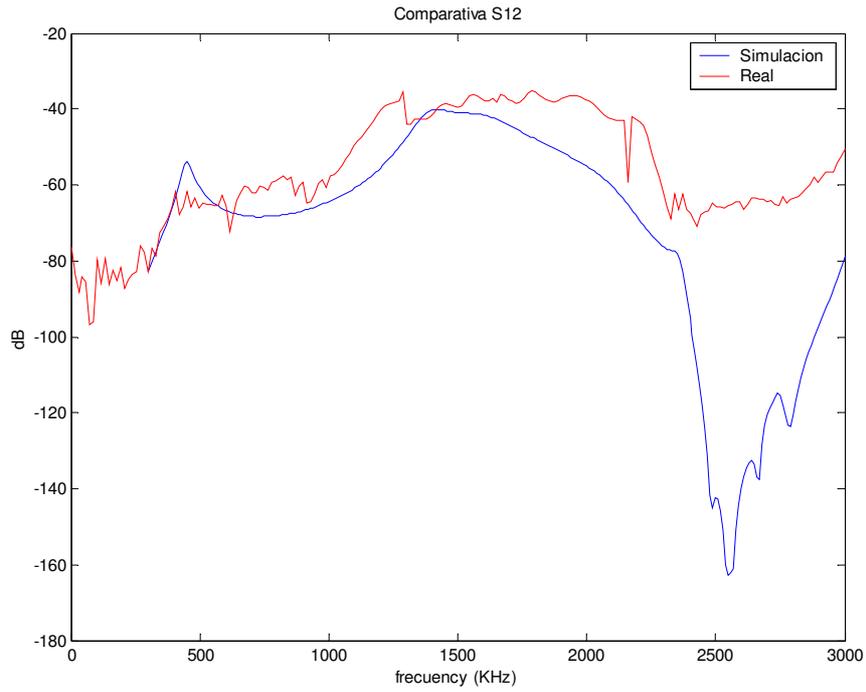
*Figura 3.2-65 Comparativa parámetro  $S_{11}$  simulado y real (banda ancha)*



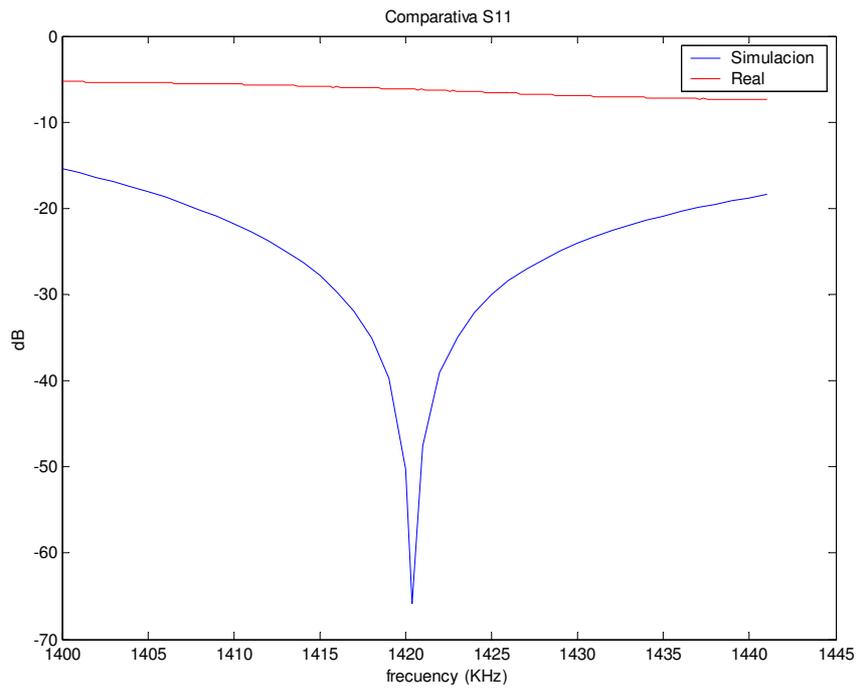
**Figura 3.2-66 Comparativa parámetro  $S_{22}$  simulado y real (banda ancha)**



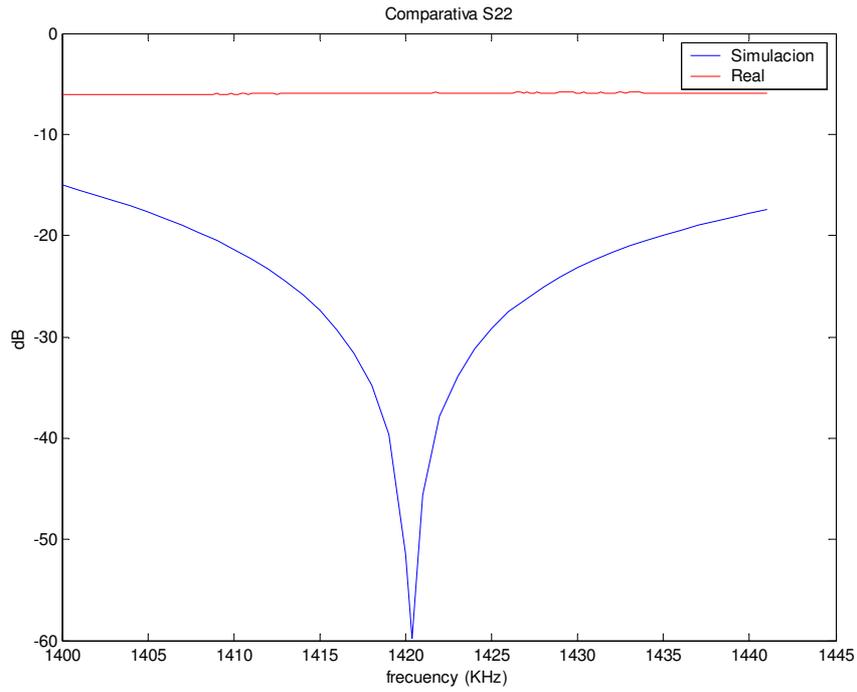
**Figura 3.2-67 Comparativa parámetro  $S_{21}$  simulado y real (banda ancha)**



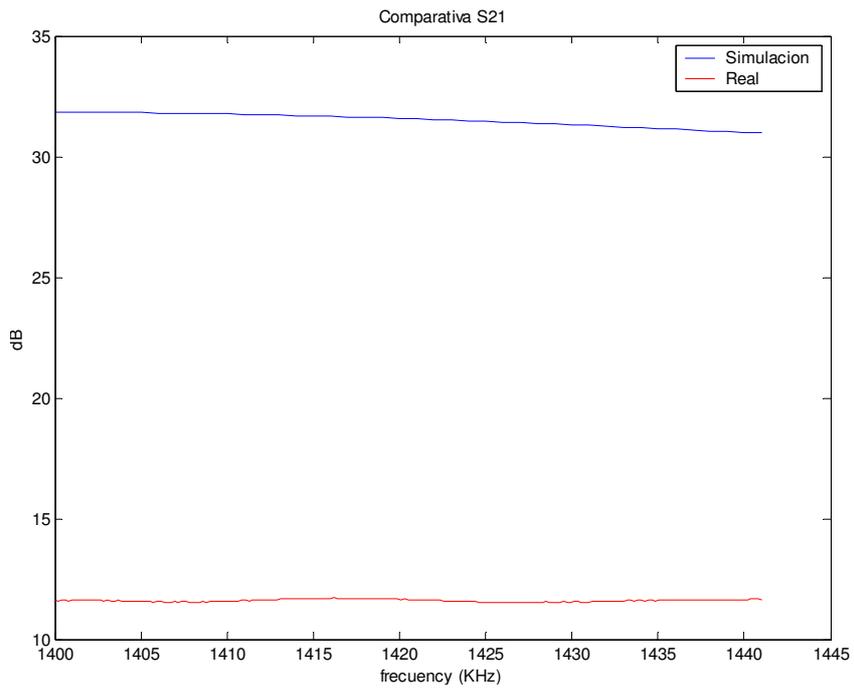
**Figura 3.2-68 Comparativa parámetro  $S_{12}$  simulado y real (banda ancha)**



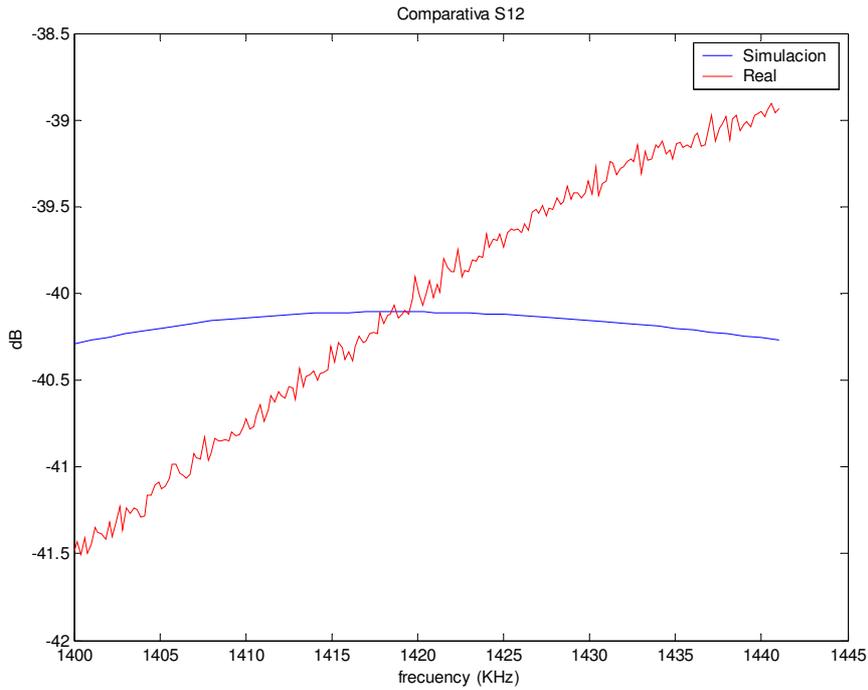
**Figura 3.2-69 Comparativa parámetro  $S_{11}$  simulado y real (banda estrecha)**



**Figura 3.2-70 Comparativa parámetro  $S_{22}$  simulado y real (banda estrecha)**



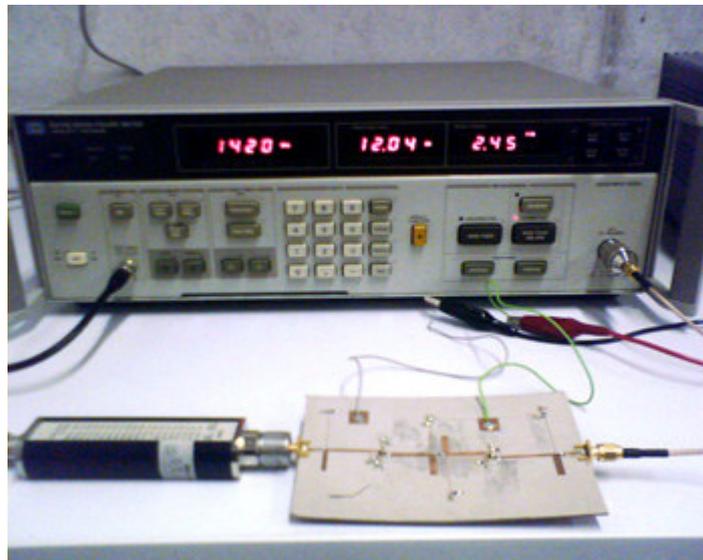
**Figura 3.2-71 Comparativa parámetro  $S_{21}$  simulado y real (banda estrecha)**



**Figura 3.2-72 Comparativa parámetro  $S_{12}$  simulado y real (banda estrecha)**

### 3.2.11 Medida del factor de ruido del amplificador

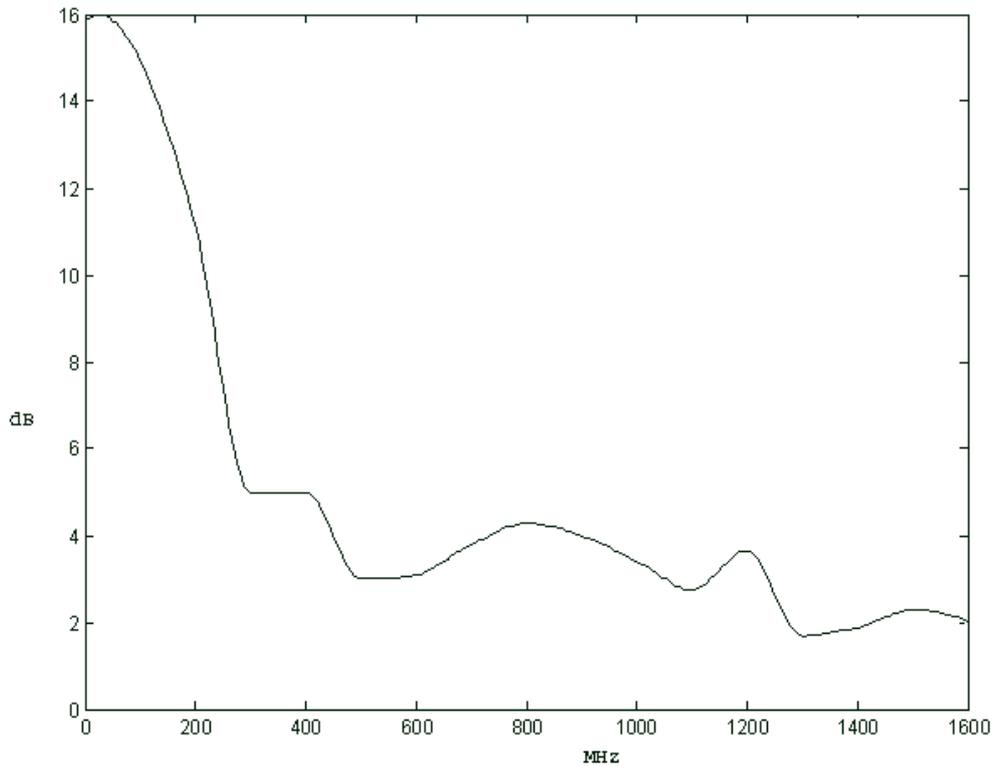
Para realizar las medidas de ruido se empleó el medidor de ruido HP8970B y la fuente de ruido HP346B. Los pasos seguidos para llevar a cabo la medida se resumen a continuación:



1. Una vez encendido el “Medidor de Figura de Ruido” se pulsa el botón “Preset”. Esto establece las condiciones iniciales y pone el modo de medida 1.0 que es el modo de medida más sencillo, que permite realizar medidas hasta 1600 MHz y no necesita del uso de elementos adicionales a los comentados.
2. Especificamos la frecuencia de calibración y medidas. Para esto hay dos posibilidades:

- Frecuencia Fija. Pulsamos el botón “Frequency” especificamos el valor de la frecuencia con el teclado numérico y pulsamos “Enter”.
  - Rango de Frecuencias: Elegimos la frecuencia inicial y la final pulsando los botones “Start Frequency” y “Stop Frequency” y la resolución con el botón “Step Size”.
  - Especificamos la tabla ENR de la fuente de ruido. Para esto pulsamos “Recall” y “ENR” seguido del número de la tabla. El instrumento permite almacenar hasta 4 tablas ENR diferentes. Para cargar una tabla debemos de haberla cargado previamente. El modo de añadir una nueva tabla es el siguiente:
  - Para ver la tabla cargada actualmente "0" se pulsa “ENR”.
  - Nos movemos por las diferentes entradas de la tabla con las flechas. Para borrar una entrada pulsamos "DECREASE" para añadir "INCREASE"
  - Para editar una entrada de la tabla. Una vez que la tenemos en pantalla veremos que la frecuencia parpadea (MHz), eso quiere decir que podemos cambiar la frecuencia de esa entrada. Introducimos la frecuencia, pulsamos “ENTER” y ahora parpadearán los "dB" los introducimos y pulsamos “ENTER”. Esto introducirá una nueva entrada en la tabla.
  - Guardar la tabla. Una vez que acabamos de rellenar la tabla con los valores que aparecen en la fuente de ruido pulsamos sobre “STORE”+”ENR”+”n° de memoria en la que vamos a almacenar los datos (1-4)”.
  - Para cargar una tabla guardada en memoria pulsamos sobre “RECALL”+”ENR”+”n° memoria (1-4)”.
  - Para asociar un identificador a una tabla guardada (por ejemplo el final del número de serie de la fuente de ruido de la que se obtienen los datos) pulsamos: “RECALL”+”ENR”+”n° de tabla”+”5.5”+”SPECIAL FUNCTION”+”número de identificación que deseamos introducir”+”ENTER”.
3. Para calibrar conectamos la salida para la fuente de ruido del “Medidor de Ruido” a la fuente de ruido con un cable BNC a BNC. Y la salida de la fuente de ruido a la entrada del “Medidor de Ruido” mediante un cable SMA a SMA. Es importante hacer la calibración con todos los elementos adicionales que se empleen para el conexionado, para que en las medidas posteriores solo se cuente el efecto del DUT (Device Under Test). Una vez que está todo conectado se pulsa dos veces en el botón “CALIBRATE” (Estará encendido el led “UNCORRECTED”).
  4. Para llevar a cabo las medidas se deja todo como estaba pero se conecta ahora el DUT a la salida de la fuente de ruido y la salida del DUT al “Medidor de Ruido”. Pulsamos sobre el botón “NOISE FIGURE AND GAIN” (led “CORRECTED”).

Después de realizar las medidas se obtuvo una figura de ruido de **2,4 dB** frente a los **0.57 dB** predichos por la simulación para la frecuencia de 1420.4 MHz. En la siguiente gráfica se puede ver la variación de la figura de ruido en frecuencia:



*Figura 3.2-73 Figura de ruido para el amplificador de dos etapas.*

### 3.2.12 Conclusiones Amplificador de dos Etapas

Una vez concluido todo el proceso de diseño, simulación, fabricación y medida del amplificador de microondas de bajo ruido a la frecuencia de 1420.4 MHz podemos hacer un pequeño resumen a modo de recordatorio de todos los pasos realizados y sacar las conclusiones de los resultados obtenidos.

El proceso de diseño es similar al llevado a cabo para el amplificador de una única etapa. En este caso se diseñaron dos etapas, la primera de ellas buscando el mínimo factor de ruido posible y la segunda la máxima ganancia basándonos en la fórmula de Friis. La mayor diferencia con respecto al amplificador de una sola etapa era que ahora hacía falta una red de adaptación entre ambas etapas entre si. Para el diseño de esta red de adaptación buscamos un método sencillo que se basaba en adaptar ambos transistores a una impedancia intermedia real de 50 Ohm. Finalmente con este amplificador de dos etapas se alcanzaba en la simulación una ganancia final de más de 30 dB.

Si comparamos los valores obtenidos en la simulación para el amplificador de una etapa a la frecuencia central de 1420,4 MHz:

$$|S| = \begin{vmatrix} -65.86 & -40.11 \\ 31.567 & -59.76 \end{vmatrix} dB \text{ y } F_n = 0,57 \text{ dB}$$

con los valores medidos una vez fabricado el circuito a la misma frecuencia:

$$\begin{vmatrix} |S_{11}| = -21.827dB & |S_{12}| = -12.4dB \\ |S_{21}| = 8.173dB & |S_{22}| = -9.54dB \end{vmatrix} \text{ y } F_n = 2,4 \text{ dB}$$

Se puede observar como en el caso del amplificador de una etapa que el parámetro  $S_{22}$  o adaptación a la salida es el que difiere en mayor medida de los valores predichos en la simulación y posiblemente a causa de esto la ganancia también haya empeorado.

En las comparativas entre las simulaciones y las mediciones reales para la banda de frecuencias de 0.3 a 3 MHz se aprecia que los resultados son similares aunque un poco desplazados en frecuencia exceptuando el parámetro  $S_{22}$ . Se puede apreciar mejor ese desplazamiento en frecuencia en la comparativa en banda estrecha donde las diferencias se hacen más notables.

Tras las medidas de ruido con el Medidor de Figura de Ruido HP 8970B se obtuvo una figura de ruido de 2,4 dB a la frecuencia de 1420.4 MHz, valor bastante superior al esperado ya que en la simulación obteníamos 0,4676 dB de figura de ruido. En las conclusiones del proyecto se propondrán algunas técnicas para minimizar esa figura de ruido de modo que se adapte más a las especificaciones del diseño.



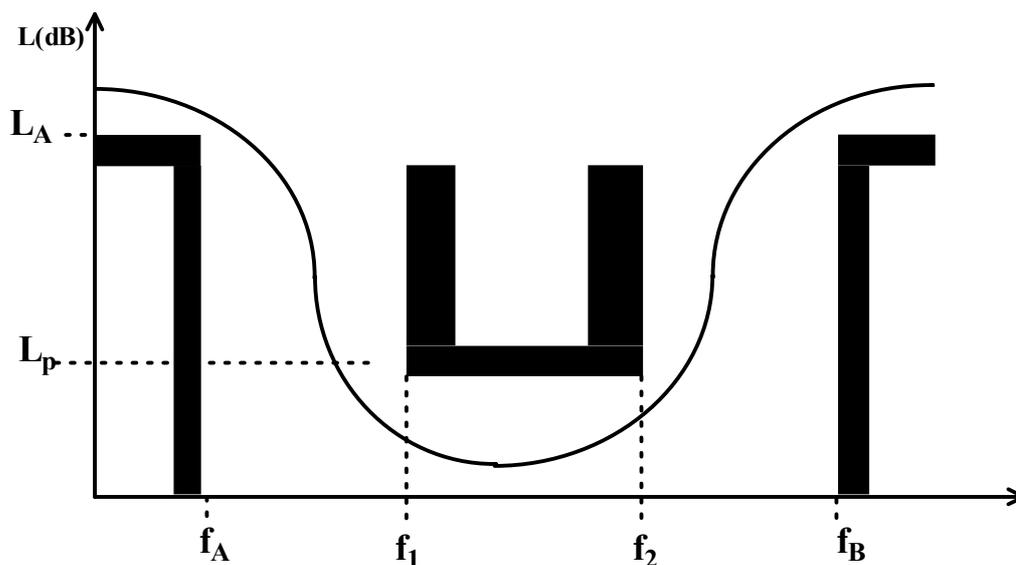
## 3.3 Diseño de un filtro de microondas

### 3.3.1 Introducción:

Procedimiento de diseño del Filtro Paso Banda:

Se pretende diseñar un filtro tipo Chebyshev con un rizado de 0.5 dB en la banda de paso. Las especificaciones de filtro que se quiere construir son las siguientes:

- Banda de paso:
  - $f_1=1405$  MHz,  $f_2=1436$  MHz
  - $f_a=1400$  MHz  $f_b=1441$  MHz
- Rizado en la banda de paso:  $L_p=0.5$  dB máximo
- Atenuación en la banda atenuada:  $L_a>20$  dB
- Orden del filtro:  $n\leq 6$
- Bandas de transición: 5 MHz



El procedimiento general de diseño del filtro paso banda será:

1. Obtener el filtro paso bajo equivalente a partir de las especificaciones dadas
2. Obtener el orden del filtro y los coeficientes. Obtener las constantes de inversión  $J_{ij}$
3. Deshacer la transformación inicial. Desnormalizar en frecuencia.

4. Obtener las impedancias par e impar de cada línea acoplada y a partir de ellas la impedancia característica
5. Obtener los parámetros físicos de cada línea: ancho, longitud y separación entre líneas
6. Simular el comportamiento del filtro
7. Optimizar el diseño para lograr los objetivos deseados.
8. Layout

### 3.3.2 Paso1: Obtención del filtro paso bajo equivalente

A partir de las especificaciones del filtro se puede obtener el filtro paso bajo normalizado frecuencia  $f_0$  y en impedancia  $Z_0$  equivalente mediante las siguientes transformaciones:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = 1420.4 \text{ MHz}$$

$$\Delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = 2,18\%$$

$$f'_a = \frac{1}{\Delta} \left( \frac{f_a}{f_0} - \frac{f_0}{f_a} \right) = -1,3207$$

$$f'_b = \frac{1}{\Delta} \left( \frac{f_b}{f_0} - \frac{f_0}{f_b} \right) = -1,3186$$

En la Figura 3.3-1 se puede ver las especificaciones del filtro antes de la transformación y en la Figura 3.3-2 se puede observar las especificaciones del filtro prototipo paso bajo obtenido:

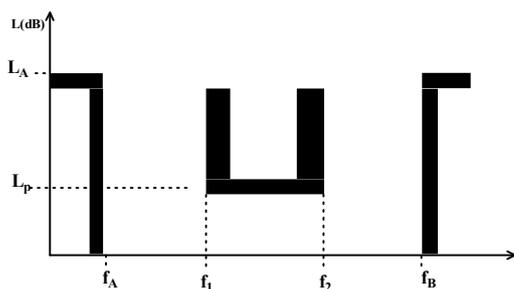


Figura 3.3-1 Máscara de atenuación filtro paso banda

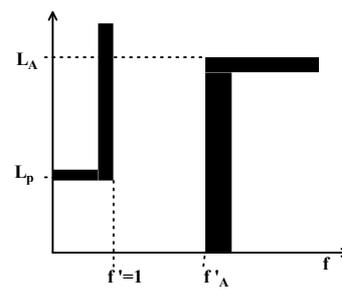


Figura 3.3-2 Máscara de atenuación filtro prototipo paso bajo

### 3.3.3 Paso 2: Obtenemos el orden del filtro y los coeficientes

Una vez que tenemos el filtro normalizado en frecuencia  $f_0$  y en impedancia  $Z_0$  se tienen las siguientes restricciones de diseño:

$$\begin{cases} L_R = 0,5dB & f'_1 = 1 \\ L_A > 25dB & f'_A \end{cases}$$

Ahora necesitamos obtener el orden del filtro y si recordamos en las especificaciones se ha decidido que el orden del filtro sea menor de seis. Ya que tenemos un filtro con rizado de 0,5 dB en la banda de paso del tipo Chebyshev, buscaremos en las gráficas de Chebyshev el orden del filtro que nos permitan satisfacer las restricciones impuestas dados los valores del eje de abscisas siguientes:

$$\left| \frac{f'}{f'_1} \right| - 1 = \begin{cases} f' = f'_a \rightarrow 0,3207 \\ f' = f'_b \rightarrow 0,3186 \end{cases}$$

Nota: Cogemos el menor de los dos valores obtenidos ya que es el más restrictivo, es decir, si para un valor de 0,3186 conseguimos una atenuación de 20 dB si el orden del filtro es 5 para ese mismo orden de filtro la atenuación conseguida será mayor.

Si miramos la gráfica, se puede comprobar que para el orden n=6 se tiene una atenuación de aproximadamente 25 dB, esto es,  $L_A \approx 25dB$  mientras que para n=5 estaríamos por debajo de las especificaciones. Por lo tanto tomamos n=6 como orden del filtro con lo que tenemos un margen razonable de atenuación en  $f'_a$  y  $f'_b$  para absorber errores que se puedan producir en la fabricación.

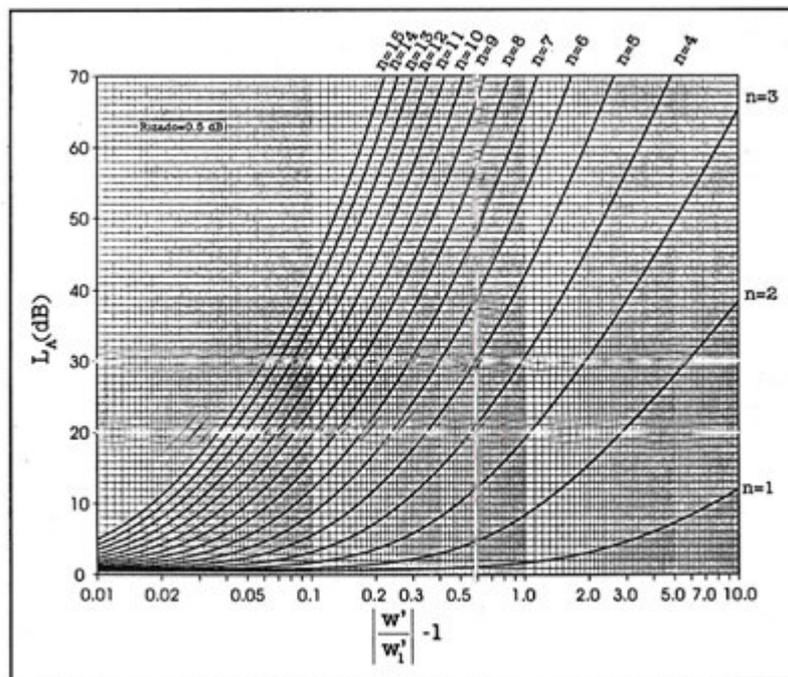


Figura 3.3-3 Tabla de Chebyshev para un rizado de 0.5 dB

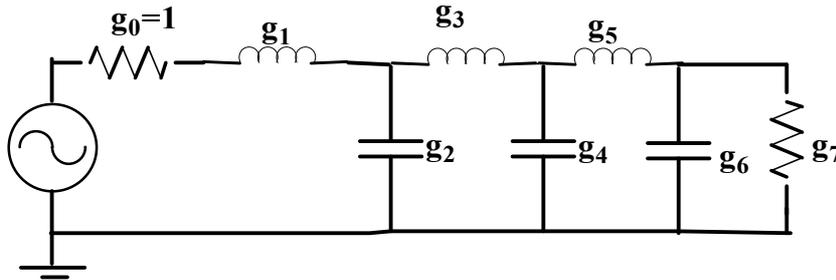
Una vez obtenido el orden del filtro buscamos en las tablas de Chebyshev para un rizado de 0,5 dB en la banda de paso y un filtro de orden n=6 los coeficientes de los elementos que componen el filtro normalizado. Al ser un filtro de orden 6 tendremos 6+1 componentes (6 bobinas y condensadores y una resistencia) o lo que es lo mismo 6+1 coeficientes:

$$g'_1 = 1.7254 \quad g'_2 = 1.2479 \quad g'_3 = 2.6064 \quad g'_4 = 1.3137$$

$$g'_5 = 2.4758 \quad g'_6 = 0.8696 \quad g'_7 = 1.9841$$

Con estos coeficientes obtenemos el filtro paso bajo prototipo con componentes. Hay dos formas de diseño:

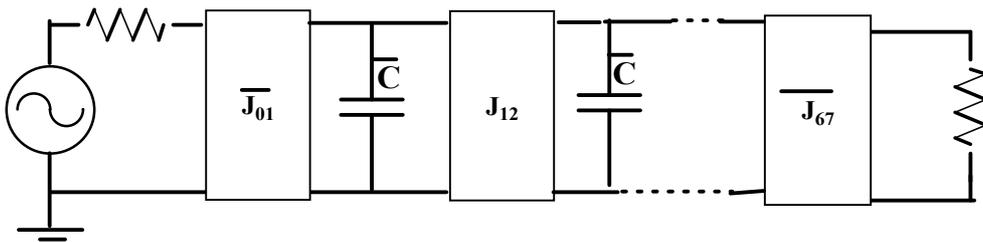
- Empezando con condensador en paralelo
- Empezando con bobinas en serie.



**Figura 3.3-4 Filtro prototipo paso bajo**

Hay que tener en cuenta que esos coeficientes  $g_i$  son los valores de los componentes del filtro paso bajo normalizados en frecuencia  $f_0$  y en impedancia  $Z_0$ . Hemos comentado que hay dos formas de empezar el circuito, nosotros comenzaremos con bobinas en serie como aparece en la Figura 3.3-4.

Como veíamos en el apartado 2.4.1.3.1 de teoría, en el caso de que deseemos implementar el filtro paso banda con elementos concentrados (bobinas y condensadores), solamente tendríamos que desnormalizar ahora el filtro en frecuencia y en impedancia para obtener el filtro final pero como vamos a implementarlo con líneas de transmisión, lo que haremos será convertir el prototipo paso bajo formado por bobinas y condensadores en un circuito equivalente formado por condensadores paralelo con inversores de admitancia (empezamos por bobina serie en el paso anterior).



**Figura 3.3-5 Filtro prototipo paso bajo con inversores de admitancia y condensadores en paralelo.**

Podemos obtener las constantes de inversión empleando las siguientes fórmulas:

$$\overline{J}_{01} = \sqrt{\frac{\overline{C}}{g_1}}; \overline{J}_{i,i+1} = \frac{\overline{C}}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}; \overline{J}_{N,N+1} = \sqrt{\frac{\overline{C}}{g_N g_{N+1}}}$$

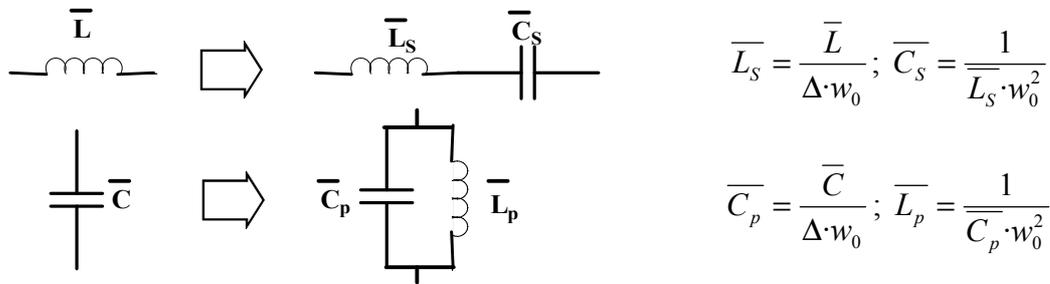
Sabiendo que  $\overline{C} = \frac{\Delta \Pi}{2}$

$$\overline{J}_{01} = \sqrt{\frac{\Delta\Pi}{2g_1}}; \overline{J}_{i,i+1} = \frac{\Delta\Pi}{2\sqrt{g_i g_{i+1}}}; \overline{J}_{N,N+1} = \sqrt{\frac{\Delta\Pi}{2g_N g_{N+1}}}$$

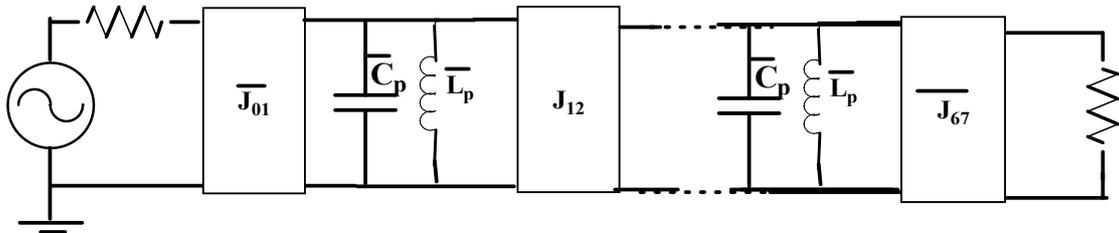
$$\begin{array}{llll} \overline{J}_{01} = 0.1909 & \overline{J}_{12} = 0,0233 & \overline{J}_{23} = 0,0190 & \overline{J}_{34} = 0,0185 \\ \overline{J}_{45} = 0,0190 & \overline{J}_{56} = 0,0233 & \overline{J}_{67} = 0,1490 & \end{array}$$

### 3.3.4 Paso 3: Deshacemos la transformación. Desnormalización en Frecuencia

El siguiente paso consiste en desnormalizar en frecuencia (no en impedancia) y pasar del filtro prototipo paso bajo a un filtro paso banda normalizado en impedancia. Para ello se emplean las siguientes equivalencias:



Haciendo esto obtenemos el siguiente circuito equivalente:



Tenemos ahora 3 posibilidades a la hora de construir un filtro de microondas con líneas de transmisión:

- Utilizar líneas de transmisión de  $\lambda/2$  como resonadores más líneas de transmisión con bobinas en paralelo como inversor (Figura 3.3-6).
- Usar líneas de transmisión de  $\lambda/2$  como resonadores más líneas de transmisión con condensadores en serie como circuito inversor (Figura 3.3-7).
- Emplear líneas acopladas de  $\lambda/4$  en circuito abierto como inversor y la suma de ambas líneas (forman  $\lambda/2$ ) como resonador (Figura 3.3-8).

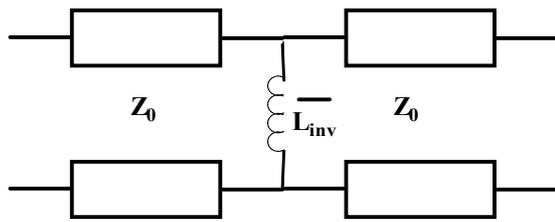


Figura 3.3-6 Inversor con líneas de transmisión más bobina en paralelo

$$|\overline{B}| = \frac{1}{w \cdot L_{inv}} = \frac{1 - \overline{k}^2}{k};$$

$$\beta \cdot l = \frac{-1}{2} \arctan g \left( \frac{2}{|\overline{B}|} \right)$$

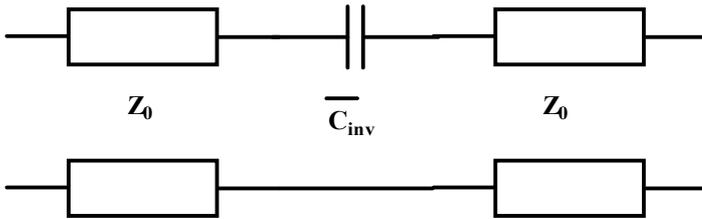


Figura 3.3-7 Inversor con líneas de transmisión más condensador

$$|\overline{X}| = \frac{1}{w \cdot C_{inv}} = \frac{1 - \overline{J}^2}{\overline{J}};$$

$$\beta \cdot l = \frac{-1}{2} \arctan g \left( \frac{2}{|\overline{X}|} \right)$$



Figura 3.3-8 Inversor con líneas acopladas de  $\lambda/4$

$$\overline{Z}_0^e = \sqrt{1 + \overline{J}^2} + \overline{J}$$

$$\overline{Z}_0^o = \sqrt{1 + \overline{J}^2} - \overline{J}$$

### 3.3.5 Paso 4: Obtener las impedancias par e impar de cada línea acoplada y a partir de ellas la impedancia característica

Se van a emplear líneas acopladas para el diseño ya que se consigue reducir considerablemente el tamaño del diseño final. Por lo tanto se deben calcular los valores de las impedancias par e impar de las líneas acopladas empleando las fórmulas:

$$\overline{Z}_0^e = \sqrt{1 + \overline{J}^2} + \overline{J}$$

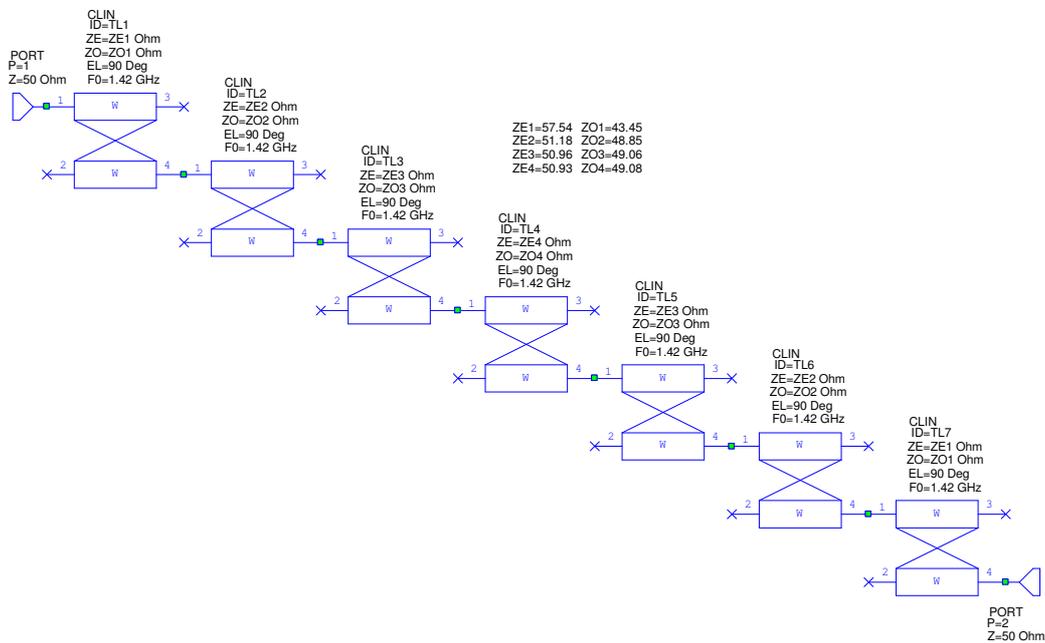
$$\overline{Z}_0^o = \sqrt{1 + \overline{J}^2} - \overline{J}$$

$$\begin{aligned} \bar{Z}_{01}^e &= 1.1508 & \bar{Z}_{01}^o &= 0.8690 \\ \bar{Z}_{02}^e &= 1.0236 & \bar{Z}_{02}^o &= 0.977 \\ \bar{Z}_{03}^e &= 1.0192 & \bar{Z}_{03}^o &= 0.9812 \\ \bar{Z}_{04}^e &= 1.0187 & \bar{Z}_{04}^o &= 0.9817 \\ \bar{Z}_{05}^e &= 1.0192 & \bar{Z}_{05}^o &= 0.9812 \\ \bar{Z}_{06}^e &= 1.0236 & \bar{Z}_{06}^o &= 0.977 \\ \bar{Z}_{07}^e &= 1.1508 & \bar{Z}_{07}^o &= 0.8690 \end{aligned}$$

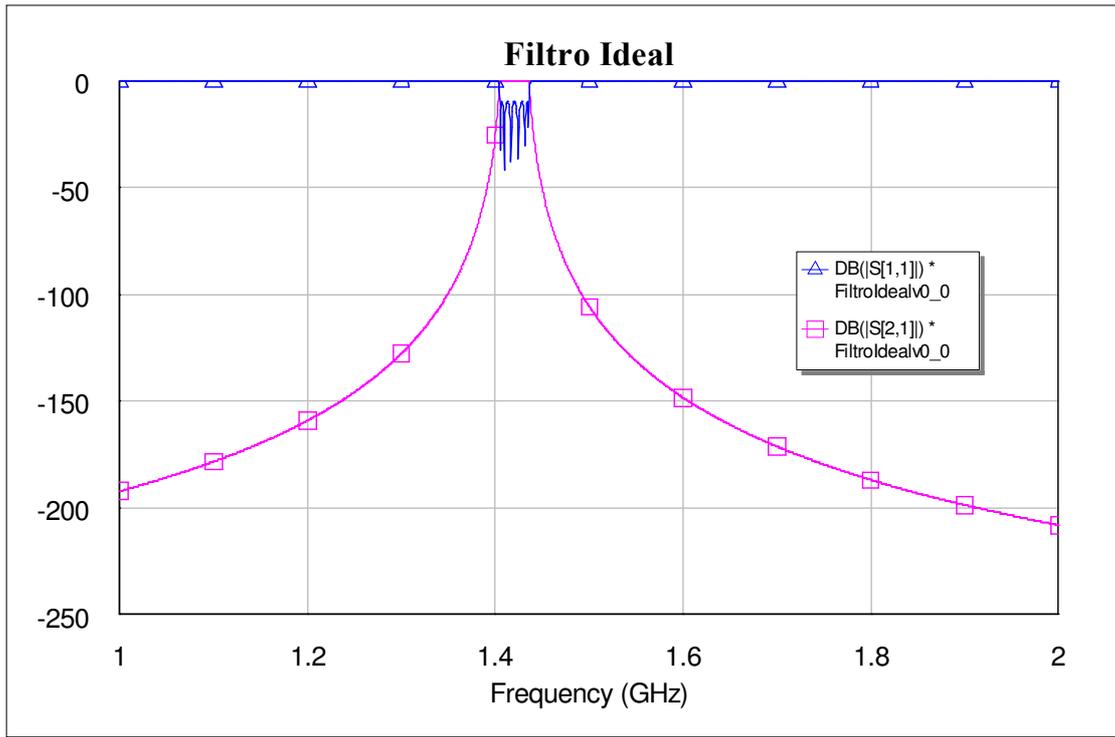
desnormalizamos en impedancia:

$$\begin{aligned} Z_{01}^e &= 57.5389 & Z_{01}^o &= 43.4489 \\ Z_{02}^e &= 51.1786 & Z_{02}^o &= 48.8486 \\ Z_{03}^e &= 50.9590 & Z_{03}^o &= 49.0590 \\ Z_{04}^e &= 50.9336 & Z_{04}^o &= 49.0836 \\ Z_{05}^e &= 50.9590 & Z_{05}^o &= 49.0590 \\ Z_{06}^e &= 51.1786 & Z_{06}^o &= 48.8486 \\ Z_{07}^e &= 57.5389 & Z_{07}^o &= 43.4489 \end{aligned}$$

Una vez obtenidos parámetros eléctricos de las líneas podemos implementarlo en *Microwave Office* empleando líneas ideales y realizar una simulación para ver si nos dan los resultados esperados con el modelo teórico:



**Figura 3.3-9 Filtro paso banda con líneas acopladas ideales.**



*Figura 3.3-10 Simulación filtro paso banda con líneas acopladas ideales*

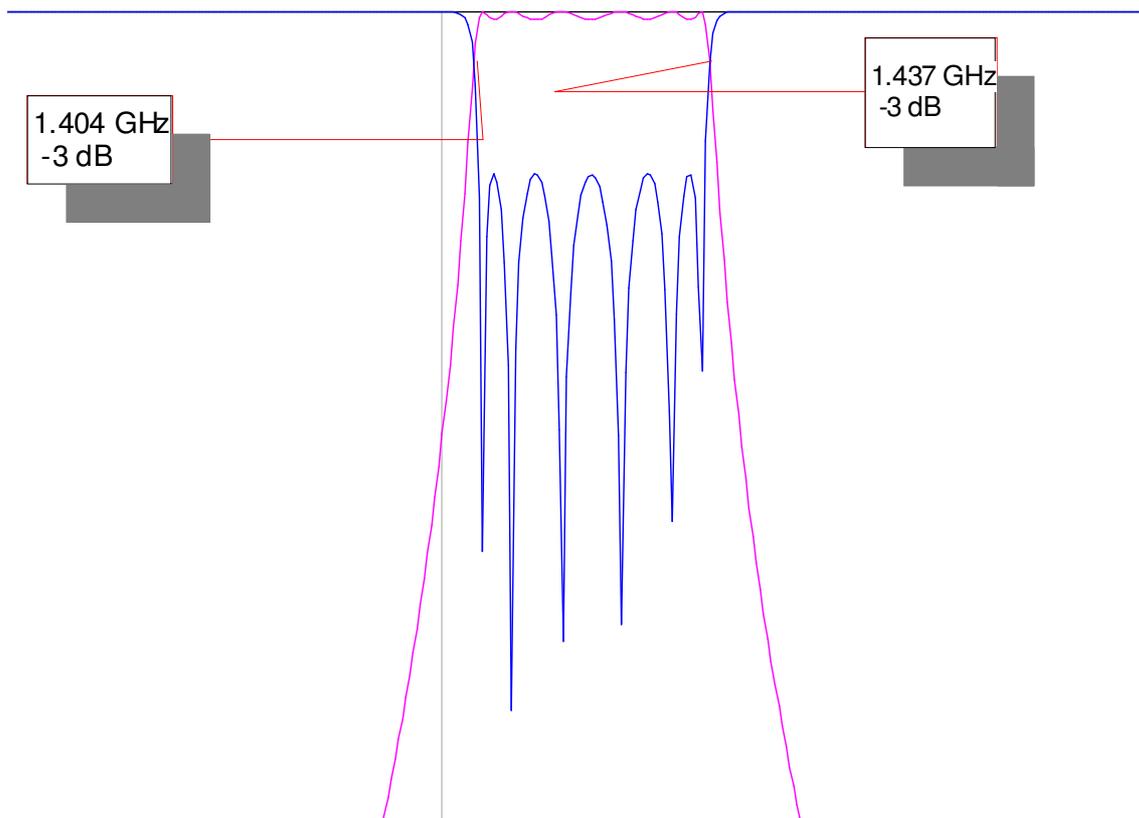


Figura 3.3-11 Simulación filtro paso banda con líneas acopladas ideales

Si recordamos las especificaciones de filtro que se quiere construir eran las siguientes:

- Banda de paso:
  - $f_1=1405$  MHz,  $f_2=1436$  MHz
  - $f_a=1400$  MHz,  $f_b=1441$  MHz
- Rizado en la banda de paso:  $L_p=0.5$  dB máximo
- Atenuación en la banda atenuada:  $L_a>20$  dB
- Orden del filtro:  $n \leq 6$
- Bandas de transición: 5 MHz

Como se puede ver tras las simulaciones, con el filtro ideal implementado en *Microwave Office* se cumplen las especificaciones del diseño iniciales pasaremos ahora a implementarlo con líneas reales.

### 3.3.6 Paso 5: Obtener los parámetros físicos de cada línea (ancho, longitud y separación entre líneas)

A partir de los parámetros eléctricos de las líneas podemos obtener sus parámetros físicos mediante el uso de tablas (Figura 3.3-13) como vimos en teoría. También se puede usar alguna de las herramientas disponibles en los softwares de diseño. Nosotros empleamos la herramienta LineCalc de ADS que permite calcular las dimensiones físicas de las líneas a partir de sus especificaciones eléctricas y viceversa. Para esto habrá que introducir primero los parámetros físicos del sustrato empleado. En la siguiente figura se muestra un ejemplo.

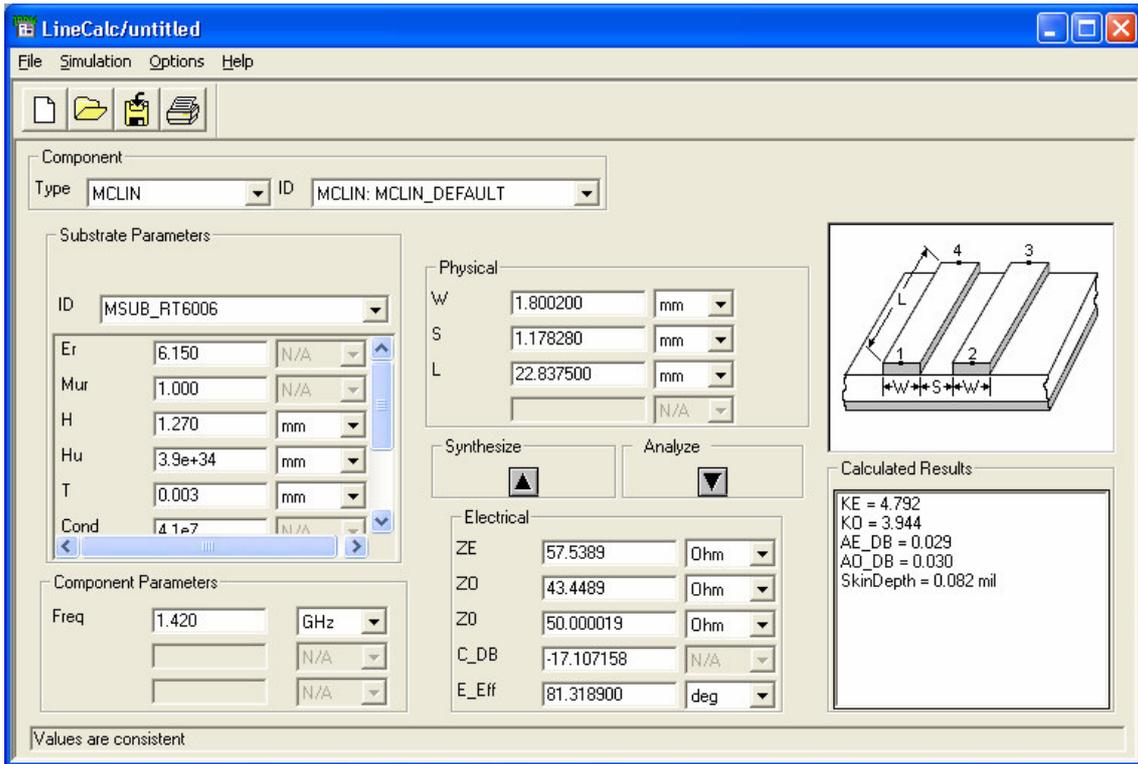


Figura 3.3-12 Detalle del programa linecalc de ADS.

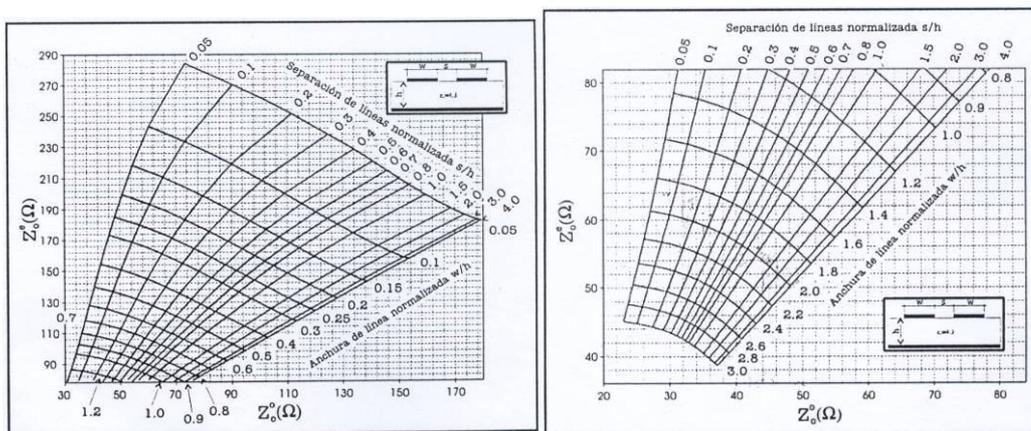


Figura 3.3-13 Gráficas para obtener las dimensiones de las líneas acopladas a partir de las impedancias par e impar.

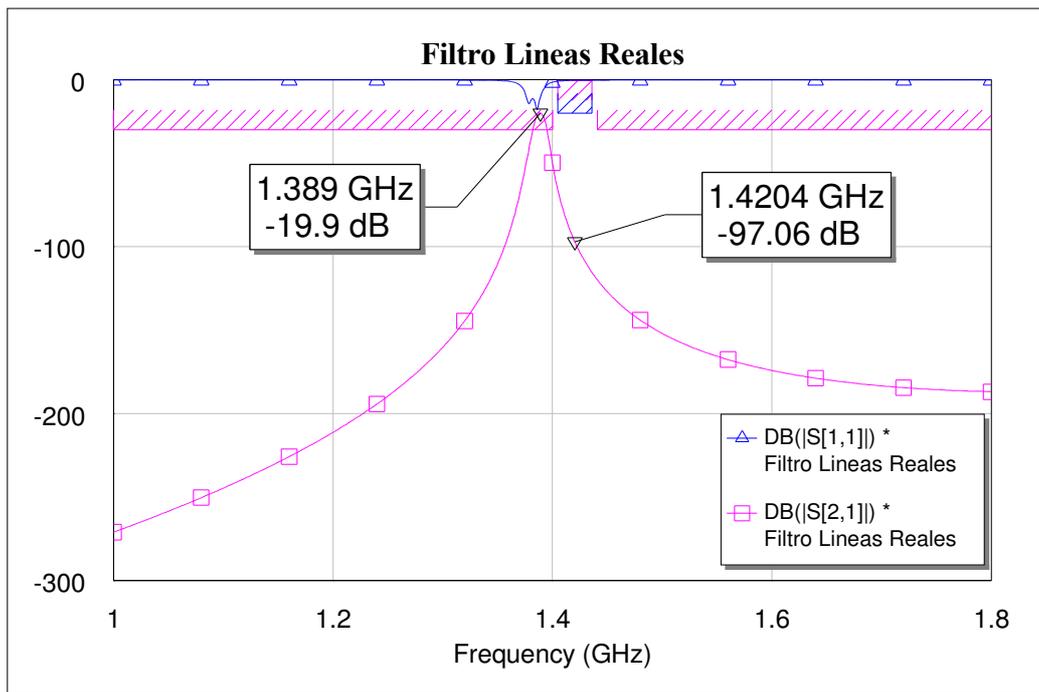
Así, para cada una de las impedancias par e impar vamos sacando las dimensiones físicas:

$$\begin{array}{l}
Z_{01}^e = 57.5389 \quad Z_{01}^o = 43.4489 \left\{ \begin{array}{l} w = 1.75132mm \\ s = 1.230590mm \\ l = 25.3874mm \end{array} \right. \\
Z_{02}^e = 51.1786 \quad Z_{02}^o = 48.8486 \left\{ \begin{array}{l} w = 1.79887mm \\ s = 5.65964mm \\ l = 25.2074mm \end{array} \right. \\
Z_{03}^e = 50.9590 \quad Z_{03}^o = 49.0590 \left\{ \begin{array}{l} w = 1.7976mm \\ s = 6.84898mm \\ l = 25.2013mm \end{array} \right. \\
Z_{04}^e = 50.9336 \quad Z_{04}^o = 49.0836 \left\{ \begin{array}{l} w = 1.79735mm \\ s = 7.02749mm \\ l = 25.1998mm \end{array} \right. \\
Z_{05}^e = 50.9590 \quad Z_{05}^o = 49.0590 \left\{ \begin{array}{l} w = 1.7976mm \\ s = 6.84898mm \\ l = 25.2013mm \end{array} \right. \\
Z_{06}^e = 51.1786 \quad Z_{06}^o = 48.8486 \left\{ \begin{array}{l} w = 1.79887mm \\ s = 5.65964mm \\ l = 25.2074mm \end{array} \right. \\
Z_{07}^e = 57.5389 \quad Z_{07}^o = 43.4489 \left\{ \begin{array}{l} w = 1.75132mm \\ s = 1.230590mm \\ l = 25.3874mm \end{array} \right.
\end{array}$$

### 3.3.7 Paso 6: Simular el comportamiento del filtro

Una vez que tenemos las dimensiones físicas del filtro podemos implementarlos con líneas reales en *Microwave Office* y simular para comprobar si obtenemos los valores predichos teóricamente. Trasladamos el filtro a *Microwave Office* empleando líneas Microstrip acopladas del tipo MCFIL ya que tienen en cuenta los efectos que se producen al dejar en circuito abierto dos de los puertos del acoplador direccional y están especialmente indicadas para emplearlas en el diseño de filtros de microondas. Añadimos un par de líneas a la entrada y a la salida de 50 Ohm de impedancia para unir los conectores, colocamos también entre cada una de las líneas acopladas el elemento MSTEP para simular el efecto del cambio de tamaño de las líneas.

Si simulamos el filtro implementado con líneas reales en *Microwave Office* obtenemos la siguiente respuesta en frecuencia de los parámetros S:



*Figura 3.3-14 Filtro paso banda con líneas reales sin optimizar.*

Como se puede apreciar han variado considerablemente los resultados al pasar el filtro del modelo ideal al modelo real con pérdidas. Por lo tanto, el siguiente paso consistirá en la optimización del modelo real para intentar ajustarnos más a las especificaciones.

### 3.3.8 Paso 7: Optimizar el diseño para lograr los objetivos deseados

Para esta optimización se tomarán como variables a ajustar los anchos, longitudes y separación de las líneas acopladas. Los objetivos de la optimización deberán ser tales que acerquen el resultado final a las especificaciones de diseño del filtro:

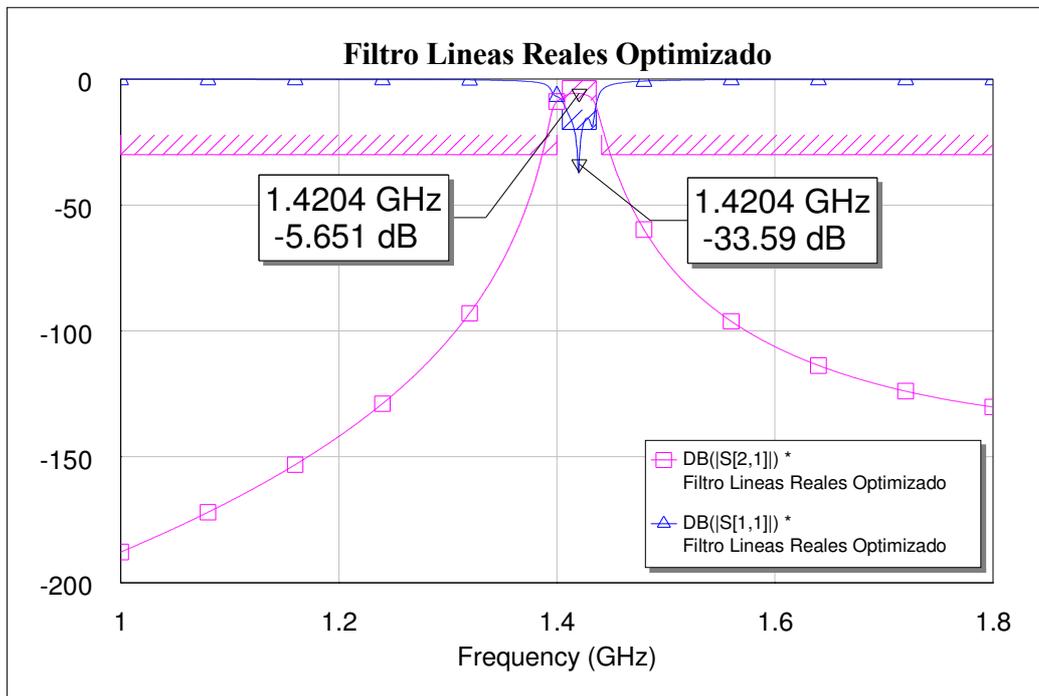
- Banda atenuada: [1-1,39]U[1.442-1.8] GHz
- Reflexión máxima de la señal incidente:  $|S_{11}| = 1 = 0dB$
- Atenuación de la banda atenuada:  $|S_{21}| < -30dB$
- Banda de paso: [1.4-1.441] GHz
- Adaptación en la banda de paso  $|S_{11}| < -20dB$
- Atenuación máxima en la banda de paso de 0.5 dB  $|S_{21}| > -0.5dB$

El método del gradiente conjugado a la hora de optimizar el diseño para obtener la solución de coste mínimo. Después de optimizar obtenemos los resultados que aparecen en la siguiente

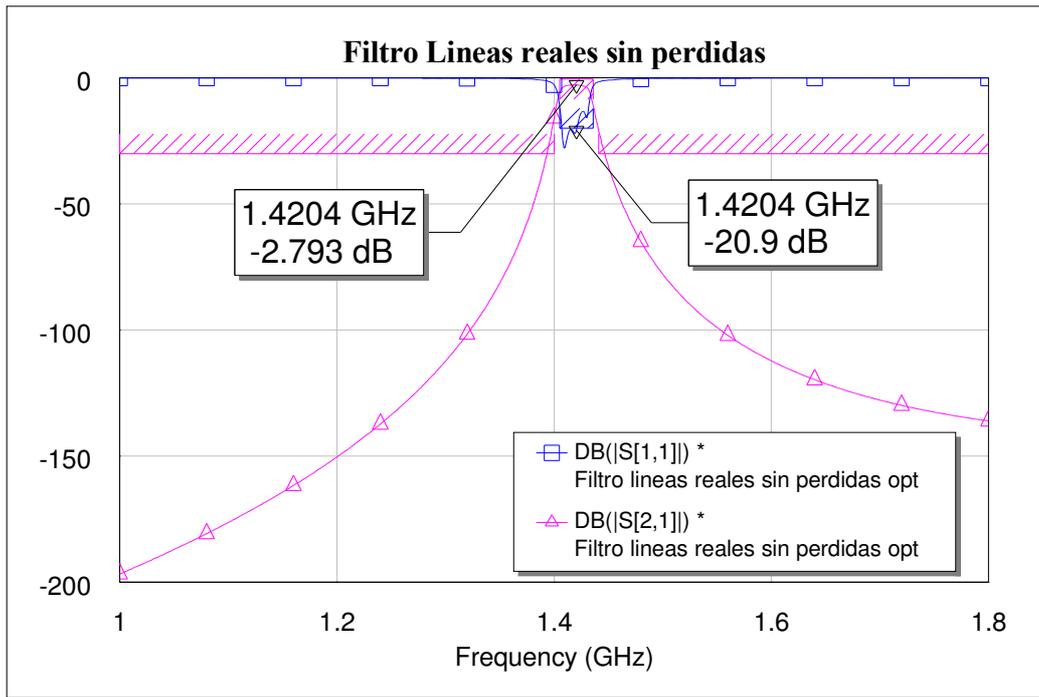
tabla para las dimensiones físicas de las líneas acopladas y las líneas de entrada y salida del filtro:

Líneas Acopladas			Líneas de 50 $\Omega$
$W_1=1.181$	$S_1=0.564$	$L_1=24.842$	$W_{in}=1.83$
$W_2=1.73$	$S_2=3.023$	$L_2=25.01$	$L_{in}=6.14$
$W_3=1.898$	$S_3=4.109$	$L_3=24.45$	
$W_4=1.872$	$S_4=4.009$	$L_4=24.92$	

Tras la simulación podemos comprobar que los resultados se han podido mejorar sustancialmente:



*Figura 3.3-15 Filtro con líneas reales optimizado y con pérdidas*



3.3-16 Filtro líneas reales optimizado y sin pérdidas

### 3.3.9 Paso 8: Creación del Layout

Una vez diseñado, simulado y optimizado generamos el layout del filtro con *Microwave Office*:

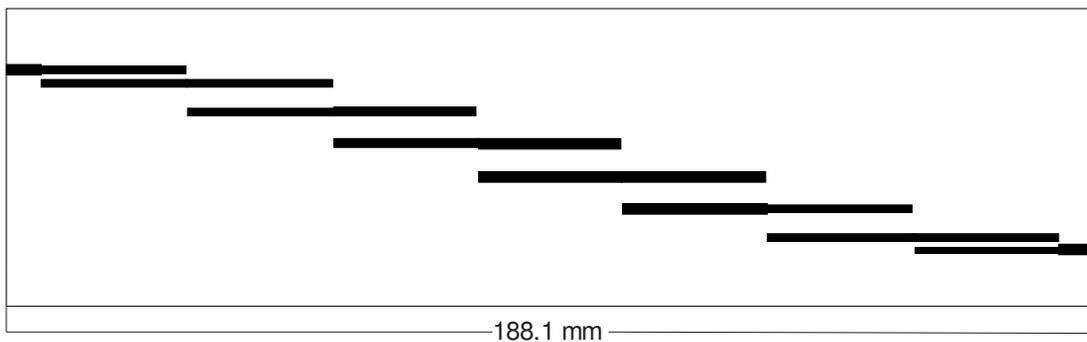
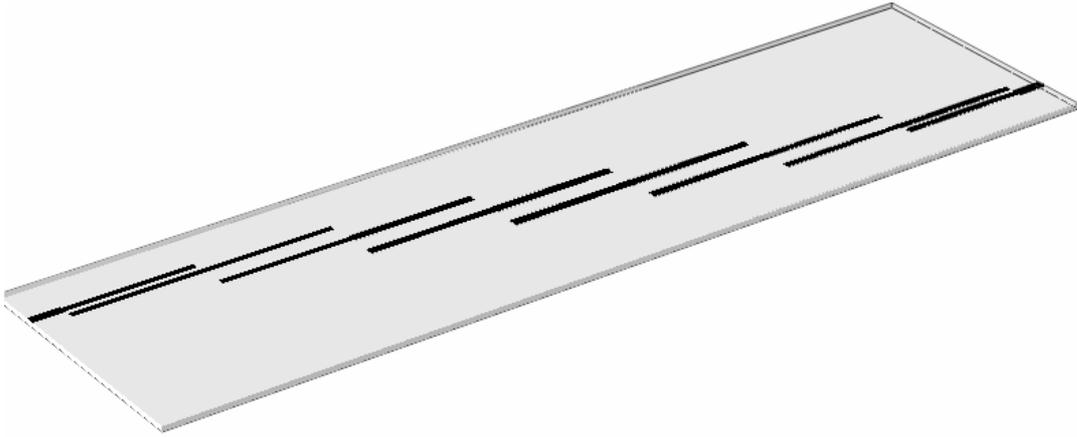


Figura 3.3-17 Layout Filtro

Como se ve en la figura el tamaño del filtro es demasiado grande por lo que no se fabricará. Se propone para futuros proyectos reducir las dimensiones del mismo usando Filtros Hairpin u otro tipo de técnicas.



*Figura 3.3-18 Layout Filtro 3D*



# Capítulo 4

## Conclusiones y Líneas Futuras

---

### 4.1 Conclusiones

En este proyecto fin de carrera se ha demostrado que podemos diseñar y fabricar un amplificador de microondas en la banda de 1420MHz, haciendo uso de los recursos que tenemos en nuestra Universidad. Por un lado, usando la teoría de diseño de amplificadores de microondas desarrollada en asignaturas de la carrera como Transmisión por Soporte Físico o Diseño de Subsistemas de Radiofrecuencia. Por otro, empleando un software de simulación y diseño asistido por ordenador de circuitos de alta frecuencia (*Microwave Office*). En particular, es esencial el uso de este tipo de programas para tener en cuenta los efectos de las líneas de transmisión reales. Con este tipo de programas podemos optimizar los circuitos empleando diversas técnicas para ajustarnos a restricciones de diseño. Esto es de gran utilidad ya que normalmente al pasar del modelo ideal de un circuito a su modelo real el comportamiento del mismo varía considerablemente y es necesario realizar ajustes que se llevan a cabo con mayor facilidad empleando este tipo de herramientas de optimización.

El objetivo principal del proyecto era el diseño, simulación y fabricación de un amplificador de bajo ruido de una única etapa. Éste ha presentado en las simulaciones unos valores de  $S_{11}=-58.96$  dB,  $S_{22}=-56.18$  dB, una ganancia  $S_{21}=13.8$  dB, un aislamiento  $S_{12}=-17.94$ dB y un factor de ruido  $NF=0.4676$  dB a la frecuencia de 1420.4 MHz y un ancho de banda a 3dB para el S21 de 977 MHz, y para el S11 de 12 MHz y S22 de 14 MHz.

Una vez que vimos que éramos capaces de fabricar el anterior circuito, y a pesar de haber cubierto los objetivos iniciales del proyecto, pensamos en la posibilidad de aumentar la ganancia del dispositivo diseñando un amplificador de dos etapas, de modo que, basándonos en las fórmulas de Friiss, la primera etapa fuera de bajo ruido y la segunda de máxima ganancia. Así, para el amplificador de dos etapas los resultados de las simulaciones eran  $S_{11}= -65.86$ dB,  $S_{22}=-56.18$  dB, una ganancia  $S_{21}=31.567$  dB, un aislamiento  $S_{12}=-40.11$  dB y un factor de ruido  $NF=0.57758$  dB a la frecuencia de 1420.4 MHz. También se obtuvo a esa frecuencia central un ancho de banda a 3dB para el S21 de 191 MHz, y para el S11 de 150 KHz y S22 de 310 KHz.

Una vez diseñados, simulados y optimizados, se pasó a la fabricación de los prototipos usando tecnología microstrip. Se ha usado un transistor de tipo MESFET de Arseniuro de Galio (GaAs), en concreto el ATF 35143 de la casa Agilent Technologies, y un substrato de tipo Duroid RT6006 ( $\epsilon_r = 6.15 \pm 0.15$ ,  $H=1.27$ ,  $T=0.035$  mm,  $T_{and}=0.0027$ ). Para la fabricación, se ha usado una máquina fresadora modelo LPKF Protomat C20/S.

Utilizando los equipos de medida del laboratorio (analizador de redes HP8714ES y medidor de ruido HP8970B de Agilent) se han podido medir las propiedades eléctricas de los amplificadores diseñados.

El amplificador de una etapa ha presentado en las medidas unos valores de  $S_{11} = -21.827$  dB,  $S_{22} = -9,54$  dB, una ganancia  $S_{21} = 8,173$  dB, un aislamiento  $S_{12} = -12,4$  dB y un factor de ruido  $NF = 2.45$  dB a la frecuencia central, con un ancho de banda a 3dB para el  $S_{21}$  de 1,2 GHz, y para el  $S_{11}$  de 54 MHz y  $S_{22}$  de 370 MHz.

Para el amplificador de dos etapas los resultados han sido:  $S_{11} = -6$  dB,  $S_{22} = -6$  dB, una ganancia  $S_{21} = 12$  dB, un aislamiento  $S_{12} = -39.5$  dB y un factor de ruido  $NF = 2.4$  dB a la frecuencia central, con un ancho de banda a 3dB para el  $S_{21}$  de 1,2 GHz, para el  $S_{11}$  de 330 MHz y para el  $S_{22}$  de 200 MHz.

La siguiente tabla resume los resultados teóricos y experimentales obtenidos para los dos prototipos diseñados (amplificador de una etapa y amplificador de dos etapas).

	$ S_{11} $	$ S_{12} $	$ S_{21} $	$ S_{22} $	$F_n$	$BW_{3dB}$ ( $S_{11}$ )	$BW_{3dB}$ ( $S_{22}$ )	$BW_{3dB}$ ( $S_{21}$ )
Simulación	-58.96	-17.94	13.8	-56.18	0.46	12 MHz	14 MHz	977MHz
Mediciones	-21.82	-12.4	8.173	-9.54	2.4	54 MHz	370MHz	1,2GHz

*Tabla 4.1-1 Resultados finales amplificador de una etapa*

	$ S_{11} $	$ S_{12} $	$ S_{21} $	$ S_{22} $	$F_n$	$BW_{3dB}$ ( $S_{11}$ )	$BW_{3dB}$ ( $S_{22}$ )	$BW_{3dB}$ ( $S_{21}$ )
Simulación	-65.86	-40.11	31.567	-59.76	0.57	150KHz	310KHz	191MHz
Mediciones	-6	-39.5	12	-6	2.4	330MHz	200MHz	1,2GHz

*Tabla 4.1-2 Resultados finales amplificador de dos etapas*

Hay que hacer notar que este proyecto fin de carrera supone el primer intento por parte del grupo de investigación en el que se ha desarrollado (GEAT, Grupo de Electromagnetismo Aplicado a las Telecomunicaciones) para diseñar circuitos activos de microondas. Ha sido por tanto un gran logro haber podido diseñar un primer prototipo con una respuesta tan satisfactoria. De esta manera hemos obtenido unos resultados muy positivos que nos animan a seguir desarrollando los circuitos de microondas que forman parte del radiotelescopio. Aún así, tenemos que mejorar mucho la respuesta de este amplificador para su aplicación en un radiotelescopio. En concreto, es imprescindible disminuir la figura de ruido, que ha salido en las medidas muy por encima de lo que predecían las simulaciones. Así mismo, la ganancia y la adaptación (sobre todo la de salida,  $S_{22}$ ), deberían ser mejoradas para poder recibir las débiles señales del espacio exterior.

Ante estas medidas de ruido algo alejadas de los valores augurados por las simulaciones nos planteamos medir un amplificador comercial con el medidor de ruido empleado en este proyecto con el fin de determinar si esas diferencias eran normales. El amplificador empleado fue el ZHL-42 de "Mini-Circuits". Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente tabla:

<b>Frecuencia</b>	<b>Especificaciones Fabricante (F<sub>n</sub> dB)</b>	<b>Mediciones con el medidor de ruido HP8970B y fuente de ruido HP346B (F<sub>n</sub> dB)</b>	<b>Diferencia (dB)</b>
700	8.63	9.58	0.95
814	8,12	9.3	1.18
1020.8	7.74	9.4	1.66
1280.1	7.54	9.58	2.04

Como se puede ver, aún en amplificadores comerciales existe una variación entre las especificaciones del fabricante y los valores medidos con el medidor de ruido disponible en el laboratorio que pueden ser de hasta dos decibelios. Estas diferencias se pueden deber tanto al amplificador como al aparato de medida. Con esto pretendemos dejar constancia que a pesar de que una diferencia de dos decibelios en la medida de ruido entre los valores simulados y los medidos pueda parecer grande en teoría, en la práctica, debido a las peculiaridades de los circuitos de microondas, no lo es.

Finalmente, cabe decir que se han conseguido los objetivos iniciales del proyecto que concluían con la fabricación y medida del amplificador de una etapa e incluso se han superado al añadir el diseño, simulación, fabricación y medida de un amplificador de dos etapas a la misma frecuencia para aumentar la ganancia final. Además, aunque no entraba dentro de los objetivos del proyecto, también se ha realizado el diseño, simulación y optimización de un filtro de microondas en la misma banda de frecuencias que no se fabricó finalmente por motivos de tamaño.

Dejamos para un futuro PFC la mejora de las características de este prototipo, en especial la mejora de la adaptación a la salida (S22) y de la figura de ruido (NF). Para ello se proponen varias opciones de mejora en el siguiente apartado de líneas futuras.

## 4.2 Líneas Futuras

Después del proceso de diseño, de los resultados obtenidos y de la experiencia adquirida se pueden proponer una serie de líneas futuras para diseños posteriores del amplificador y del filtro.

En primer lugar, dado el gran tamaño final del amplificador de una y dos etapas fabricados, se propone que en futuros diseños se considere el empleo de elementos concentrados, bobinas y condensadores, en vez de líneas de transmisión como redes de adaptación ya que las dimensiones físicas podrían verse reducidas considerablemente. El problema principal del uso de este tipo de elementos, como ya se comentó en su momento, está en el hecho de que tras la optimización del circuito podemos obtener valores para estos componentes no normalizados y la aproximación que hagamos al colocar los componentes normalizados durante la fabricación puede provocar variaciones en los resultados simulados. Una solución posible vendría de emplear redes de adaptación con elementos concentrados y con líneas de transmisión de modo que después de optimizar aproximemos los valores de los componentes a su valor normalizado más cercano y volvamos a optimizar pero esta vez variando únicamente los tamaños de las líneas y dejando invariables los valores normalizados de los componentes concentrados.

Otra solución posible ante el problema de tamaño excesivo podría ser realizar una optimización del espacio ocupado por los componentes variando su posición manualmente y sirviéndose de elementos como los BENDS para curvar las líneas.

Otro gran inconveniente que tuvimos fueron las grandes dimensiones del filtro diseñado lo que nos impidió llevarlo a la práctica ya que se hubiera tenido que emplear prácticamente una placa entera en su fabricación con los costes acarreados. Por esto, se proponen para futuros diseños de filtros de microondas el empleo de técnicas para reducir el tamaño final del filtro como pueden ser los filtros del tipo Hairpin.

También se comentó que durante el proceso de fabricación se habían tenido muchos problemas con el sustrato empleado, Duroid RT6006, que a pesar de tener unas características muy buenas para su uso en el amplificador de microondas de bajo ruido como era su baja tangente de pérdidas, presentaba varios inconvenientes: un coste elevado, había que pedirlos a Estados Unidos con los retrasos que eso supone y sobre todo resultaba muy problemático a la hora de manejarlo ya que la máquina no hacía el vaciado del cobre fácilmente, teniendo que hacer varias pasadas y desgastando las brocas rápidamente. Por todos estos problemas comentados, se recomienda que en proyectos venideros se tengan en cuenta otros sustratos que mantengan las buenas características del empleado en este proyecto pero no presenten tantos inconvenientes.

Al realizar las medidas reales de nuestros amplificadores con el analizador de redes y después de los resultados obtenidos también nos podemos preguntar si el instrumento empleado para medir funciona correctamente o si los parámetros S proporcionados por el fabricante coinciden con los del transistor. Pues bien, para evitar posibles errores del instrumento o del fabricante y saber a ciencia cierta que el comportamiento de nuestro circuito depende única y exclusivamente de nuestro proceso de diseño y fabricación se propone realizar la caracterización de los parámetros S del transistor “in situ”, mediante calibración TRL, de manera que se pueda tener en cuenta la respuesta real del transistor y realizar un diseño más realista. Hay que tener en cuenta que en el presente PFC se ha usado una tabla de parámetros S del transistor ATF35143 proporcionada por el fabricante, para una tensión y corriente de alimentación dadas ( $V_{ds}=2V$ ,  $I_d=10mA$ ), Este modelo puede tener diferencias notables respecto de la respuesta real. Estas diferencias podrían ser las causantes de la discrepancia en las respuestas del circuito simulado y del circuito real, en especial del  $S_{22}$ .

Debido a las particularidades de las señales que se pretenden medir con el radiotelescopio, señales de muy poca ganancia, se hace imprescindible que el nivel de ruido del amplificador sea lo más pequeño posible por lo que también se podría considerar el empleo de técnicas para reducir el nivel de ruido como puede ser técnicas de criogenización o refrigeración del circuito que disminuyan el ruido térmico.

## Bibliografía

---

- “*Circuitos de microondas con líneas de transmisión*”. Javier Bará Temes, Ediciones UPC.
- “*Microwave Engineering*”. David M. Pozar.
- “*Microwave Solid State Circuit Design*” (Second Edition) Inder Bahl and Prakash Bhartia, Wiley-Interscience.
- “*Diseño de Amplificadores Mediante Tecnología MESFET de GaAs para una Aplicación de Radiometría de Microondas Operando a 1.4 GHz*”. PFC de Jesús Sebastián Martínez López (Universidad Politécnica de Valencia).
- “*Design of RF and Microwave Amplifiers and Oscillators*”. Pieter L.D. Abrie, Artech House Publishers.
- “*Circuitos de Alta Frecuencia*”. Alejandro Delado Gutiérrez, Juan Zapata Ferrer (Universidad Politécnica de Madrid).
- “*Microwave Radiometer Systems: Design and Analysis*”. Neils Skou (Technical University of Denmark)
- “*Adaptive Filter Theory*”. (Fourth Edition) Simon Haykin, Prentice Hall Information and System Sciences Series.
- “*Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*” . G.Matthaei, L. Young and E.M.T. Jones, Artech House Publishers.
- “*Agilent Technologies Web Page*”. ([www.agilent.com](http://www.agilent.com))