

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

Universidad Politécnica de Cartagena



Proyecto Fin de Carrera

Mejora en el diseño del amplificador
de bajo ruido en la banda de 1420
MHz para aplicaciones de
radioastronomía

Autor: Anna Kamasheva

Directores: David Cañete Rebenaque
Jose Juis Gómez Tornero

Cartagena, Diciembre 2006

Autor	Anna Kamasheva
E-mail del Autor	annakamacheva@hotmail.com
Director(es)	David Cañete Rebenaque
E-mail del Director	david.canete@upct.es
Codirector(es)	Jose Luis Gomez Tornero
Título del PFC	Mejora en el diseño del amplificador de bajo ruido en la banda de 1420 MHz para aplicaciones de radioastronomía
Descriptor(es)	Radiotelescopio, amplificadores de microondas, factor de ruido
<p>Resumen</p> <p>Este proyecto consiste en mejorar el diseño de un amplificador de una etapa de bajo ruido sintonizado a 1420 MHz, que deberá formar parte de un receptor de bajo ruido para aplicaciones de radioastronomía. Este amplificador fue diseñado en un PFC previo en el que no se consiguieron las especificaciones deseadas, planteando los siguientes objetivos para la realización en este PFC:</p> <ol style="list-style-type: none"> Reducir la figura de ruido del circuito Mejorar la adaptación en la salida Mejorar la caracterización del dispositivo <p>Para conseguir los objetivos propuestos se realizan dos diseños del dicho amplificador. El primer diseño parte de unos parámetros S experimentales del circuito de transistor polarizado, que se ha fabricado previamente. La implementación de sus redes de adaptación de entrada y salida se realiza empleando una línea de transmisión de $\lambda/4$ en paralelo con un stub de $\lambda/8$.</p> <p>En el segundo diseño los datos de partida son los parámetros simulados del circuito de transistor polarizado. Para la implementación de sus redes de adaptación se emplean tanto líneas de transmisión de $\lambda/4$ como componentes discretos.⁹⁰</p> <p>Para la simulación de todos los circuitos se emplea el software de simulación circuital de alta frecuencia <i>Microwave Office</i>, que permite desarrollar circuitos reales, teniendo en cuenta los efectos de las líneas con pérdidas.</p> <p>Una vez diseñados, simulados y optimizados, los circuitos se fabrican y se miden sus prestaciones eléctricas, haciendo uso de los equipos disponibles en el laboratorio.</p>	
Titulación	Ingeniería de Telecomunicación
Intensificación	Sistemas y Redes de Telecomunicación
Departamento	Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
Fecha de Presentación	Diciembre- 2006

Índice

Capítulo 1: Introducción y Objetivos.....	1
1.1 Introducción.....	1
1.2 Objetivos.....	2
Capítulo 2: Desarrollo teórico.....	6
2.1 Conceptos básicos sobre las líneas de transmisión.	6
2.1.1 Expresiones de tensión, corriente y potencia en una línea de transmisión en el dominio de la frecuencia.....	6
2.1.2 Conceptos básicos	7
2.1.2.1 Longitud de onda	7
2.1.2.2 Coeficiente de reflexión.....	8
2.1.2.3 Impedancia de entrada	8
<i>Valores característicos de impedancia de entrada</i>	9
2.1.2.4 La carta de Smith.....	10
<i>Propiedades básicas de la carta de Smith</i>	12
2.1.2.5 Adaptación de impedancias	13
2.1.3 La línea de transmisión real.....	14
2.1.3.1 Pérdidas en la línea de transmisión	14
2.1.3.2 Dispersión.....	15
2.1.3.3 Línea microtira o microstrip	15
2.1.4 Parámetros de dispersión	16
2.1.4.1 Propiedades de parámetros S de ciertas redes	19
2.2 Amplificadores con transistores. Introducción.....	20
2.2.1 Elección del transistor	20
2.2.2 Parámetros de un amplificador	22
2.2.2.1 Ecuaciones de Ganancia	22
2.2.2.2 Estabilidad de un amplificador	23
<i>Círculos de estabilidad de carga o salida</i>	25
<i>Círculo de estabilidad de fuente o entrada</i>	27
2.2.3 Ruido de un amplificador	28
2.2.3.1 Circunferencias de ruido constante.....	29
2.2.4 Ganancia de un amplificador.....	32
2.2.4.1 Caso unilateral	32
<i>Caso de estabilidad incondicional, $S_{ii} < 1$</i>	34
<i>Caso de inestabilidad potencial, $S_{ii} > 1$</i>	35
<i>Figura de mérito unilateral</i>	36
2.2.4.2 Caso bilateral. Condiciones de adaptación conjugada.....	37
2.2.4.3 Máxima Ganancia Disponible (MAG)	38
2.3 Pasos orientativos en el proceso de diseño de un amplificador de microondas	39
Capítulo 3: Proceso de Diseño.....	43
3.1 Diseño y fabricación de un transistor polarizado	44
3.1.1 Introducción y consideraciones del diseño	44

3.1.2 Especificación del transistor ATF- 35143	44
3.1.3 Red de polarización del transistor	47
3.1.4 Implementación física del transistor polarizado	50
3.1.4.1 Fabricación del circuito	55
3.1.5 Realización de las medidas.....	59
3.1.5.1 Comparación de los parámetros medidos con los simulados	61
3.1.6 Medida de la figura de ruido del transistor polarizado.....	68
3.1.7 Conclusiones.....	70
3.2 Diseño de un amplificador de una etapa con líneas de transmisión	72
3.2.1 Introducción.....	72
3.2.2 Comprobación de estabilidad	74
3.2.3 Elección de los coeficientes de reflexión de fuente y carga.....	76
3.2.4 Diseño de la red de adaptación a la entrada del transistor polarizado.....	79
3.2.4.1 Cálculo teórico de los parámetros de la red de adaptación de entrada... ..	79
3.2.4.2 Diseño ideal de la red de adaptación de entrada.....	81
3.2.4.3 Diseño real de la red de adaptación de entrada	82
3.2.5 Diseño de la red de adaptación de salida.....	85
3.2.5.1 Cálculo de los parámetros de la red de adaptación de salida.....	85
3.2.5.2 Diseño ideal de la red de adaptación de salida	87
3.2.5.3 Diseño real de la red de adaptación de salida.....	88
3.2.6 Diseño final de amplificador de una etapa	90
3.2.6.1 Comprobación práctica de la independencia del parámetro de ruido de los parámetros de la red de salida.....	90
3.2.7 Implementación física	94
3.2.7.1 Diseño final del amplificador de una etapa	95
3.2.7.2 Fabricación del circuito	96
3.2.8 Realización de medidas	97
3.2.8.1 Medidas de la figura de ruido	103
3.2.9 Conclusiones.....	104
3.3. Diseño del amplificador de una etapa con los componentes concentrados 107	107
3.3.1 Introducción.....	107
3.3.2 Diseño de redes de polarización del transistor	107
3.3.3 Elección de los coeficientes de reflexión. Comprobación de estabilidad....	110
3.3.4 Diferentes diseños de la red de adaptación de entrada	113
3.3.4.1 Diseño 1	114
<i>Diseño ideal</i>	116
<i>Diseño real</i>	117
3.3.4.2 Diseño 2.....	119
<i>Diseño ideal</i>	119
<i>Diseño real</i>	121
3.3.4.3 Diseño 3.....	122
<i>Diseño ideal</i>	123
<i>Diseño real</i>	124
3.3.4.4 Conclusiones.....	126
3.3.5 Diseño de la red de adaptación de salida.....	127
<i>Diseño ideal</i>	128
<i>Diseño real</i>	129
3.3.6 Diseño final del amplificador de una etapa	130
3.3.7 Implementación física	135
3.3.8 Medidas	137

3.3.8.1 Medidas de los parámetros S	137
3.3.8.2 Medida de la figura de ruido.....	141
3.3.9 Conclusiones.....	142
Capítulo 4: Conclusiones. Líneas futuras	144
4.1 Conclusiones.....	144
4.2 Líneas futuras	146
Anexos.....	148
Anexo A. Calibración TRL.....	148
A.1 Introducción. Tipos de errores de medida	148
A.2 Calibración TRL. Su modelo de errores	149
A.3 Obtención teórica de los ocho parámetros de error del modelo TRL.....	151
A.4 Obtención teórica de los parámetros S corregidos del dispositivo.....	160
A.5 Diseño y fabricación de los estándares TRL	161
A.6 Medida de los parámetros S en el proceso de calibración TRL	164
A.7 Cálculo de los parámetros S reales para el caso del transistor polarizado.....	166
A.8 Conclusiones.....	167
Anexo B. Parámetros T	169
Anexo C. Calibración de Analizador de Redes.....	170
Anexo D. Chequeo de funcionamiento de fuente de ruido.....	171
Anexo E. Introducción de la tabla de ENR al Medidor de la Figura de Ruido	172
Anexo F. Conectores SMA.....	173
Referencias.....	174
Agradecimientos.....	175

Índice Figuras

Figura 2.1-1 Línea de transmisión con una impedancia de carga	6
Figura 2.1-2 Impedancia de entrada en una línea cargada	8
Figura 2.1-3 Impedancia de entrada con $Z_L = 0$	9
Figura 2.1-4 Impedancia de entrada con $Z_L = \infty$	9
Figura 2.1-5 La carta de Smith.....	11
Figura 2.1-6 Caso genérico de una línea de transmisión con generador y carga	13
Figura 2.1-7 Ejemplos de una red de adaptación de salida con componentes concentrados	13
Figura 2.1-8 Línea microstrip.....	15
Figura 2.1-9 Campos eléctrico y magnético en una línea microstrip encapsulada	15
Figura 2.1-10 Ondas de tensión positivas y negativas en los planos de referencia de los accesos	17
Figura 2.2-1 Corte transversal de un transistor de unión bipolar	20
Figura 2.2-2 Vista desde arriba de un BJT.....	20
Figura 2.2-3 Sección transversal de un GaAs MESFET.....	21
Figura 2.2-4 Vista desde arriba de un GaAs MESFET	21
Figura 2.2-5 Esquema simplificado de un amplificador.....	22
Figura 2.2-6 Red de adaptación de salida con el TRT polarizado	25
Figura 2.2-7 Circunferencia de estabilidad de carga.....	26
Figura 2.2-8 El centro de la carta de Smith no contenido en el círculo de estabilidad de carga	26
Figura 2.2-9 El centro de la carta	26
contenido en el círculo de carga.....	26
Figura 2.2-10 El centro de la carta de Smith no contenido en el círculo de estabilidad de carga	27
Figura 2.2-11 El centro de la carta	27
contenido en el círculo de carga.....	27
Figura 2.1-12 Caso de estabilidad incondicional.....	27
Figura 2.2-13 Red de adaptación de entrada con el TRT polarizado.....	27
Figura 2.2-14 Modelo de comportamiento de un dispositivo en cuanto a ruido	29
Figura 2.2-15 Círculos de ruido constante de un transistor modelo ATF-35143.....	32
Figura 2.2-16 Diagrama de bloques del caso unilateral.....	33
Figura 2.2-17 Regiones estables e inestables con los círculos de G_S constantes	36
Figura 2.2-18 Dependencia de frecuencia del factor de mérito unilateral	37
Figura 2.3-1 Esquema de un amplificador de microondas.....	39
Figura 3.1-1 Círculo de estabilidad de fuente y círculos de ruido	47
Figura 3.1-2 Círculo de estabilidad de carga.....	47
Figura 3.1-3 Red de alimentación autopolarizada	48
Figura 3.1-4 Posición de las patas de un transistor ATF-35143.....	49
Figura 3.1-5 Esquema del transistor con las redes de polarización	49
Figura 3.1-6 El esquema completo del transistor polarizado.....	50
Figura 3.1-7 Importación del archivo de las capas de proceso.....	52
Figura 3.1-8 Cuadro de dialogo de las opciones del layout.....	52
Figura 3.1-9 Cuadro de dialogo de las opciones del layout con las unidades métricas cambiadas	52
Figura 3.1-10 Creación del layout del transistor	53
Figura 3.1-11 Creación del layout de resistencias y condensadores	53
Figura 3.1-12 Asignación del layout creado a un elemento	54
Figura 3.1-13 Layout del transistor con las redes de polarización.....	54
Figura 3.1-14 Layout en 3D.....	55
Figura 3.1-16 Guardar como un fichero Gerber.....	55
Figura 3.1-15 Exportación del layout.....	55
Figura 3.1-17 Cuadro de dialogo de importación de archivos en Circuit Cam.....	56

Figura 3.1-18 Esquema de las pistas de cobre del TRT polarizado en Circuit Cam.....	56
Figura 3.1-19 Esquema de pistas de cobre del TRT polarizado con los vía holes.....	56
Figura 3.1-20 Cuadro de diálogo de enrutamiento de contorno.....	57
Figura 3.1-21 El circuito del TRT polarizado delimitado por un borde.....	57
Figura 3.1-22 El circuito del TRT polarizado con el borde fragmentado.....	58
Figura 3.1-23 El circuito de TRT polarizado con las pistas a vaciar marcadas.....	58
Figura 3.1-24 Fotografía del transistor con las redes de polarización.....	59
Figura 3.1-25 Fotografía del plano de masa del transistor polarizado.....	59
Figura 3.1-26 Fotografía del proceso de comprobación de polarización del transistor.....	60
Figura 3.1-27 Esquema de las conexiones entre los dispositivos a realizar para la medida.....	60
Figura 3.1-28 Fotografía de la medida de los parámetros S del transistor polarizado.....	61
Figura 3.1-29 Subcircuito creado con los parámetros medidos asignados.....	61
Figura 3.1-30 Medidas a la tensión de alimentación de 2.61 V.....	62
Figura 3.1-31 Medidas a la tensión de alimentación de 1.5 V.....	62
Figura 3.1-32 Medidas a la tensión de alimentación de 3 V.....	63
Figura 3.1-33 Parámetros S medidos del transistor polarizado.....	63
Figura 3.1-34 Parámetros S simulados del transistor polarizado.....	64
Figura 3.1-35 Comparación módulo parámetro S_{11}	64
Figura 3.1-36 Comparación módulo parámetro S_{12}	65
Figura 3.1-37 Comparación módulo parámetro S_{21}	65
Figura 3.1-38 Comparación módulo parámetro S_{22}	66
Figura 3.1-39 Comparación fase parámetro S_{11}	66
Figura 3.1-40 Comparación fase parámetro S_{12}	67
Figura 3.1-41 Comparación fase parámetro S_{21}	67
Figura 3.1-42 Comparación fase parámetro S_{22}	68
Figura 3.1-43 Esquema de las conexiones a realizar para la medida de ruido.....	69
Figura 3.1-44 Fotografía del proceso de calibración del equipo de Medidor de la Figura de Ruido.....	69
Figura 3.1-45 Fotografía del proceso de medición de ruido del transistor polarizado.....	70
Figura 3.1-46 Figura de ruido del TRT polarizado frente frecuencia.....	70
Figura 3.2-1 Circuito de transistor polarizado del PFC previo.....	72
Figura 3.2-2 Esquema del amplificador de bajo ruido realizado en PFC previo.....	72
Figura 3.2-3 Esquema del transistor polarizado diseñado en este PFC.....	73
Figura 3.2-4 Esquema del amplificador de una etapa que se pretende diseñar.....	73
Figura 3.2-5 Subcircuito creado.....	74
Figura 3.2-6 Círculos de estabilidad y de ruido del subcircuito definido.....	75
Figura 3.2-7 Círculo de estabilidad de carga del subcircuito.....	75
Figura 3.2-8 Esquema simplificado de los coeficientes de reflexión del subcircuito.....	76
Figura 3.2-9 Subcircuito con los coeficientes de reflexión de fuente y de carga.....	77
Figura 3.2-10 Círculo de estabilidad de.....	78
fuente y círculos de ruido.....	78
Figura 3.2-11 Círculo de estabilidad de carga.....	78
Figura 3.2-12 Diseño de la red de adaptación de entrada.....	79
Figura 3.2-13 Diseño de red de entrada mediante líneas de transmisión.....	80
Figura 3.2-14 Circuito ideal de la red de adaptación de la entrada.....	81
Figura 3.2-15 Herramienta de Microwave Office TXline.....	82
Figura 3.2-16 Red de adaptación de entrada real.....	83
Figura 3.2-17 Definición del “goal” de $ S_{11} $ en Microwave Office.....	84
Figura 3.2-18 Definición de las variables a optimizar.....	84
Figura 3.2-19 Diseño de la red de adaptación de salida.....	86
Figura 3.2-20 Esquema de la red de adaptación de salida.....	86
Figura 3.2-21 Diseño ideal de la red de adaptación de salida.....	87
Figura 3.2-22 Diseño real de la red de adaptación de salida.....	88
Figura 3.2-23 Topología de un cruce en forma de T.....	90
Figura 3.2-24 El subcircuito con las redes de adaptación.....	90

<i>Figura 3.2-25 Circuito realizado para la comprobación</i>	91
<i>Figura 3.2-26 Sintonizador de variables</i>	91
<i>Figura 3.2-27 Circuito final del amplificador de una etapa.....</i>	95
<i>Figura 3.2-28 Layout final del amplificador de una etapa.....</i>	96
<i>Figura 3.2-29 Fotografía del amplificador final</i>	96
<i>Figura 3.2-30 Parámetros S simulados</i>	97
<i>Figura 3.2-31 Medida de los parámetros S del amplificador</i>	97
<i>Figura 3.2-32 Parámetros S medidos</i>	98
<i>Figura 3.2-33 Comparación módulo S_{11}.....</i>	99
<i>Figura 3.2-34 Comparación módulo S_{12}.....</i>	99
<i>Figura 3.2-35 Comparación módulo S_{21}.....</i>	100
<i>Figura 3.2-36 Comparación módulo S_{22}.....</i>	100
<i>Figura 3.2-37 Comparación fase S_{11}</i>	101
<i>Figura 3.2-38 Comparación fase S_{12}</i>	101
<i>Figura 3.2-39 Comparación fase S_{21}</i>	102
<i>Figura 3.2-40 Comparación fase S_{22}</i>	102
<i>Figura 3.2-41 Fotografía de la medida de la figura de ruido del amplificador de una etapa .</i>	103
<i>Figura 3.2-42 Un diseño posible de red de adaptación de la entrada para líneas futuras</i>	103
<i>Figura 3.3-1 Círculo de estabilidad de fuente y círculos de ruido</i>	108
<i>Figura 3.3-2 Círculo de estabilidad de carga.....</i>	108
<i>Figura 3.3-3 Red de alimentación autopolarizada</i>	109
<i>Figura 3.3-4 El transistor con las redes de polarización del surtidor.....</i>	109
<i>Figura 3.3-5 Círculos de estabilidad de la fuente y de ruido del TRT con las redes del surtidor</i> <i>.....</i>	110
<i>Figura 3.3-6 Círculo de estabilidad de la carga del TRT con redes del surtidor.....</i>	110
<i>Figura 3.3-7 El transistor con redes de polarización del surtidor y sus coeficientes de reflexión</i> <i>.....</i>	111
<i>Figura 3.3-8 El transistor con redes de polarización del surtidor y coeficientes de reflexión de</i> <i>fuentes y de carga</i>	111
<i>Figura 3.3-9 Círculos de estabilidad de la fuente y de ruido del TRT polarizado y con</i> <i>coeficientes de reflexión.....</i>	113
<i>Figura 3.3-10 Círculo de estabilidad de la carga del TRT polarizado y con coeficientes de</i> <i>reflexión.....</i>	113
<i>Figura 3.3-11 El esquema del transistor polarizado con una red de adaptación de entrada ..</i>	114
<i>Figura 3.3-12 Diseño 1 de la red de adaptación de entrada.....</i>	114
<i>Figura 3.3-13 Red de entrada ideal incompleta diseño 1.....</i>	116
<i>Figura 3.3-14 Red de entrada ideal diseño 1.....</i>	116
<i>Figura 3.3-15 Red de adaptación de entrada real.....</i>	117
<i>Figura 3.3-16 Red de adaptación de entrada diseño 2.....</i>	119
<i>Figura 3.3-17 Red de adaptación de entrada ideal incompleta diseño 2</i>	120
<i>Figura 3.3-18 Red de adaptación de entrada ideal completa diseño 2</i>	120
<i>Figura 3.3-19 Red de adaptación de entrada real diseño 2</i>	121
<i>Figura 3.3-20 Red de adaptación de entrada diseño 3.....</i>	123
<i>Figura 3.3-21 Red de adaptación de entrada ideal diseño 3.....</i>	124
<i>Figura 3.3-22 Red de adaptación de entrada real diseño 3</i>	125
<i>Figura 3.3-23 El esquema del transistor polarizado con una red de adaptación de salida.....</i>	127
<i>Figura 3.3-24 Red de adaptación de salida.....</i>	127
<i>Figura 3.3-25 Red de adaptación de salida ideal.....</i>	128
<i>Figura 3.3-26 Red de adaptación de salida real.....</i>	129
<i>Figura 3.3-27 Esquema del amplificador final.....</i>	130
<i>Figura 3.3-28 Diseño final del amplificador de una etapa con componentes concentrados....</i>	130
<i>Figura 3.3-29 Representación de los parámetros S del amplificador en el rango de 300 a 3000</i> <i>MHz.....</i>	132
<i>Figura 3.3-30 Figura de ruido del amplificador simulado.....</i>	133

Figura 3.4-31 Representación de los parámetros S del amplificador en el caso de que $w_{\text{lot}} = 0.4 \text{ mm}$	134
Figura 3.3-32 Layout del circuito final del amplificador.....	135
Figura 3.3-33 El layout creado de la bobina.....	135
Figura 3.3-34 El layout final del amplificador.....	136
Figura 3.3-35 Fotografía del amplificador de una etapa con componentes concentrados fabricado.....	136
Figura 3.3-36 Fotografía del proceso de medida de los parámetros S	137
Figura 3.3-37 Parámetros S del amplificador alimentado con 3 V.....	138
Figura 3.3-38 Parámetros S simulados del amplificador.....	138
Figura 3.3-39 Comparación del módulo de S_{11}	139
Figura 3.3-40 Comparación del módulo de S_{12}	139
Figura 3.3-41 Comparación del módulo S_{21}	140
Figura 3.3-42 Comparación del módulo de S_{22}	140
Figura 3.3-43 Fotografía de la medida del ruido del circuito amplificador.....	141
Figura 3.3-44 Figuras de ruido del amplificador para diferentes alimentaciones.....	141
Figura A-1 Transistor polarizado con los efectos indeseados.....	148
Figura A-2 Modelo de 12 términos de errores para un dispositivo de dos puertos.....	149
Figura A-3 Diagrama de bloque funcional para el sistema de corrección de errores de un dispositivo de dos puertos.....	150
Figura A-4 El modelo de errores de 8 términos de TRL.....	150
Figura A-5 Paso THRU.....	151
Figura A-6 Paso LINE.....	152
Figura A-7 Paso REFLECT.....	156
Figura A-8 Medida del coeficiente de reflexión en el puerto 1.....	156
Figura A-9 Medida del coeficiente de reflexión en el puerto 2.....	157
Figura A-10 Medida del coeficiente de reflexión en el paso THRU.....	158
Figura A-11 Medición de los parámetros S del dispositivo.....	160
Figura A-12 Planteamiento posición líneas TRL.....	162
Figura A-13 Diseño final del transistor polarizado con las líneas seleccionadas del paso THRU.....	162
Figura A-14 Las líneas correspondientes a los pasos LINE, REFLECT y THRU (de arriba hacia abajo).....	163
Figura A-15 Layout de las líneas estándar empleadas en calibración TRL.....	163
Figura A-16 Fotografía de las líneas estándar de calibración TRL fabricadas.....	164
Figura A-17 Medida de los parámetros S de la línea THRU.....	164
Figura A-18 Parámetros S obtenidos en el paso TRHU.....	165
Figura A-19 Parámetros S obtenidos en el paso LINE.....	165
Figura A-20 Parámetros S obtenidos en el paso REFLECT.....	166
Figura F-1 Conectores tipo SMA macho a) y hembra b).....	173

Índice Tablas

Tabla 2.1-1 Parámetros característicos del sustrato.....	16
Tabla 2.2-1 Parámetros característicos de BJT de bajo ruido.....	21
Tabla 2.2-2 Expresiones que determinan la estabilidad de un dispositivo.....	25
Tabla 3.1-1 Factores de ruido y ganancia para diferentes polarizaciones del transistor ATF35143.....	45
Tabla 3.1-2 Tabla de parámetros S del transistor ATS-35143 polarizado a $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 10\text{ mA}$ proporcionada por el fabricante.....	45
Tabla 3.1-3 Parámetros típicos de ruido del transistor ATF-35143 polarizado a $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 10\text{ mA}$ proporcionados por el fabricante.	46
Tabla 3.1-4 Parámetros S y el ruido del diseño final	51
Tabla 3.1-5 Resultados prácticos de los valores de tensiones y corrientes correspondientes al punto de polarización.....	60
Tabla 3.1-6 Parámetros S medidos y simulados	68
Tabla 3.2-1 Parámetros de ruido simulados del TRT polarizado.....	74
Tabla 3.2-2 Parámetros S y Factores de Ruido del subcircuito con los coeficientes de reflexión fijados.....	78
Tabla 3.2-3 Parámetros S obtenidos tras la simulación de la red de entrada ideal.....	82
Tabla 3.2-4 Parámetros físicos y eléctricos de la red de adaptación de entrada.....	83
Tabla 3.2-5 Parámetros S y el factor de ruido a 1420.4 MHz de red de entrada.....	83
Tabla 3.2-6 Parámetros S y el Factor de Ruido después de la optimización	85
Tabla 3.2-7 Parámetros físicos finales de la red de adaptación d entrada	85
Tabla 3.2-8 Parámetros S del circuito de red de salida ideal antes de optimizar	88
Tabla 3.2-9 Parámetros de la red de adaptación de salida.....	88
Tabla 3.2-10 Parámetros S y el factor de ruido.....	89
Tabla 3.2-11 Dimensiones físicas finales de las líneas de transmisión del circuito de la red de salida.....	90
Tabla 3.2-12 Los mejores resultados obtenidos para el compromiso entre adaptación y mínimo ruido	94
Tabla 3.2-13 Dimensiones finales de las líneas.....	94
Tabla 3.2-14 Comparación entre los parámetros S simulados y medidos a $f = 1420.4\text{ MHz}$	98
Tabla 3.2-15 Comparación entre los parámetros S obtenidos y esperados del amplificador realizado en este apartado	105
Tabla 3.2-16 Comparación entre los parámetros S obtenidos y simulados del amplificador realizado en [4].....	105
Tabla 3.3-1 Parámetros S optimizados del transistor con sus redes de polarización del surtidor	113
Tabla 3.3-2 Parámetros S de la red de entrada ideal incompleta	116
Tabla 3.3-3 Parámetros S de la red de entrada ideal completa	117
Tabla 3.3-4 Los parámetros S y el ruido de la red real de entrada sin optimizar	117
Tabla 3.3-5 Los parámetros S y el ruido de la red de entrada obtenidos tras la optimización	118
Tabla 3.3-6 Parámetros S de la red de entrada ideal incompleta diseño 2.....	120
Tabla 3.3-7 Parámetros S de la red de entrada ideal diseño 2.....	120
Tabla 3.3-8 Parámetros S optimizados de la red de entrada ideal diseño 2	120
Tabla 3.3-9 Los parámetros S y el ruido de la red de entrada real diseño 2.....	121
Tabla 3.3-10 Los parámetros S y el ruido de la red de adaptación real diseño 2 después de optimización.....	122
Tabla 3.3-11 Los parámetros S de la red de adaptación de entrada ideal diseño 3.....	124
Tabla 3.3-12 Los parámetros S optimizados de la red de adaptación de entrada ideal diseño 3	124
Tabla 3.3-13 Los parámetros S y el ruido de la red de adaptación de entrada real diseño 3..	125
Tabla 3.3-14 Los parámetros S y el ruido después del paso de optimización	126
Tabla 3.3-15 Los parámetros S de la red de adaptación de salida.....	128

<i>Tabla 3.3-16 Los parámetros S optimizados de la red de adaptación de salida</i>	<i>129</i>
<i>Tabla 3.3-17 Los parámetros S y el ruido de la red de adaptación de salida</i>	<i>129</i>
<i>Tabla 3.3-18 Los parámetros S y el ruido optimizados de la red de adaptación de salida</i>	<i>129</i>
<i>Tabla 3.3-19 Los parámetros S y el ruido del circuito de amplificador</i>	<i>131</i>
<i>Tabla 3.3-20 Los parámetros S y el ruido del amplificador después de optimización</i>	<i>132</i>
<i>Tabla 3.3-21 Dimensiones físicas finales de las líneas de transmisión</i>	<i>132</i>
<i>Tabla 3.3-22 Parámetros S y el ruido obtenidos en el caso de que $w_{\text{out}} = 0.4 \text{ mm}$.....</i>	<i>134</i>
<i>Tabla 3.3-23 Comparación de los parámetros S simulados y medidos a frecuencia de interés</i>	<i>141</i>
<i>Tabla 4.1-1 Resultados de los parámetros S obtenidos en [4]</i>	<i>144</i>
<i>Tabla 4.1-2 Resultados del parámetro de ruido obtenido en [4].....</i>	<i>144</i>
<i>Tabla 4.1-3 Los resultados del amplificador con líneas de transmisión</i>	<i>146</i>
<i>Tabla 4.1-4 Los resultados del amplificador con componentes concentrados y líneas de transmisión.....</i>	<i>146</i>

Capítulo 1

Introducción y Objetivos

1.1 Introducción

El presente proyecto fin de carrera se plantea para mejorar el diseño de un amplificador de bajo ruido, previamente planteado en el PFC titulado: “Diseño y Fabricación de Amplificadores de Microondas de Bajo Ruido para su Aplicación en Radioastronomía” [4]. Este amplificador formará parte del diseño de un pequeño radiotelescopio en la banda de 1420 MHz.

Un radiotelescopio es un receptor extremadamente sensible que puede captar señales miles de veces más débiles que las transmisiones de radio y televisión normales. La posibilidad de captar estas señales se debe a la presencia de una ventana en la atmósfera correspondiente al rango de longitudes de onda de 2 cm a 10 m, llamada Ventana de Radio. Debido a estas longitudes de onda tan grandes las ondas en su recorrido no interfieren apenas con el material que se encuentra a su paso: gas o polvo, permitiendo así el estudio de objetos en regiones densas y oscuras, como pueden ser las regiones de formación estelar, imposibles de observar con los telescopios ópticos. Estas regiones en su gran parte están formadas por el hidrógeno frío, debido a que el 90 % de los átomos del Universo son de hidrógeno. La longitud de onda de emisión de hidrógeno es de 21 cm, que corresponde a la frecuencia de 1420.4 MHz, lo que la convierte en la frecuencia de interés para el diseño del radiotelescopio.

El esquema simplificado de un radiotelescopio se puede observar en la siguiente figura.

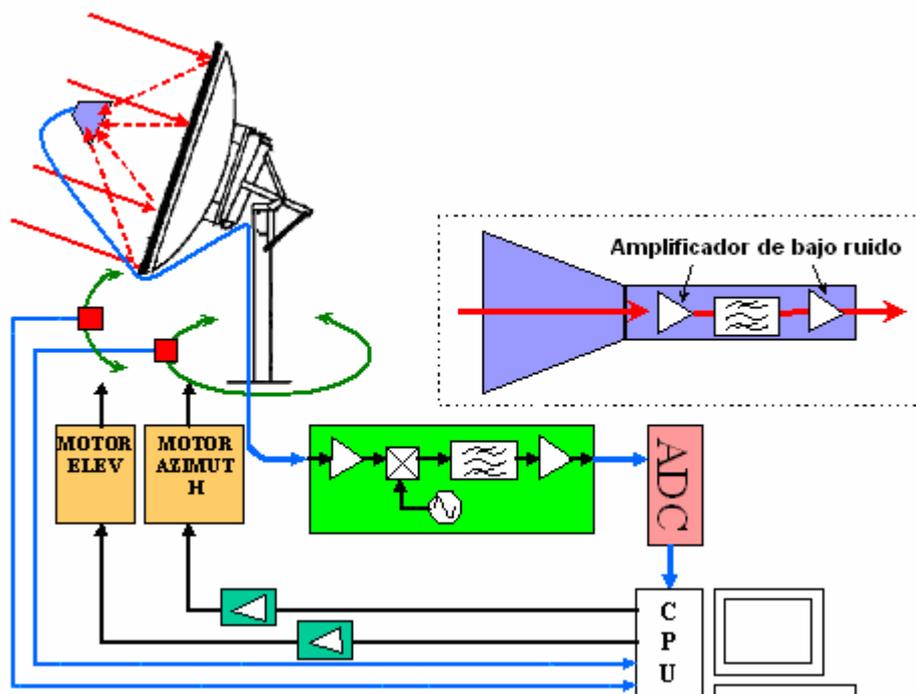


Figura 1.1-1 Esquema simplificado de un radiotelescopio

El plato reflector recoge y enfoca la radiación hacia la bocina a la que sigue un LNB (Low Noise Block), que se compone de dos amplificadores de bajo ruido y un filtro paso banda que selecciona la frecuencia deseada. El diseño de este bloque será crítico, por que al ser la primera etapa del sistema definirá su factor de ruido total según la fórmula de Friis:

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

Por lo tanto, es importante destacar que la sensibilidad del radiotelescopio estará limitada por el diseño de esta etapa. Además, como las señales a detectar son extremadamente débiles, el parámetro de la sensibilidad será crucial en el diseño de un radiotelescopio.

Si bien las antenas son capaces de recolectar esos bajísimos niveles de energía, para poder medir y estudiar esta señal, es necesario amplificarla. Sin embargo, el principal inconveniente de esa amplificación es que no sólo magnifica la señal útil de entrada, sino que también el ruido asociado, incluso el producido por el propio amplificador, amenazando esconder la señal útil.

Una de las principales fuentes de ruido de la electrónica convencional basada en semiconductores es el llamado ruido térmico, producido por el movimiento natural de las partículas en un material que se encuentra a una temperatura diferente al cero absoluto (0 K). Este movimiento genera corrientes parásitas aún en ausencia de una señal de entrada, creando un ruido conocido como ruido de Johnson. Estas corrientes parásitas, al estar bajo la acción del amplificador, pueden magnificarse cientos o miles de veces.

Para evitar el efecto del ruido térmico, típicamente se ha recurrido al enfriamiento artificial de los amplificadores, ya sea mediante aire acondicionado, o en condiciones más extremas, mediante criogenización a través del uso de nitrógeno o helio líquido, entre otros. Sin embargo, estas medidas son costosas y difíciles de aplicar.

Además de la principal fuente de ruido, existen muchas otras que contribuyen a los errores en las medidas, como por ejemplo errores sistemáticos, que se deben a las imperfecciones del propio equipo de medida; errores aleatorios debidos al ruido generado por el equipo o errores direccionales que se deben a la variación en la ejecución del equipo después de su calibración.

1.2 Objetivos

Como ya se ha dicho, este PFC forma parte del proyecto global de realización de un radiotelescopio en **la banda 1420 MHz** por parte de los alumnos de la escuela de Telecomunicaciones de la UPCT. En concreto, se trata de realizar un **LNA** (Low Noise Amplifier, Amplificador de Bajo Ruido), que forma parte de la etapa inicial del sistema, lo que acarrea la responsabilidad de definir el factor de ruido total. Esto convierte su diseño en una tarea complicada y tediosa, que exige mucha experiencia lograda a base de realización de diseños y análisis de medidas.

Este proyecto pretende dar otro paso en el estudio del diseño de un LNA iniciado en el PFC previo [4]. El objetivo del proyecto inicial era **diseñar, fabricar y medir las prestaciones del primer circuito de amplificador** de bajo ruido sintonizado a la frecuencia de 1.420 MHz.

El proceso de diseño seguido, para el que se emplearon las líneas de microstrip como medio de transmisión, se resume a continuación. Inicialmente, se eligió el transistor adecuado de modelo ATF 35143 y su punto de polarización, encontrando entre los parámetros ofrecidos por el fabricante correspondiente al mínimo ruido. Se diseñó su red de polarización para la que se optó por una red autopolarizada tanto por su facilidad de diseño como por la necesidad de una única tensión continua para alimentar el transistor. El circuito del transistor polarizado se optimizó para encontrar los coeficientes de reflexión de fuente y de carga que cumplieran con el compromiso entre el mínimo ruido y buena adaptación. A continuación, una vez elegidos los coeficientes, se diseñaron dos etapas de entrada y salida para adaptar el circuito a conectores de 50 Ω. Para ello, se optó por una configuración de una línea de transmisión de λ/4 con un stub en

paralelo de $\lambda/8$ de longitud. Finalmente, todas las etapas diseñadas se unieron y el circuito final se optimizó para encontrar un factor de ruido bajo con unos parámetros de adaptación razonables.

Los parámetros obtenidos en la simulación fueron bastante satisfactorios: buena adaptación a la entrada y a la salida del circuito y un factor de ruido muy bajo a la frecuencia del diseño:

$$|S| = \begin{vmatrix} -58.963 & -17.193 \\ 13.768 & -56.81 \end{vmatrix} dB \text{ y } F_n = 0.4676 \text{ dB}$$

Sin embargo, después del proceso de fabricación del circuito total para el que se empleó el sustrato de Duroid RT6006, los resultados fueron diferentes:

$$|S| = \begin{vmatrix} -21.827 & -12.4 \\ 8.173 & -9.54 \end{vmatrix} dB \text{ y } F_n = 2.4 \text{ dB}$$

Como se puede observar, los parámetros obtenidos mostraron alta desadaptación en la salida y un factor de ruido elevado.

A la vista de los resultados obtenidos en [4], este proyecto fin de carrera se propone para mejorar el diseño realizado.

Se implementarán dos diseños diferentes de amplificadores de bajo ruido. Los objetivos del primer diseño son:

- Mejorar la caracterización del transistor que forma parte del amplificador, mediante medidas “*in-situ*” del transistor polarizado, incluyendo las redes de polarización.
- Rediseñar las redes de adaptación del amplificador, usando la nueva caracterización del transistor.
- Usar software de análisis circuital para confirmar el diseño y tener en cuenta los efectos de las líneas de transmisión reales (discontinuidades, pérdidas).
- Fabricar el LNA en tecnología de circuito impreso y medir sus prestaciones eléctricas.

Los objetivos del segundo diseño son:

- Realizar un diseño del amplificador con componentes concentrados en combinación con líneas de transmisión.
- Implementar el diseño real del nuevo LNA, empleando tecnología microstrip para las líneas de transmisión, mediante el software de simulación circuital de alta frecuencia.
- Fabricar un prototipo del amplificador en tecnología impresa y medir sus prestaciones.

La implementación de estos diseños se realizará siguiendo dos procesos independientes y diferentes.

El proceso del diseño del primer amplificador se iniciará con la implementación y la fabricación de un transistor con sus redes de polarización. Para ello se elegirá un transistor de tecnología MESFET de Arseniuro de Galio de modelo ATF 35143 (mismo elegido para el diseño en [4]) y se diseñarán sus redes de polarización a partir de los parámetros proporcionados por el fabricante. Este circuito se fabricará y se realizarán todas las medidas necesarias. Las redes de adaptación de entrada y salida del amplificador final se diseñarán basándose en el criterio de mínimo ruido. Los coeficientes de reflexión de la fuente y de la carga se obtendrán a partir de los parámetros S del transistor polarizado obtenidos de forma práctica y el coeficiente de reflexión de la mínima figura de ruido del circuito obtenido vía simulación. Para la

implementación de las etapas de entrada y salida se empleará una configuración de una línea de transmisión de $\lambda/4$ con un stub en paralelo de $\lambda/8$.

El segundo diseño tendrá un proceso de implementación muy parecido al de realizado en [4], pero para el diseño de las redes de adaptación se emplearán componentes concentrados en combinación con línea de transmisión de $\lambda/4$ de longitud.

Cada diseño a realizar seguirá una serie de pasos comunes:

Primer paso: *desarrollo teórico*, se realizará un estudio teórico del diseño para asegurar su correcto funcionamiento práctico. Para ello se acudirá a unas bases teóricas que presentaremos aquí, obtenidas de [1], [2], [3], [7] y otros.

Segundo paso: *diseño ideal*, se implementará un diseño ideal del circuito en *Microwave Office (MWO)* 2002 de Applied Wave Research INC, basándose en el desarrollo teórico, para el que se emplearán líneas de transmisión ideales (sin pérdidas). A continuación se simularán y se optimizarán los resultados con el objetivo de mejorar la adaptación o la figura del ruido del circuito.

Tercer paso: *diseño real*, se implementará un diseño real del circuito en *MWO*, empleando líneas microstrip con su sustrato definido, que en nuestro caso será Duroid RT6006. Las dimensiones físicas de las líneas se determinarán a partir de los parámetros obtenidos en el diseño ideal empleando para ello una herramienta de *MWO* llamada *TXline*. Finalmente, se tendrán en cuenta todos los detalles presentes en el diseño final y se optimizará buscando unas dimensiones óptimas de las líneas que proporcionarán el mejor compromiso posible entre adaptación del circuito y el mínimo ruido.

Cuarto paso: *fabricación*, el layout obtenido del circuito final en *MWO* y se exportará a un programa llamado *Circuit Cam*, que permitirá preparar el layout del circuito para su fabricación. Posteriormente, el layout final del circuito se importará en *Board Master*, que es el software que controla la máquina fresadora modelo LPKF Protomat C60/S, disponible en nuestro laboratorio.

Quinto paso: *medidas*, en esta etapa del diseño se procede a realizar las medidas necesarias del circuito fabricado. Se medirán tanto los parámetros S del circuito y como su figura de ruido. Para ello se emplearán un analizador de redes modelo HP8714ES, una fuente de ruido modelo HP 346B y un medidor de la figura de ruido modelo HP8970B, disponibles en nuestro laboratorio.

Finalmente los resultados de las medidas serán comparadas con los resultados obtenidos en las simulaciones y se obtendrán conclusiones.

Hay que destacar que en este PFC no podremos ocuparnos de la principal fuente de ruido, ruido térmico, debido a que las técnicas que se emplean para ello, como por ejemplo la técnica de criogenización, son técnicas costosas y difíciles de aplicar, como ya se ha comentado previamente. Por esta razón, la posible viabilidad del uso de esta técnica se propone como el objeto de estudio de PFCs posteriores.

La presente memoria se divide en cuatro capítulos y los anexos adjuntados. El primer capítulo realiza una **breve introducción** sobre la idea principal de efectuar este proyecto fin de carrera, resume su **motivación y sus objetivos fundamentales**, tratando de ofrecer la visión global del mismo. El segundo capítulo recoge los **conocimientos teóricos** básicos necesarios para llevar a cabo la implementación de todos los diseños que se desea realizar. El tercer capítulo trata de seguir paso a paso la **realización** de cada uno de los diseños propuestos: **desarrollo teórico, diseño ideal y real, fabricación y medidas**, recogiendo las conclusiones convenientes. En cuanto al cuarto capítulo, pretende efectuar una **conclusión global** del proyecto, proponiendo

distintas **líneas futuras de desarrollo**. Finalmente, en los anexos adjuntos queda resumida información complementaria relativa tanto al desarrollo teórico del proyecto como a su implementación práctica, incluyendo el capítulo con el estudio sobre la calibración TRL.

Capítulo 2

Desarrollo teórico

En este capítulo se tratarán conceptos básicos en los que se ha basado el desarrollo teórico del proyecto. Inicialmente, en el ejemplo de las líneas de transmisión ideales se explicarán los conceptos como el coeficiente de reflexión, impedancias de entrada, adaptación de impedancias, la carta de Smith, etc. En segundo lugar, se tratará sobre las líneas de transmisión con pérdidas y se introducirá el concepto de la línea microtira, así como se dará la definición de los parámetros de *scattering* de un dispositivo. En tercer lugar, se hará una introducción sobre la teoría de los circuitos de microondas y, finalmente, se definirán los pasos necesarios a seguir en el diseño de un amplificador con transistor.

2.1 Conceptos básicos sobre las líneas de transmisión.

Se comenzará el estudio de las líneas de transmisión a partir del modelo más simple: el de la línea de transmisión ideal. Este concepto nos ayudará a comprender el comportamiento básico de una línea de transmisión con la frecuencia.

Una *línea de transmisión ideal* es un sistema de dos conductores ideales inmersos en un dieléctrico perfecto con sección transversal constante.

Una característica muy importante de las líneas de transmisión a frecuencias de microondas es que no sólo se emplean como enlace entre subsistemas, sino que pueden ser en sí mismas un componente de un determinado dispositivo, con unas características determinadas. Además a estas frecuencias las tensiones y las corrientes en la línea de transmisión dependen no sólo del tiempo, sino también del espacio, dado que la longitud de onda de trabajo es comparable al tamaño de la línea.

2.1.1 Expresiones de tensión, corriente y potencia en una línea de transmisión en el dominio de la frecuencia

Supondremos una excitación sinusoidal, lo que no supone una pérdida de generalidad, ya que toda señal se puede representar como el sumatorio de series de Fourier, si la señal es periódica, o bien a través de su transformada de Fourier.

En el dominio de frecuencia las señales se pueden representar mediante fasores, lo que simplifica significativamente las operaciones. Basándonos en los conceptos desarrollados en [1] (capítulo 2) sobre el comportamiento de la línea de transmisión en el dominio de tiempo, podemos definir el comportamiento de la línea en el dominio de frecuencia.

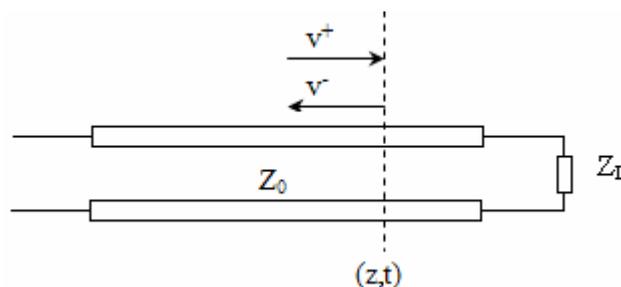


Figura 2.1-1 Línea de transmisión con una impedancia de carga

La onda de tensión incidente y reflejada que se propaga por la línea para un determinado instante temporal y posición, experimentará, respectivamente, el siguiente cambio en el dominio de frecuencia:

$$v^+ \left(t - \frac{z}{c} \right) \rightarrow V^+ e^{jw \left(t - \frac{z}{c} \right)}$$

$$v^- \left(t + \frac{z}{c} \right) \rightarrow V^- e^{jw \left(t + \frac{z}{c} \right)} \quad [2.1-1]$$

Quedando las expresiones de tensión y corriente total como:

$$V = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z}$$

$$I = \frac{1}{Z_0} [V^+ e^{-\gamma z} - V^- e^{\gamma z}] \quad [2.1-2]$$

donde se ha prescindido del término $e^{jw t}$ por simplificar las expresiones, ya que es común a todas ellas, y donde $\gamma = j \frac{w}{c}$ se denomina *constante de propagación*. En el caso más general de líneas reales, la constante será un número complejo:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad [2.1-3]$$

donde α se denomina *constante de atenuación* y β *constante de fase*.

A partir de las expresiones de la tensión y de la corriente se puede determinar la expresión de la potencia neta progresiva en cualquier punto z :

$$P(z) = \frac{1}{2} \Re \{ V(z) \cdot I^*(z) \} = \frac{|V_0^+|^2}{2R_0} (1 - |\rho(z)|^2) e^{-2\alpha z} \quad [2.1-4]^1$$

Para una línea de transmisión ideal $\alpha = 0$, entonces: $P(z) = \frac{|V_0^+|^2}{2R_0} (1 - |\rho(z)|^2)$

En [2.1-4] se puede apreciar claramente que la potencia de una onda en un punto de la línea es la resta de la potencia de la onda progresiva y la de la onda regresiva y, por tanto, depende tanto de la constante de atenuación de la línea como del módulo del coeficiente de reflexión en ese punto.

2.1.2 Conceptos básicos

2.1.2.1 Longitud de onda

Se define como la distancia que recorre la onda en un tiempo igual a su período, es decir para una onda de frecuencia f su longitud de onda será:

¹ El desarrollo de esta expresión se puede encontrar en [3]

$$\lambda = vT = \frac{v}{f} \quad [2.1-5]$$

donde v es la velocidad de propagación de la onda.

La longitud de onda es un parámetro fundamental en el análisis del comportamiento de onda y, por tanto, en el análisis y diseño de los dispositivos que ésta atraviese. De hecho, en ingeniería de microondas los cálculos de las dimensiones de una determinada línea de transmisión o elemento circuital se realizan respecto de la longitud de onda de trabajo, hablando en este caso de “longitud eléctrica” (l/λ), en lugar de longitud física (l).

2.1.2.2 Coeficiente de reflexión

El coeficiente de reflexión resulta de la relación entre una onda reflejada e incidente, es decir en un punto z de la línea de transmisión (figura 2.1-1) tendrá la siguiente expresión:

$$\rho(z) = \frac{V^- e^{\gamma z}}{V^+ e^{-\gamma z}} = \frac{V^-}{V^+} e^{2\gamma z} = \rho_L e^{2\gamma z} \quad [2.1-6]$$

donde ρ_L es el coeficiente de reflexión en la carga y guarda la siguiente relación con las impedancias característica de línea, Z_0 , y de carga, Z_L :

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad [2.1-7]$$

Si la línea es ideal la expresión del coeficiente queda como: $\rho(z) = \rho_L e^{2j\beta z}$.

2.1.2.3 Impedancia de entrada

A partir de las expresiones de las ondas de tensión y corriente se puede obtener la expresión de la impedancia a la entrada de una línea de transmisión de longitud l e impedancia característica Z_0 , cargada con una impedancia Z_L ²:

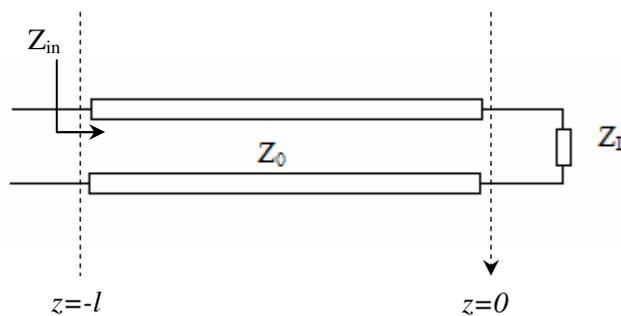


Figura 2.1-2 Impedancia de entrada en una línea cargada

$$Z_{in} = \left. \frac{V}{I} \right|_{z=-l} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad [2.1-8]$$

Análogamente, la admitancia tendría la expresión:

² El desarrollo matemático de esta expresión se puede encontrar en el apartado 2.5.3 de la referencia [3]

$$Y_{in} = Y_0 \frac{Y_L + jY_0 \tan(\beta l)}{Y_0 + jY_L \tan(\beta l)} \quad [2.1 -9]$$

La función tangente es periódica en π , es decir, $\tan(x) = \tan(x+\pi)$, por lo que la impedancia de entrada será periódica en $\lambda/2$, ya que:

$$\tan(\beta l) = \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right) = \tan\frac{2\pi}{\lambda} \left(l + \frac{\lambda}{2}\right) \quad [2.1 -10]$$

Es decir, la impedancia que se ve en un punto de la línea se repite cada $\lambda/2$.

Valores característicos de impedancia de entrada

- Línea de transmisión acabada en cortocircuito ($Z_L = 0$)

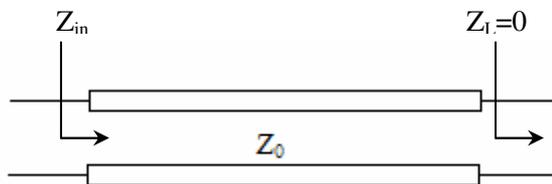


Figura 2.1-3 Impedancia de entrada con $Z_L = 0$

$$Z_{in} |_{Z_L=0} = jZ \tan(\beta l) \quad [2.1 -11]$$

Una línea de transmisión acabada en cortocircuito presenta un comportamiento inductivo, como se puede observar de [2.1-11].

En concreto, podemos identificar dos casos límite:

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{in} = 0, \quad si \quad l = 0 \\ Z_{in} = jZ_0 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4}\right) = jZ_0 \tan\left(\frac{\pi}{2}\right) = j\infty, \quad si \quad l = \frac{\lambda}{4} \end{array} \right. \quad [2.1 -12]$$

- Línea de transmisión acabada en circuito abierto ($Z_L = \infty$)

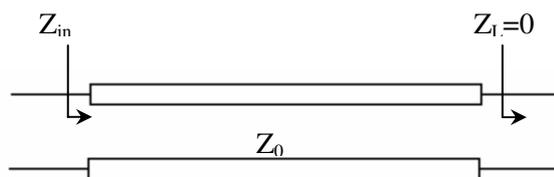


Figura 2.1-4 Impedancia de entrada con $Z_L = \infty$

$$Z_{in}|_{Z_L=\infty} = \frac{Z_0}{j \tan(\beta l)} = -jZ_0 \cot(\beta l) \quad [2.1 -13]$$

A partir de esta expresión observamos el comportamiento capacitivo de una línea acabada en circuito abierto.

En este caso los casos límite son:

$$\begin{cases} Z_{in} = \infty, & \text{si } l = 0 \\ Z_{in} = 0, & \text{si } l = \frac{\lambda}{4} \end{cases} \quad [2.1 -14]$$

En ambos casos a una distancia de $\lambda/4$ de la carga, la impedancia de entrada es la inversa de ésta. En general, par cualquier valor de la impedancia de carga, a partir de [2.1-8] se puede comprobar que a una distancia de $\lambda/4$ de la carga la impedancia es proporcional a la inversa de la impedancia de carga:

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L}, \quad \text{si } l = (2n + 1)\frac{\lambda}{4} \quad [2.1 -15]$$

Por esta razón, a un tramo de línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ se denomina en ocasiones *inversor de impedancias en $\lambda/4$* .

En ingeniería de microondas se suelen normalizar las impedancias respecto de la impedancia característica de la línea de transmisión. Es lo que se conoce como *impedancia normalizada*:

$$\bar{Z} = \frac{Z}{Z_0} \quad [2.1 -16]$$

Igualmente se habla de la admitancia normalizada:

$$\bar{Y} = \frac{Y_0}{Y} = YZ_0 \quad [2.1 -17]$$

Empleando este concepto, en un inversor en $\lambda/4$ la impedancia de entrada normalizada es exactamente la inversa de la impedancia de la carga:

$$\bar{Z}_{in} = \frac{1}{\bar{Z}_L} \quad [2.1 -18]$$

2.1.2.4 La carta de Smith

La carta de Smith, representada en la figura (2.1-5), presenta una herramienta gráfica muy útil en la resolución de los problemas con líneas de transmisión. El diagrama de Smith es más que una técnica gráfica, ya que proporciona una manera de extrema utilidad para la visualización de los fenómenos en líneas de transmisión.

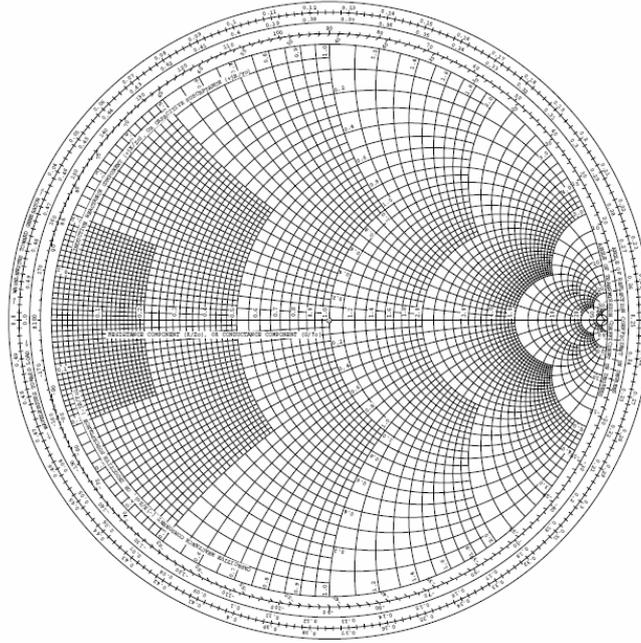


Figura 2.1-5 La carta de Smith

El diagrama representa, esencialmente, el coeficiente de reflexión en el plano complejo en su forma polar, $\rho = |\rho|e^{j\theta}$. La magnitud del valor del coeficiente de reflexión ($|\rho| \leq 1$) se representa como un radio desde el centro de la carta y su ángulo ($-180 \leq \theta \leq 180$) se mide desde el punto más a la derecha del diámetro horizontal del diagrama.

La utilidad más importante de esta herramienta es que permite realizar conversiones de coeficientes de reflexión a impedancias (admitancias) normalizadas y viceversa. Si una línea sin pérdidas de una impedancia característica Z_0 es acabada por una impedancia de carga Z_L , el coeficiente de reflexión tendrá la siguiente expresión:

$$\rho = \frac{\bar{Z}_L - 1}{\bar{Z}_L + 1} \quad [2.1-19]$$

Entonces el valor de la impedancia de carga se puede expresar en función del coeficiente a través de la relación:

$$\bar{Z}_L = \frac{\rho + 1}{\rho - 1} \quad [2.1-20]$$

Es importante destacar que en estas relaciones siempre se emplean los valores normalizados de las impedancias. Podemos reescribir la ecuación [2.1-20], sustituyendo en ella los valores de la impedancia y del coeficiente de reflexión por sus expresiones binómicas:

$$\rho = \rho_R + j\rho_I, \bar{Z}_L = \bar{R}_L + j\bar{X}_L:$$

$$\bar{R}_L + j\bar{X}_L = \frac{(1 + \rho_R) + j\rho_I}{(1 - \rho_R) - j\rho_I} \quad [2.1-21]$$

Para encontrar las partes real e imaginaria de la expresión hay que multiplicar el numerador y el denominador por el valor conjugado del denominador, obteniendo:

$$\begin{aligned}\bar{R}_L &= \frac{1 - \rho_R^2 - \rho_I^2}{(1 - \rho_R)^2 + \rho_I^2} \\ \bar{X}_L &= \frac{2\rho_I}{(1 - \rho_R)^2 + \rho_I^2}\end{aligned}\quad [2.1-22]$$

Reagrupando los términos de [2.1-22] obtenemos:

$$\begin{aligned}\left(\rho_R - \frac{\bar{R}_L}{1 + \bar{R}_L}\right)^2 + \rho_I^2 &= \left(\frac{1}{1 + \bar{R}_L}\right)^2 \quad (a) \\ (\rho_R - 1)^2 + \left(\rho_I - \frac{1}{\bar{X}_L}\right)^2 &= \left(\frac{1}{\bar{X}_L}\right)^2 \quad (b)\end{aligned}\quad [2.1-23]$$

Estas expresiones representan dos familias de circunferencias en los planos ρ_R y ρ_I . Los círculos de resistencia, con centro en $\left(\frac{\bar{R}_L}{1 + \bar{R}_L}, 0\right)$ y radio $\frac{1}{1 + \bar{R}_L}$, son los definidos por la expresión [2.1-23] (a), y los círculos de reactancia, con centro en $\left(1, \frac{1}{\bar{X}_L}\right)$ y radio $\frac{1}{\bar{X}_L}$, por [2.1-23] (b).

Todas las circunferencias que representan las resistencias ubican sus centros en el eje horizontal donde $\rho_I = 0$ y pasan por el punto correspondiente a $\rho = 1$ (el punto más a la derecha de la carta). De la misma manera los centros de las circunferencias correspondientes a reactancias se sitúan en el eje vertical donde $\rho_R = 1$ y también pasan por el punto $\rho = 1$.

Propiedades básicas de la carta de Smith

1. Cualquier impedancia introducida o leída en el diagrama de Smith está normalizada respecto a la impedancia característica de la línea de transmisión de referencia.
2. Las circunferencias del semiespacio superior presentan valores positivos ($\bar{X}_L > 0$), es decir, las impedancias que se encontrarán en dicho semiespacio tendrán un carácter inductivo. Análogamente, las circunferencias del semiespacio inferior presentan valores negativos ($\bar{X}_L < 0$), las impedancias, cuyos valores pertenecerán a esta región de la carta tendrán un carácter capacitivo.
3. Si la línea de transmisión no tiene pérdidas, a partir de la expresión [2.1-6] se deduce que el módulo del coeficiente de reflexión se mantiene constante a lo largo de la línea. Es decir, al desplazarse por la línea de transmisión sólo varía la fase del coeficiente, lo que en el diagrama de Smith se traduce en desplazamientos por circunferencias concéntricas.

Teniendo en cuenta la expresión [2.1-6], al incrementar z la fase del coeficiente de reflexión aumenta y el movimiento en el diagrama de Smith se produce en el sentido contrario a las agujas del reloj. A este desplazamiento creciente se le conoce como el desplazamiento *hacia carga*. Por el contrario, al disminuir z la fase disminuye y el movimiento en el diagrama de Smith se produce en el sentido de las agujas de reloj y se le denomina desplazamiento *hacia generador*.

4. Una vuelta completa en el diagrama de Smith se corresponde con un desplazamiento de $\lambda/2$, ya que la periodicidad del coeficiente de reflexión en la expresión [2.1-6] se produce cada $\lambda/2$.
5. El diagrama de Smith puede también emplearse como diagrama de admitancias. Sin embargo, en la práctica se trabaja con una única diagrama de Smith, y el paso de impedancia a admitancia se realiza girando el punto de impedancia 180° ($\lambda/4$) y viceversa.

2.1.2.5 Adaptación de impedancias

Un aspecto fundamental en el diseño de circuitos de microondas es la adaptación de impedancias. Una desadaptación entre una línea de transmisión y una carga o un generador provoca la aparición de ondas reflejadas y, en consecuencia, un patrón de onda estacionaria sobre la línea que va en detrimento de la potencia de la señal y su calidad. En un caso genérico, mostrado en la figura (2.1-6), la adaptación del sistema consiste en minimizar y, si es posible, anular los coeficientes de reflexión de carga y de generador:

$$|\rho_G| = |\rho_L| = 0$$

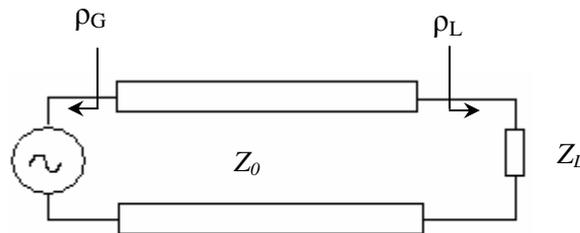


Figura 2.1-6 Caso genérico de una línea de transmisión con generador y carga

Para resolver este tipo de problemas se trabaja con el diagrama de Smith y el objetivo final consiste en llegar al centro de éste, es decir, al punto donde $|\rho| = 0$ ó $Z = Z_0$. Esto se puede conseguir insertando entre la línea de transmisión y generador o carga una red llamada *red de adaptación*. Una red de adaptación puede componerse por una línea de transmisión y un componente concentrado en serie o paralelo o por una línea de transmisión y un *stub* o un doble stub en serie o paralelo. A modo de ejemplo, se analizará ahora el caso de adaptación para una red de salida con componentes concentrados.

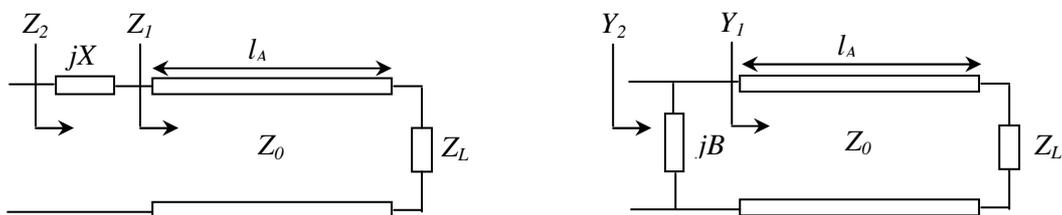


Figura 2.1-7 Ejemplos de una red de adaptación de salida con componentes concentrados

Se alcanza $|\rho_L| = 0$ en dos pasos: primero, desplazamiento hacia generador por línea de transmisión con la misma impedancia característica que la línea principal hasta un punto con $\Re(\bar{Z}_1) = 1$ en el caso de solución en serie o $\Re(\bar{Y}_1) = 1$ en el caso de solución en paralelo; segundo, compensación de la parte imaginaria de \bar{Z}_1 , en el caso serie, o de \bar{Y}_1 , en el caso

paralelo, con una bobina o condensador. Para el diseño de la red de adaptación de entrada el procedimiento es el mismo, pero el objetivo a alcanzar es $|\rho_G| = 0$ y el desplazamiento por la línea se realiza desde el generador hacia la carga.

Como ya se observó en el apartado 2.1.2.3, las líneas de transmisión acabadas en circuito abierto en cortocircuito presentan comportamiento capacitivo e inductivo respectivamente, presentando a su entrada las siguientes impedancias:

$$\begin{aligned} Z_{ca} &= -jZ_0 \cot(\beta l) \\ Z_{cc} &= jZ_0 \tan(\beta l) \end{aligned} \quad [2.1-24]$$

Por tanto, diseñando adecuadamente su longitud, su constante de fase y su impedancia característica es posible obtener cualquier valor de reactancia o susceptancia. Estas secciones de línea en cortocircuito o en circuito abierto se denominan *stubs* o sintonizadores y se pueden emplear en las redes de adaptación en vez de los componentes concentrados.

2.1.3 La línea de transmisión real

Una línea de transmisión real presenta fenómenos tales como pérdidas o dispersión. En este apartado se hablará de dichos fenómenos y de un tipo de línea de transmisión real, en concreto, línea microtira o microstrip.

2.1.3.1 Pérdidas en la línea de transmisión

La constante de propagación de la línea será un número complejo $\gamma = \alpha + j\beta$, donde α es la constante de atenuación y β es la constante de fase.

La impedancia vista en el punto $z = -l$ de la línea real cargada en $z = 0$ con una impedancia Z_L tendrá la siguiente expresión:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)} \quad [2.1-25]$$

El coeficiente de reflexión para una línea de transmisión con pérdidas:

$$\rho(z) = \frac{V^-}{V^+} e^{2\gamma z} = \rho_L e^{2\alpha z} e^{2j\beta z} \quad [2.1-26]$$

Comprobamos que, respecto a la expresión del coeficiente para una línea ideal, ahora aparece el término $e^{2\alpha z}$, que indica una disminución del módulo del coeficiente de reflexión conforme nos alejamos de la carga. Esto supone que los desplazamientos por la línea se traducen en el diagrama de Smith en espirales en lugar de circunferencias, de modo que conforme nos acercamos al generador la espiral se acerca al origen del diagrama de Smith.

La potencia transportada por la onda positiva en un punto z de la línea se obtendrá mediante la expresión:

$$P^+(z) = P_0^+ e^{-2\alpha z} \quad [2.1-27]$$

Es decir, la onda, en su recorrido por la línea de transmisión, va perdiendo potencia, y esta pérdida está relacionada directamente con la constante de atenuación.

2.1.3.2 Dispersión

El fenómeno de dispersión frecuencial se debe a que la constante de fase varía de un modo no lineal con la frecuencia. Este fenómeno consiste en que la velocidad con la que viaja la fase de la onda es distinta a distintas frecuencias y, por tanto unas componentes frecuenciales llegan al extremo final de la línea antes que otras, produciendo así una distorsión de la información transmitida.

Para evitar este fenómeno la dependencia de β con w debe ser lineal, ya que en este caso la velocidad de fase es la misma a todas las frecuencias y las componentes espectrales llegan al final de la línea en el mismo orden en el que se generaron.

2.1.3.3 Línea microtira o microstrip

La línea microstrip es una evolución de la línea triplaca donde se ha eliminado la placa conductora superior. Esto le da un carácter abierto a la línea que permite la introducción de elementos concentrados como diodos y transistores y, por tanto, la realización de elementos activos. Su fabricación es más sencilla, pues se evita la fase de unión de parte superior e inferior y únicamente es necesaria la fabricación del conductor interior, que se realiza con técnicas litográficas o mediante una microfresadora.

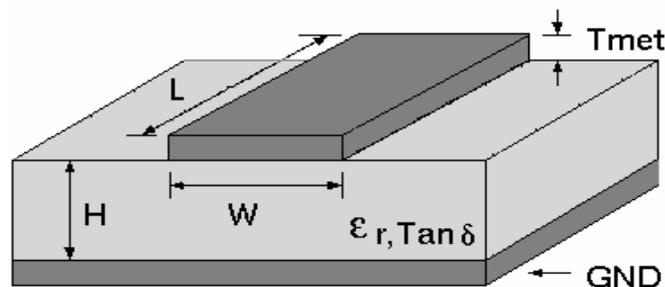


Figura 2.1-8 Línea microstrip

La desventaja principal de esta línea es su carácter abierto, con la consiguiente radiación al exterior y la posibilidad de captación de señales interferentes ajenas a la línea. Una solución a este problema es el encapsulado metálico de la línea.

La distribución del campo eléctrico para el modo fundamental de la línea microstrip encapsulada se muestra en la figura (2.1-9). En ella se observa que parte de las líneas de campo atraviesan el dieléctrico y otra parte atraviesa el aire. Se trata, por tanto, de una línea con dieléctrico inhomogéneo en la que no se puede hablar de una única onda TEM, ya que no existirá una única velocidad, sino dos, dependiendo del medio: en el aire $v_p = c$ y en el dieléctrico $v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$.

En práctica, dado que en estas líneas $H \ll w$, casi todo el campo eléctrico está confinado en el dieléctrico y se dice que la onda que se propaga por la línea es *cuasi-TEM*.

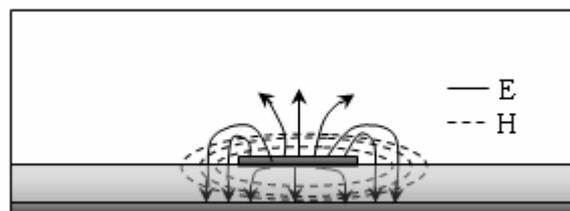


Figura 2.1-9 Campos eléctrico y magnético en una línea microstrip encapsulada

Los parámetros de la línea son los siguientes:

$$\begin{aligned} \epsilon_{ref} &\approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} ; \\ Z_0 &= \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h}\right) ; \left(\frac{W}{h} \leq 1\right) \\ Z_0 &= \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \ln\left(\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right)\right)^{-1} ; \left(\frac{W}{h} \geq 1\right) \end{aligned} \quad [2.1-28]$$

Y la tangente de pérdidas efectiva es:

$$\tan \delta_{ef} = \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{ref}} \left(\frac{\epsilon_{ref} - 1}{\epsilon_r - 1}\right) \tan \delta \quad [2.1-29]$$

La descripción de los parámetros del sustrato de la línea se recogen en la tabla de abajo, normalmente todos los parámetros menos la anchura y longitud vienen definidos por el fabricante, y los dos últimos parámetros se calculan durante el proceso de fabricación, dependiendo del resultado que se quiere obtener.

Parámetros del Sustrato		
Parámetro	Descripción	Unidades
Er	Permitividad relativa del sustrato.	-
H	Grosor del sustrato dieléctrico	{Phys. Units}
Tmet	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
Tanδ	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}

Tabla 2.1-1 Parámetros característicos del sustrato

2.1.4 Parámetros de dispersión

La teoría de los circuitos de microondas surge como necesidad de dar un tratamiento sencillo a los sistemas de guías y cavidades, que son difícilmente tratables electromagnéticamente hablando. Un *circuito de microondas* es aquel que está formado por elementos pasivos concentrados (R, L, C), dispositivos activos (transistores, diodos) y líneas de transmisión; éstas últimas a frecuencias de microondas son las responsables del retardo debido a la velocidad de propagación finita.

La peculiaridad del comportamiento de las líneas de transmisión sugiere la introducción de un nuevo concepto denominado *parámetros de dispersión* o *scattering*, comúnmente llamados *parámetros S*, que pone de manifiesto los aspectos de propagación del circuito. La medida de los parámetros S es más directa y sencilla que la de impedancias o admitancias y, además,

posteriormente permitirán incorporar fácilmente las guías de onda, cavidades y otros elementos al mundo de circuitos equivalentes analizables en términos de tensiones y corrientes.

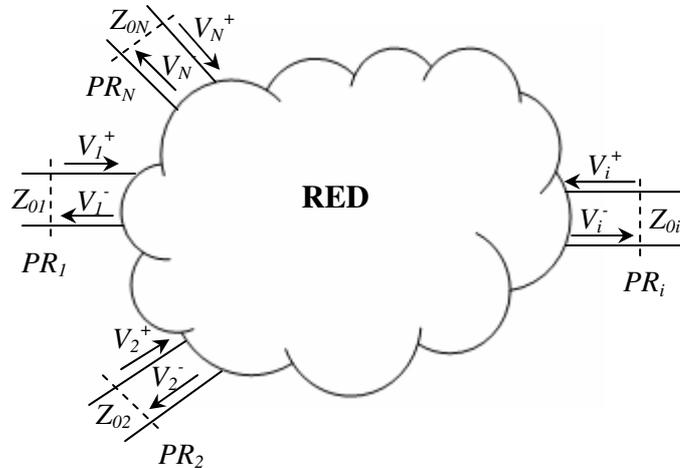


Figura 2.1-10 Ondas de tensión positivas y negativas en los planos de referencia de los accesos

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 amplitudes de las ondas positiva y negativa de tensión, en vez de las medidas de tensión y corriente, para eliminar los inconvenientes de las matrices de impedancias y admitancias, que son los siguientes:

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.

Entonces se realizará un conjunto de $2N$ medidas $\{V_i^+, V_i^-, i=1, 2, \dots, N\}$, relacionadas linealmente con las tensiones y corrientes en el plano de referencia $\{V_i, I_i, i=1, 2, \dots, N\}$.

$$\begin{aligned} V_i &= V_i^+ + V_i^- \\ I_i &= Y_{oi}(V_i^+ - V_i^-) \end{aligned} \quad [2.1-30]$$

Para trabajar con las ondas positiva y negativa de tensión se va a introducir una serie de convenios para no dar lugar a ambigüedades:

1. Se tomará como onda positiva, en cada acceso, la que se dirige hacia la red (figura 2.1-10).
2. Se tomará como onda negativa, en cada acceso, la que sale de la red (figura 2.1-10).
3. Se utilizarán tensiones y corrientes normalizadas como sigue:

$$a_i = \overline{V_i^+} = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{oi}}} = \sqrt{Y_{oi}} V_i^+ \quad [2.1-31]$$

$$b_i = \overline{V_i^-} = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{oi}}} = \sqrt{Y_{oi}} V_i^- \quad [2.1-32]$$

De modo que:

$$\overline{I_i^+} = \sqrt{Z_{oi}} I_i^+ = \overline{V_i^+} \quad [2.1-33]$$

$$\overline{I_i^-} = \sqrt{Z_{oi}} I_i^- = -\overline{V_i^-} \quad [2.1-34]$$

Por tanto:

$$\overline{V_i} = \sqrt{Y_{oi}} V_i ; \quad \overline{I_i} = \sqrt{Z_{oi}} I_i \quad [2.1-35]$$

En términos de potencia:

$$P_i^+ = \frac{|V_i^+|^2}{2Z_{oi}} = \frac{1}{2} |\overline{V_i^+}|^2 = \frac{1}{2} |a_i|^2 \quad [2.1-36]$$

$$P_i^- = \frac{|V_i^-|^2}{2Z_{oi}} = \frac{1}{2} |\overline{V_i^-}|^2 = \frac{1}{2} |b_i|^2 \quad [2.1-37]$$

En función de los parámetros (a_i, b_i) se define la *matriz de dispersión* (scattering), [S], mediante la relación:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & & S_{2N} \\ & & \ddots & \\ S_{N1} & S_{N2} & & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ a_N \end{pmatrix} \Rightarrow [b] = [S] \cdot [a] \quad [2.1-38]$$

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:

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_{k=0}(k \neq i)} = \left. \frac{\overline{V_i^-}}{\overline{V_i^+}} \right|_{\overline{V_k^+}=0(k \neq i)} \quad [2.1-39]$$

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_{k=0}(k \neq i)} = \left. \frac{\overline{V_j^-}}{\overline{V_i^+}} \right|_{\overline{V_k^+}=0(k \neq i)} \quad [2.1-40]$$

La condición $a_k=0$ en el k-ésimo acceso se consigue, en general, situando en el plano de referencia del acceso k-ésimo una resistencia de valor igual a la impedancia característica de la línea. En estas condiciones diremos que el acceso k-ésimo está terminado (empleando en este contexto la palabra terminado como sinónimo de carga adaptada a una línea), concepto que no debe confundirse con el acceso adaptado que se cumple cuando $S_{ii}=0$.

Con esta nomenclatura, las definiciones de los elementos S_{ij} tienen el siguiente 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 para las matrices de impedancias y admitancias, 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.

2.1.4.1 Propiedades de parámetros S de ciertas redes

1. Se llama una *red pasiva* a aquella que cumple: $|S_{ij}|, |S_{ii}| \leq 1$
2. Se llama una *red pasiva y sin pérdidas* a aquella para la que la potencia entrante es igual a la potencia saliente y los parámetros S deben cumplir la llamada *condición de unitariedad*:

$$S^* \cdot S = I \begin{cases} col_i^* \cdot col_i = |col_i|^2 = 1 \\ col_i^* \cdot col_j = 0 \end{cases}$$

$$S \cdot S^* = I \begin{cases} fila_i \cdot fila_i = |col_i|^2 = 1 \\ fila_i \cdot fila_j = 0 \end{cases}$$

3. Una *red recíproca* es aquella en la que se cumple $Z^T = Z$, lo que implica: $S^T = S \leftrightarrow S_{ij} = S_{ji}$
4. Una *red simétrica* es aquella cuyos parámetros S guardan simetría física.

2.2 Amplificadores con transistores. Introducción

En este apartado desarrollaremos algunos de los principios básicos empleados en el análisis y el diseño de un amplificador de microondas con transistor. Un amplificador es un sistema formado por el conjunto del transistor con su red de polarización más las redes de entrada y salida.

El diseño de un amplificador normalmente empieza con la elección de un transistor. Después se diseña su red de polarización para conseguir el funcionamiento deseado del transistor. Seguidamente se procede con el diseño de las redes de adaptación de entrada y de salida, empleando unos métodos gráficos para definir los criterios de estabilidad, ganancia o ruido del circuito final.

2.2.1 Elección del transistor

Para la realización de un amplificador de microondas se suele emplear una de las dos tecnologías de transistores: BJT, transistor de unión bipolar y FET, transistor de efecto de campo.

Para las frecuencias menores e 4 GHz los transistores de unión bipolar suelen ofrecer para muchos diseños electrónicos una solución fiable y de coste bajo. Las dimensiones del transistor son muy pequeñas lo que le permite a operar a frecuencias de microondas. En su proceso de fabricación se emplean las técnicas de implantación de iones y las de auto-alineamiento para obtener una estructura multipar de emisor-base. Una sección típica y una vista desde arriba de un BJT de Si se ofrecen a continuación.

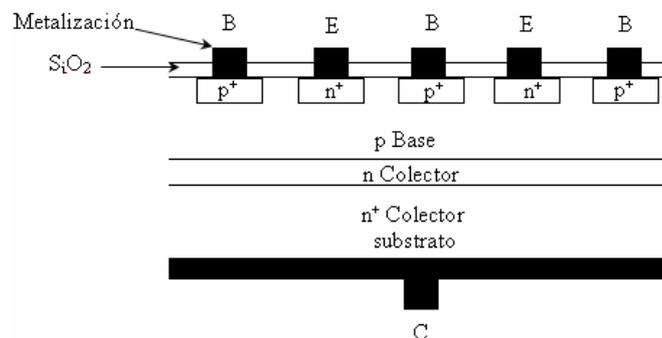


Figura 2.2-1 Corte transversal de un transistor de unión bipolar

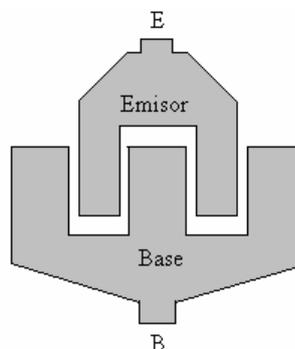


Figura 2.2-2 Vista desde arriba de un BJT

Este tipo de estructura asegura la disminución del tiempo de tránsito del electrón desde el emisor a colector, mientras que se mantiene un área de emisión grande. Los parámetros típicos de un BJT de bajo ruido se pueden apreciar en la tabla de abajo.

Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)	Potencia de salida (dB)	Mínima figura de ruido (dB)
1	18	18	1.2
2	13	18	1.7
4	9	18	2.8

Tabla 2.2-1 Parámetros característicos de BJT de bajo ruido

En la actualidad, la principal tecnología utilizada en amplificadores de microondas es la basada en semiconductores de GaAs e InP (fosfato de indio) del tipo FET en vez de los tradicionales semiconductores bipolares de silicio (Si) o silicio-germanio (SiGe), que sin embargo, aún son usadas.

El uso preferente de GaAs, y en menor medida InP, en el diseño de transistores para amplificación de bajo ruido se justifica principalmente por dos razones:

- La movilidad de portadores en GaAs es seis veces mayor que en Si, mientras que la velocidad de “peak drift” es dos veces superior en GaAs con respecto a Si. Mayor movilidad de los portadores implica mayores corrientes de salida para igual entrada y menores resistencias parásitas en el semiconductor, lo que se traduce en ganancias más elevadas y menores valores de ruido.
- La resistencia serie equivalente de un transistor de silicio suele ser superior a la de un transistor de semiconductor compuesto como GaAs o InP, debido a la tecnología de fabricación. Esta resistencia serie es responsable también a efectos de ruido del concepto de disipación y aumento de temperatura en el semiconductor, incrementando con ello el valor de ruido asociada a un transistor de silicio.

Para la fabricación de un GaAs MESFET se emplea una *epitaxy* con un haz molecular. Podemos observar su sección transversal y la vista desde arriba en las siguientes figuras:

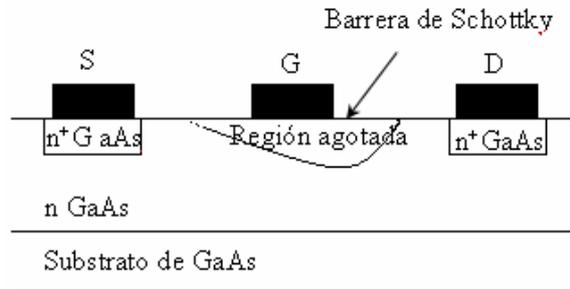


Figura 2.2-3 Sección transversal de un GaAs MESFET

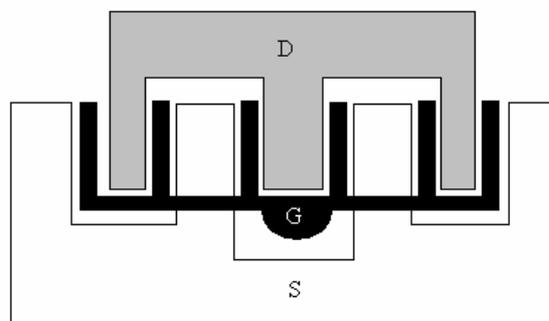


Figura 2.2-4 Vista desde arriba de un GaAs MESFET

2.2.2 Parámetros de un amplificador

Una vez elegido un transistor se acude a su catálogo para la elección del punto de polarización, según los criterios establecidos para el diseño, y se construye una red de polarización independientemente del circuito de microondas. Entonces se obtienen unos parámetros S del transistor para el punto de polarización, $[S]_{pol}$, que definirán el funcionamiento no lineal del dispositivo. Normalmente estos parámetros presentan las siguientes características:

- $S_{11}, S_{22} \neq 0$
- No cumplen reciprocidad $S_{21} \neq S_{11}$
- No es pasiva $|S_{ij}|$ puede ser mayor que 1
- No cumplen unitariedad $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 \neq 1$

A consecuencia de que $S_{11}, S_{22} \neq 0$ tendremos reflexiones indeseadas, para evitarlas y conseguir Máxima Transferencia de Potencia diseñaremos unas redes de adaptación a la entrada y a la salida del transistor polarizado.

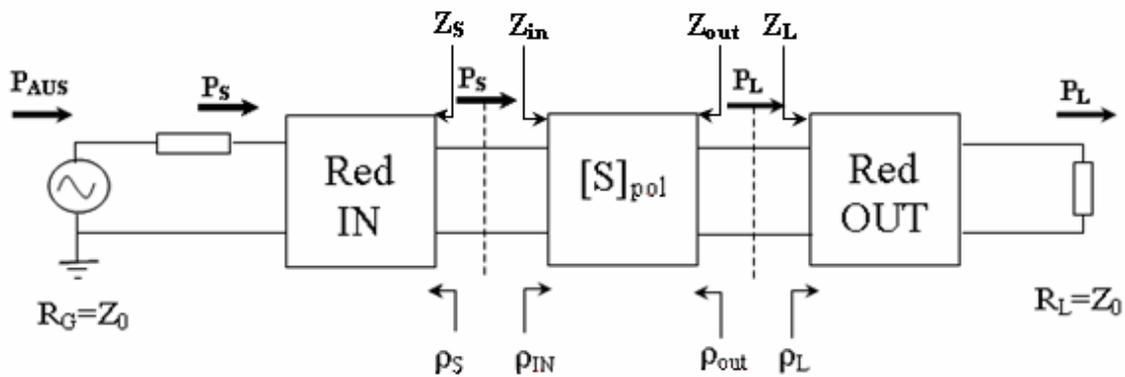


Figura 2.2-5 Esquema simplificado de un amplificador

Estas redes de adaptación serán pasivas y sin pérdidas con unos ρ_s y ρ_L determinados, de tal manera que la potencia entrante y saliente de la red tiene que ser la misma. Además observamos en la figura (2.2-5) que la red de adaptación de entrada transforma la impedancia del circuito excitador R_G , que usualmente es $50\ \Omega$, en la impedancia Z_s o en otras palabras en el coeficiente ρ_s . Igualmente la red de adaptación de salida transforma la impedancia R_L , que también suele ser $50\ \Omega$, a otra Z_L o al coeficiente de reflexión ρ_L . El diseño de un amplificador va a depender de la elección de estos coeficientes de reflexión para las redes de entrada y de salida, que dependerá de unos determinados requisitos en la respuesta que se deseen obtener.

2.2.2.1 Ecuaciones de Ganancia

Existen varias expresiones de ganancia empleadas en el diseño de un amplificador. Éstas se refieren a ganancia de transducción G_T , ganancia de potencia operativa G_P y ganancia disponible G_A con las siguientes expresiones:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AUS}} = \frac{P_{entregada_a_la_carga}}{P_{disponible_del_generador}} = \frac{1 - |\rho_s|^2}{|1 - \rho_{in}\rho_s|} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\rho_L|^2}{|1 - S_{22}\rho_L|^2} \quad [2.2-1]$$

O también:

$$G_T = \frac{1 - |\rho_S|^2}{|1 - S_{11}\rho_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\rho_L|^2}{|1 - \rho_{out}\rho_L|^2} \quad [2.2-2]$$

$$G_P = \frac{P_{entregada_a_la_carga}}{P_{de_entrada_a_la_red}} = \frac{1}{1 - |\rho_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\rho_L|^2}{|1 - S_{22}\rho_L|^2} \quad [2.2-3]$$

$$G_A = \frac{P_{disponible_desde_la_red}}{P_{disponible_desde_el_generador}} = \frac{1 - |\rho_S|^2}{|1 - S_{11}\rho_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\rho_{out}|^2} \quad [2.2-4]$$

sabiendo que:

$$\rho_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L} \quad y \quad [2.2-5]$$

$$\rho_{out} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\rho_S}{1 - S_{11}\rho_S} \quad [2.2-6]$$

la ecuación de la ganancia de transducción o de transferencia queda como:

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\rho_S|^2) \cdot (1 - |\rho_L|^2)}{|(1 - S_{11}\rho_S) \cdot (1 - S_{22}\rho_L) - S_{21} \cdot S_{12} \cdot \rho_S \cdot \rho_L|^2} \quad [2.2-7]$$

Según las expresiones obtenidas observamos que los valores de ρ_S , ρ_L y los parámetros S del transistor polarizado determinan las ganancias del amplificador.

Las redes de adaptación pasivas determinan unos valores de ρ_S y ρ_L , que cumplen $|\rho_S| < 1$ y $|\rho_L| < 1$. Esto llevará a que las partes resistivas asociadas a Z_S y Z_L sean positivas. Sin embargo de las expresiones [2.2-5] y [2.2-6] para unos ciertos parámetros S y con $|\rho_S| < 1$ y $|\rho_L| < 1$ es posible obtener unos valores de ρ_{in} y ρ_{out} tales que cumplen que $|\rho_{in}| > 1$ y/o $|\rho_{out}| > 1$. Cuando esto ocurre el puerto de entrada o el puerto de salida del transistor presenta una resistencia negativa lo que conlleva a unas oscilaciones indeseadas. Obviamente, estas situaciones de han de evitar en el diseño de un amplificador.

2.2.2.2 Estabilidad de un amplificador

La estabilidad de un amplificador o su resistencia a oscilar es una consideración muy importante en el diseño de un amplificador. En un dispositivo de dos puertos las oscilaciones son posibles cuando sus puertos de entrada o salida presentan una resistencia negativa. Esto ocurre cuando $|\rho_{in}| > 1$ y/o $|\rho_{out}| > 1$ en este caso se produce **inestabilidad** y se pueden producir oscilaciones espurias, lo que conlleva a generación de interferencias y disminución de la eficiencia del amplificador.

Un dispositivo de dos puertos se dice que es **incondicionalmente estable** para una frecuencia dada si las partes reales de las impedancias Z_{in} y Z_{out} son positivas para todo el rango de valores de las impedancias de carga o de fuente. Por el contrario, si el dispositivo no es incondicionalmente estable es **potencialmente inestable**, lo que significa que algunos valores de las impedancias de carga o fuente pueden tener parte real negativa.

En términos de los coeficientes de reflexión, la condición de la estabilidad incondicional para una frecuencia dada se obtiene cuando se cumplen las siguientes condiciones:

$$|\rho_S| < 1, |\rho_L| < 1, |\rho_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L} \right| < 1 \text{ y } |\rho_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_S}{1 - S_{11}\rho_S} \right| < 1 \quad [2.2-8]$$

donde todos los coeficientes están normalizados a una impedancia característica determinada.

La estabilidad de un amplificador también se determina a través de un parámetro llamado factor de estabilidad K, que tiene la siguiente expresión:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}S_{21}|} \quad [2.2-9]$$

donde

$$\Delta = \det(S) = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \quad [2.2-10]$$

La condición de **estabilidad incondicional** en estos parámetros exigiría lo siguiente: $K > 1$ y $|\Delta| \leq 1$.

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$	Condicionalmente Estables y Adaptables.

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

Tabla 2.2-2 Expresiones que determinan la estabilidad de un dispositivo

Cuando el dispositivo de dos puertos es potencialmente inestable pueden existir valores de ρ_S y ρ_L para los que las partes reales de las impedancias Z_{IN} y Z_{OUT} serán positivas. Estos valores de los coeficientes se pueden obtener empleando una herramienta gráfica, *círculos de estabilidad*.

Círculos de estabilidad de carga o salida

En este caso tendremos que determinar los valores de ρ_L que proporcionen una salida estable del circuito.

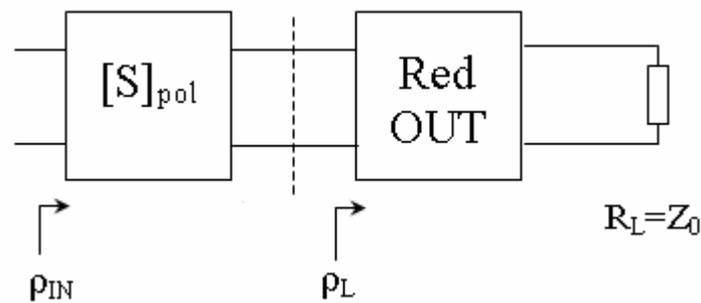


Figura 2.2-6 Red de adaptación de salida con el TRT polarizado

Para ello $|\rho_{in}|=1 = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L} \right|$, en este caso los parámetros S que determinan el coeficiente de reflexión de entrada serán determinados por el transistor polarizado, por tanto serán fijos. El único parámetro que podremos variar para conseguir $|\rho_{in}|=1$ será ρ_L de cuyo valor dependerá el diseño de la red de salida.

Los valores de ρ_L que hacen $|\rho_{in}|=1$ estarán contenidos dentro de una circunferencia con el siguiente centro y radio, respectivamente:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_L = \frac{(S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad R_L = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \\ \Delta = \det(S) = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \end{array} \right. \quad [2.2-11]^3$$

³ Las ecuaciones obtenidas de las circunferencias se desarrollan con detalle en el apéndice A de [2]

Esta circunferencia se lleva sobre la carta de Smith de ρ_L y se conoce como circunferencia de estabilidad de carga. Los valores de ρ_L que hacen que $|\rho_{in}| < 1$ estarán dentro o fuera de dicha circunferencia dependiendo del valor de S_{11} . En la carta de Smith de ρ_L el origen de la misma corresponde al valor de $\rho_L = 0$, para este valor de ρ_L $|\rho_{in}| = |S_{11}|$, entonces:

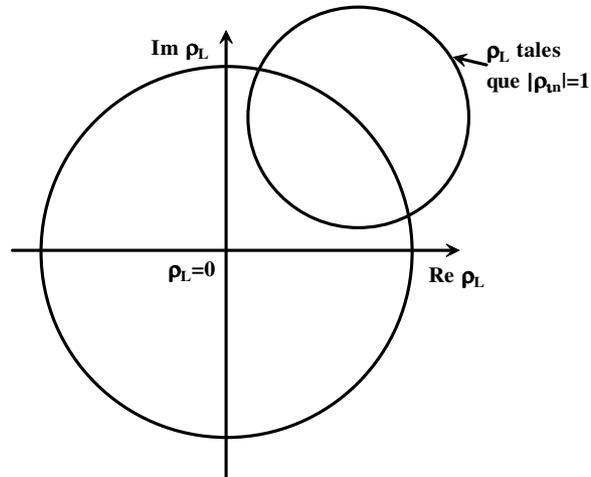


Figura 2.2-7 *Circunferencia de estabilidad de carga*

- Si $|S_{11}| > 1$ el centro de la carta de Smith no será estable. Entonces si el círculo de estabilidad de carga contiene el centro de la carta de Smith los valores de ρ_L contenidos dentro del círculo proporcionarán un diseño inestable, mientras que si no lo contiene los valores dentro del círculo proporcionarán un diseño estable.

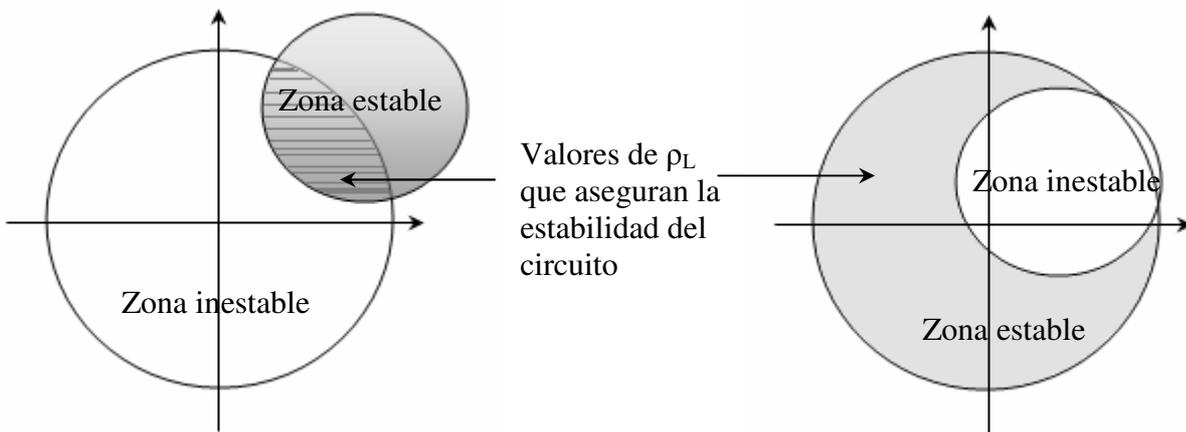


Figura 2.2-8 *El centro de la carta de Smith no contenido en el círculo de estabilidad de carga*

Figura 2.2-9 *El centro de la carta contenido en el círculo de carga*

- Si $|S_{11}| < 1$ el centro de la carta de Smith es estable. Entonces si el círculo de estabilidad de carga contiene el centro de la carta de Smith los valores de ρ_L contenidos dentro del círculo proporcionarán un diseño estable, mientras que si no lo contiene los valores dentro del círculo proporcionarán un diseño inestable.

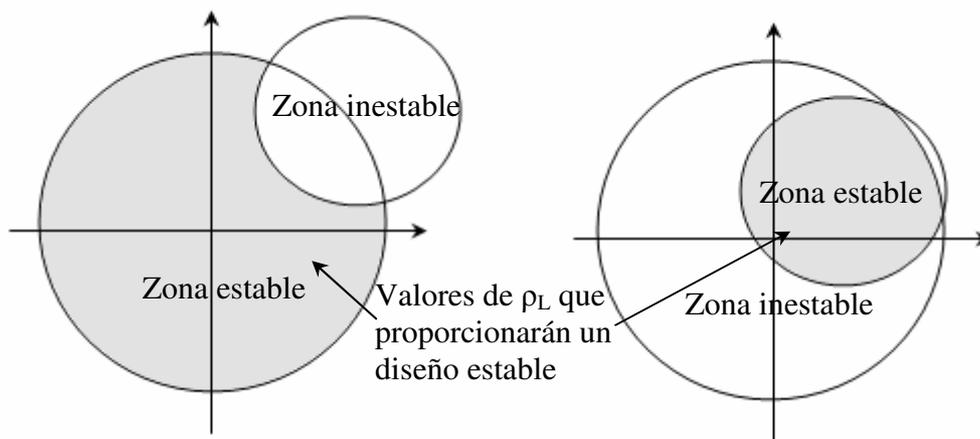


Figura 2.2-10 El centro de la carta de Smith no contenido en el círculo de estabilidad de carga

Figura 2.2-11 El centro de la carta contenido en el círculo de carga

Para el caso incondicionalmente estable el círculo de estabilidad aparecería fuera de la carta de Smith y como $|S_{11}| < 1$ podríamos elegir cualquier valor de la carta de Smith para ρ_L .

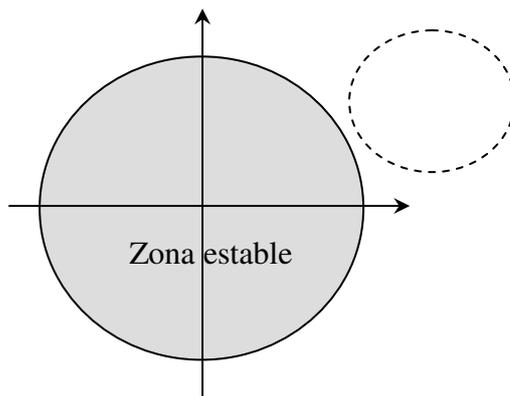


Figura 2.1-12 Caso de estabilidad incondicional

Círculo de estabilidad de fuente o entrada

Para estudiar la estabilidad a la entrada del circuito consideremos el siguiente esquema:

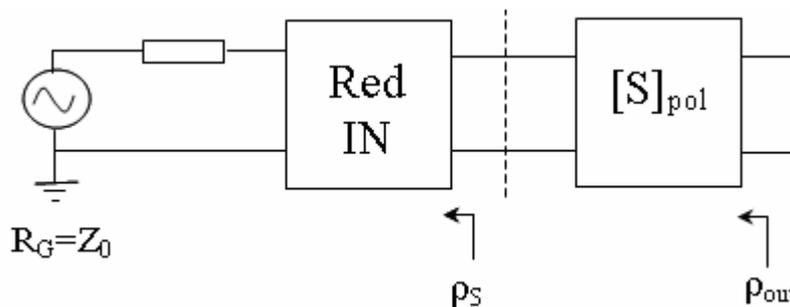


Figura 2.2-13 Red de adaptación de entrada con el TRT polarizado

Si siguiendo el mismo razonamiento del apartado anterior buscaremos los valores de ρ_S que hacen que $|\rho_{out}| = 1 = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_S}{1 - S_{11}\rho_S} \right|$. En este caso se formará una circunferencia de estabilidad de fuente cuyo centro y radio satisfacen las expresiones:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_S = \frac{(S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad R_S = \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \\ \Delta = \det(S) = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \end{array} \right. \quad [2.2-12]$$

Los valores de ρ_S que hacen $|\rho_{out}| < 1$ estarán dentro o fuera de la circunferencia de estabilidad de fuente dependiendo del valor de S_{22} . Entonces:

- Si $|S_{22}| > 1$ el centro de la carta de Smith no será estable. Entonces como en caso del apartado anterior, si el centro de la carta está contenido en el círculo de estabilidad de fuente, consideraremos aquellos valores de ρ_S para un diseño estable pertenecientes a la región exterior del círculo de estabilidad. En el caso de que el centro no está contenido dentro de la circunferencia de estabilidad elegiremos los valores de ρ_S pertenecientes a la región interior al circuito.
- Si $|S_{22}| < 1$ el centro de la carta de Smith será estable. En este caso elegiríamos los valores pertenecientes a la región exterior del círculo de estabilidad si éste no contuviera el punto central del mapa y viceversa en el caso contrario.

2.2.3 Ruido de un amplificador

En un amplificador de microondas aún cuando no hay señal entrante se puede medir un pequeño voltaje a su salida. Nos referimos a este pequeño voltaje de salida como la potencia de ruido del amplificador. El ruido total a la salida del amplificador se compone del ruido entrante amplificado más el ruido producido por el amplificador.

Podemos representar un modelo de ruido de un amplificador, en el que la potencia del ruido de entrada puede ser modelada como una fuente en serie con una resistencia que produce el ruido termal o ruido de Jonson. Este ruido es producido por las fluctuaciones aleatorias de electrones provocadas por la agitación térmica. El valor rms del voltaje de ruido producido por una resistencia de ruido, R_N , para un rango de frecuencia $f_H - f_L$ es dado por la expresión:

$$v_{n,rms} = \sqrt{4kTBR} \quad [2.2-13]$$

donde k es la constante de Boltzmann ($k = 1.374 \times 10^{-23} \text{ J}^\circ\text{K}$), T es la temperatura de la resistencia de ruido y B es el ancho de banda de ruido ($B = f_H - f_L$). La ecuación [2.2-13] muestra la dependencia del ruido térmico del ancho de banda y no de la frecuencia central. Esta distribución del ruido es llamada ruido blanco.

$$P_N = \frac{v_{n,rms}^2}{4R_N} = ktB \quad [2.2-14]$$

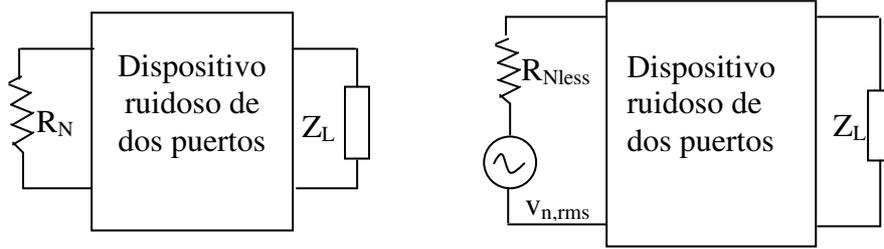


Figura 2.2-14 Modelo de comportamiento de un dispositivo en cuanto a ruido

La figura de ruido, F , describe cuantitativamente el comportamiento de un amplificador ruidoso. Se define como la relación entre el ruido total disponible en la salida del amplificador y el ruido total disponible en la salida del amplificador debido al ruido térmico generado por R_N , con un valor referido a la temperatura estándar de 290°K . La figura del ruido puede ser expresada a través de la siguiente relación:

$$F = \frac{P_{N_0}}{P_{N_i} G_A} \quad [2.2-15]$$

donde P_{N_0} es el ruido total disponible en la salida del amplificador, $P_{N_i} = kT_0B$ es el ruido total disponible en la salida generado por R_N a la temperatura de $T_0 = 290^\circ\text{K}$ en el ancho de banda B y G_A es la ganancia disponible, que se puede describir como la relación entre la potencia de la señal disponible en la salida del circuito y la potencia de la señal disponible en la

entrada del circuito, $G_A = \frac{P_{S_o}}{P_{S_i}}$. De esta manera la expresión que define la figura del ruido se

puede reescribir como:

$$F = \frac{P_{S_i} / P_{N_i}}{P_{S_o} / P_{N_0}}$$

En otras palabras, F también se puede definir como la relación entre el ratio de señal ruido disponible en la entrada del circuito y el ratio de señal ruido disponible en la salida del circuito. La figura de ruido mínima se puede obtener seleccionando con propiedad el coeficiente de reflexión de fuente del amplificador.

2.2.3.1 Circunferencias de ruido constante

La figura de ruido para un amplificador de dos puertos es dada por la ecuación [2.2-16]⁴:

$$F = F_{\min} + \frac{\overline{R_n}}{G_S} |Y_S - Y_{S_{opt}}|^2 \quad [2.2-16]$$

donde $\overline{R_n} = R_n / Z_0$ es la resistencia normalizada equivalente de ruido, $Y_S = G_S + jB_S$ representa la admitancia de fuente normalizada y $Y_{S_{opt}} = G_{S_{opt}} + jB_{S_{opt}}$ representa la admitancia de fuente normalizada que proporciona la figura del ruido mínimo o óptimo, llamada F_{\min} .

⁴ El desarrollo de esta ecuación se puede encontrar en el apéndice L de [2]

Podemos expresar las dos admitancias en términos de coeficientes de reflexión ρ_S y ρ_{Sopt} respectivamente:

$$Y_S = \frac{1 - \rho_S}{1 + \rho_S} \quad [2.2-17]$$

y

$$Y_{Sopt} = \frac{1 - \rho_{Sopt}}{1 + \rho_{Sopt}} \quad [2.2-18]$$

Sustituyendo las expresiones [2.2-17] y [2.2-18] en [2.2-16] obtenemos la siguiente relación:

$$F = F_{\min} + \frac{4\overline{R_n} |\rho_S - \rho_{Sopt}|^2}{(1 - |\rho_S|^2) |1 + \rho_{Sopt}|} \quad [2.2-19]$$

La ecuación [2.2-19] depende de los valores de F_{\min} , R_n y ρ_{Sopt} . Estas variables son conocidas como los *parámetros del ruido* y son suministrados por el fabricante del transistor o pueden ser determinados experimentalmente. El coeficiente de reflexión de fuente se puede variar hasta obtener con el medidor de ruido una figura de ruido mínima. El valor de F_{\min} , que ocurre cuando $\rho_S = \rho_{Sopt}$, puede ser determinado por el medidor del ruido y el coeficiente de reflexión de fuente por el analizador de redes. La resistencia de ruido equivalente se puede determinar a partir de la siguiente relación:

$$\overline{R_n} = (F_{\rho_S=0} - F_{\min}) \frac{|1 + \rho_{Sopt}|^2}{4|\rho_{Sopt}|^2} \quad [2.2-20]$$

donde $F_{\rho_S=0}$ es la figura del ruido medida para $\rho_S = 0$, F_{\min} la función del ruido mínimo del dispositivo para la que existe un valor de ρ_{Sopt} .

La ecuación [2.2-19] se puede emplear para diseñar el valor de ρ_S para una figura de ruido dada $F = F_i$. Reescribimos la ecuación [2.2-19]:

$$\frac{|\rho_S - \rho_{Sopt}|^2}{1 - |\rho_S|^2} = \frac{F_i - F_{\min}}{4\overline{R_n}} |1 + \rho_{Sopt}|^2 \quad [2.2-21]$$

Observamos que para un valor de la figura de ruido determinado la expresión a la derecha de la igualdad es una constante. Vamos a llamarla N_i :

$$N_i = \frac{F_i - F_{\min}}{4\overline{R_n}} |1 + \rho_{Sopt}|^2 \quad [2.2-22]$$

Entonces la ecuación [2.2-21] queda como:

$$\frac{|\rho_S - \rho_{Sopt}|^2}{1 - |\rho_S|^2} = N_i$$

desarrollando esta igualdad:

$$(\rho_S - \rho_{Sopt})(\rho_S^* - \rho_{Sopt}^*) = N_i - N_i |\rho_S|^2$$

$$|\rho_S|^2 (1 + N_i) - 2\Re(\rho_S \rho_{Sopt}^*) + |\rho_{Sopt}|^2 = N_i$$

ó

$$|\rho_S|^2 - \frac{2}{1 + N_i} \Re(\rho_S \rho_{Sopt}^*) + \frac{|\rho_{Sopt}|^2}{1 + N_i} = \frac{N_i}{1 + N_i}$$

Esta ecuación corresponde como la ecuación de la circunferencia en el plano de ρ_S y se puede representar de forma:

$$\left| \rho_S - \frac{\rho_{Sopt}}{1 + N_i} \right|^2 = \frac{N_i^2 + N_i(1 - |\rho_{Sopt}|)}{(1 + N_i)^2}$$

Para un valor determinado de N_i el centro de la circunferencia se puede calcular como:

$$C_{Fi} = \frac{\rho_{Sopt}}{N_i + 1} \quad [2.2-23]$$

y el radio:

$$R_{Fi} = \frac{1}{1 + N_i} \sqrt{N_i \cdot (N_i + 1 - |\rho_{Sopt}|^2)} \quad [2.2-24]$$

A partir de la ecuación [2.2-22] se puede determinar varios valores de N_i para varios valores de la figura de ruido F_i . Después haciendo uso de las ecuaciones [2.2-23] y [2.2-24] podemos representar una familia de las circunferencias de ruido constante en el plano de ρ_S .

De las ecuaciones [2.2-22], [2.2-23] y [2.2-24] observamos que si $F_i = F_{min}$ entonces $N_i = 0$, $C_{Fmin} = \rho_{Sopt}$ y $R_{Fmin} = 0$. Esto significa que el centro de la circunferencia de la figura de ruido mínimo F_{min} se ubica en el valor de ρ_{Sopt} con un radio nulo. De la ecuación [2.2-23] se deduce que los centros de las circunferencias para los demás valores de la figura de ruido se van a ubicar a lo largo del vector de ρ_{Sopt} .

A continuación vamos a ver un ejemplo para el caso de un transistor de tecnología MESFET GaAs modelo ATF-35143. Representaremos cuatro circunferencias de ruido constante separadas 0.5 dB junto con el valor de ρ_{Sopt} a una frecuencia de 1400 MHz.

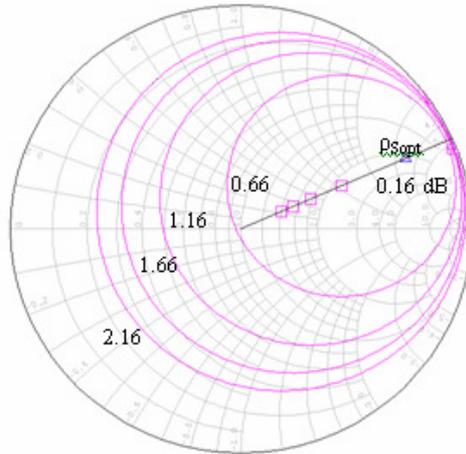


Figura 2.2-15 *Círculos de ruido constante de un transistor modelo ATF-35143*

En el diseño de un amplificador siempre hay diferencia entre los valores de la figura de ruido diseñado y medido. Esto se debe a las pérdidas debidas a los elementos introducidos en el diseño y las variaciones en la figura de ruido del propio transistor.

2.2.4 Ganancia de un amplificador

Como ya se ha visto en el apartado 2.2.1 la ganancia de transferencia de un amplificador depende tanto de la red de entrada, a través del parámetro ρ_S , como de la red de salida a través del parámetro ρ_L :

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\rho_S|^2) \cdot (1 - |\rho_L|^2)}{|(1 - S_{11}\rho_S) \cdot (1 - S_{22}\rho_L) - S_{21} \cdot S_{12} \cdot \rho_S \cdot \rho_L|^2}$$

Si en el diseño del amplificador se busca Máxima Transferencia de Potencia se deben evitar cualquier tipo de reflexiones, para eso las redes de adaptación de entrada y de salida deben presentar una adaptación muy buena con el circuito del transistor polarizado. Para que esto ocurra observamos de la ecuación de arriba que se debe cumplir que $\rho_S = \rho_{in}^*$ y $\rho_L = \rho_{out}^*$. La obtención de estos valores de coeficientes de reflexión de fuente y de carga dependerá del diseño de las redes de adaptación de entrada y salida. Existen dos casos del diseño que se pueden dar: caso unilateral y caso bilateral, a continuación se explican cada uno de ellos.

2.2.4.1 Caso unilateral

El diseño unilateral se basa en la suposición de que el parámetro $S_{12} = 0$ (se puede hacer cuando el valor de S_{12} del transistor polarizado es muy pequeño), de esta manera se rompe la realimentación entre la salida y entrada y las ecuaciones de diseño se vuelven más sencillas:

$$\rho_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L} = S_{11}$$

$$\rho_{out} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\rho_S}{1 - S_{11}\rho_S} = S_{22}$$

y

$$G_{TU} = \frac{1-|\rho_S|^2}{|1-S_{11}\rho_S|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1-|\rho_L|^2}{|1-S_{22}\rho_L|^2} \quad [2.2-25]$$

En este caso la ganancia del circuito se denomina como *ganancia de transducción unilateral*. El primer término de la ecuación [2.2-25] como se puede observar depende del parámetro S_{11} del transistor polarizado y del coeficiente de reflexión de fuente. El segundo término depende de otro parámetro S del transistor S_{21} y el último término depende del parámetro S_{22} de transistor y del coeficiente de reflexión de carga. Esto nos lleva a pensar que el término de ganancia total se puede componer de tres términos distintos e independientes:

$$G_{TU} = G_S G_0 G_L \quad [2.2-26]$$

donde

$$G_S = \frac{1-|\rho_S|^2}{|1-S_{11}\rho_S|^2} \quad [2.2-27]$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad [2.2-28]$$

$$G_L = \frac{1-|\rho_L|^2}{|1-S_{22}\rho_L|^2} \quad [2.2-29]$$

Entonces podemos representar el amplificador de microondas como:

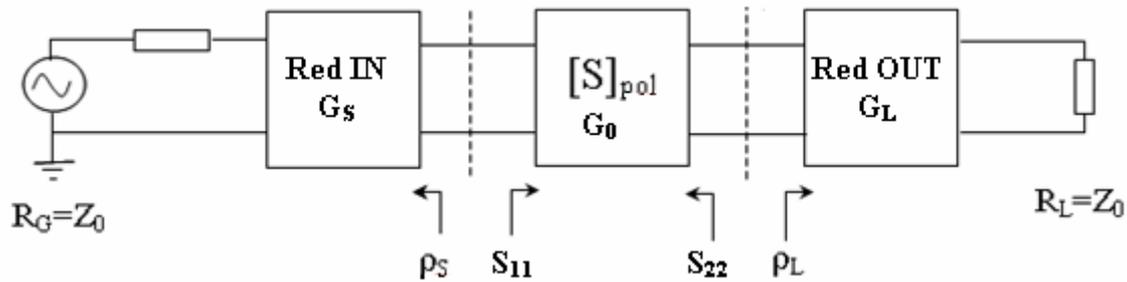


Figura 2.2-16 Diagrama de bloques del caso unilateral

Los términos de G_S y G_L representan ganancia o pérdidas producidas por las variaciones en los circuitos de entrada y salida respectivamente. Estos términos no pueden tener un valor superior a la unidad ya que las redes se diseñan con los componentes pasivos. Para la red de entrada el término de G_S afecta al grado de parentesco entre ρ_S y S_{11} . Para que la adaptación entre ambos circuitos sea máxima el valor de G_S tiene que ser máximo y de [2.2-27] se deduce que esto se cumple cuando: $\rho_S = S_{11}^*$ y igualmente para el caso de la red de salida G_L es máxima cuando $\rho_L = S_{22}^*$. Entonces si G_S y G_L son máximas esto hace que G_{TU} sea máxima, ya que el valor de S_{21} es fijo, en este caso podremos reescribir la relación [2.2-25] como

$$G_{TU, \max} = G_{S, \max} G_0 G_{L, \max} = \frac{1}{1-|S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1-|S_{22}|^2} \quad [2.2-30]$$

Podemos observar que las expresiones para G_S y G_L [2.2-27] y [2.2-29] son parecidas y pueden reescribirse de forma general:

$$G_i = \frac{1 - |\rho_i|^2}{|1 - S_{ii}\rho_i|^2} \quad [2.2-31]$$

donde i puede ser $i = S$ con $ii = 11$ o $i = L$ con $ii = 22$. En el análisis de [2.2-31] se tienen que tener en cuenta dos casos: el caso de estabilidad incondicional con $|S_{ii}| < 1$ y el caso de inestabilidad potencial con $|S_{ii}| > 1$.

Caso de estabilidad incondicional, $|S_{ii}| < 1$

El máximo valor que se puede obtener para [2.2-31] es cuando $\rho_i = S_{ii}^*$ entonces su expresión queda como:

$$G_{i,\max} = \frac{1}{1 - |S_{ii}|^2} \quad [2.2-32]$$

Las terminaciones que producen $G_{i,\max}$ se llaman óptimas. Por el otro lado el mínimo valor de G_i se da cuando $|\rho_i| = 1$, los demás valores de ρ_i producen valores de G_i entre el cero y $G_{i,\max}$. Los valores de ρ_i que producen valores de ganancia constante se pueden representar como circunferencias en la carta de Smith. Estas circunferencias se llaman *círculos de ganancia constante*.

Para la representación definimos un factor de ganancia normalizada, cuya expresión es:

$$g_i = \frac{G_i}{G_{i,\max}} = G_i(1 - |S_{ii}|^2) = \frac{1 - |\rho_i|^2}{|1 - S_{ii}\rho_i|^2} (1 - |S_{ii}|^2) \quad [2.2-33]$$

tal que $0 \leq g_i \leq 1$. Se puede demostrar⁵ que los valores de ρ_i que producen valores constantes de g_i se encuentran dentro de la circunferencia cuya ecuación es:

$$|\rho_i - C_{g_i}| = r_{g_i} \quad [2.2-34]$$

donde su centro y radio están dados por las ecuaciones:

$$\begin{cases} C_{g_i} = \frac{g_i \cdot S_{ii}^*}{1 - |S_{ii}|^2 (1 - g_i)} \\ R_{g_i} = \frac{\sqrt{1 - g_i} \cdot (1 - |S_{ii}|^2)}{1 - |S_{ii}|^2 (1 - g_i)} \end{cases} \quad [2.2-35]$$

Cada valor constante de g_i genera una nueva circunferencia de G_i . Las ecuaciones [2.2-35] pueden emplearse tanto para la generación de los círculos de G_S como de G_L .

A continuación se dan unos pasos a seguir para realizar una representación de los círculos de ganancia constante sobre la carta de Smith:

⁵ Apéndice D de [2]

1. Localiza el punto correspondiente a S_{ii}^* y dibuja la línea desde el origen hasta el punto localizado. Para S_{ii}^* la ganancia es máxima y su valor se calcula a partir de [2.2-32].
2. Determina los valores de G_i , tales que $0 \leq G_i \leq G_{i, \max}$, para los que hay que realizar la representación y obtén los valores correspondientes de $g_i = G_i/G_{i, \max}$.
3. Determina de [2.2-35] los valores de centro y radio de las circunferencias correspondientes.

Caso de inestabilidad potencial, $|S_{ii}| > 1$

En este caso $|S_{ii}| > 1$ y las terminaciones pasivas pueden producir el infinito valor de G_i . El valor infinito de G_i a partir de la ecuación [2.2-31] se obtiene para un valor de ρ_s llamado crítico

$$\rho_{i,c} = \frac{1}{S_{ii}} \quad [2.2-36]$$

A partir de esta ecuación se determina que la parte real de la impedancia asociada a $\rho_{s,c}$ es igual a la magnitud de la resistencia negativa asociada al valor de S_{ii} . Por consiguiente se pueden producirse oscilaciones indeseadas en la entrada o salida del circuito.

Tal y como definimos el valor de la ganancia normalizada g_i y teniendo en cuenta que $|S_{ii}| > 1$:

$$g_i = \frac{1 - |\rho_i|^2}{|1 - S_{ii}\rho_i|^2} (1 - |S_{ii}|^2)$$

se pueden darse valores negativos de g_i . Esta definición nos conduce a la misma expresión de la ecuación de circunferencia obtenida en [2.2-34] y por consiguiente mismas expresiones tanto para el centro de la circunferencia como para su radio. Entonces como hemos dicho la ganancia

es infinita para $\rho_i = \rho_{i,c} = \frac{1}{S_{ii}}$ y como el argumento de C_{g_i} es idéntico al argumento de

$\rho_{i,c} = \frac{1}{S_{ii}}$ de aquí sigue que los orígenes de las circunferencias de ganancia se ubicarán en la

línea trazada desde el centro de la carta de Smith hasta el punto $\frac{1}{S_{ii}}$.

Para prevenir las oscilaciones en la salida o en la entrada del circuito se debe escoger tal valor de ρ_i que facilite que la parte real de la impedancia de terminación sea mayor que la magnitud

de la resistencia negativa asociada al punto $\frac{1}{S_{ii}}$. Si la resistencia negativa aparece en la entrada,

la región estable será aquella donde los valores de ρ_s produzcan una impedancia de fuente tal que:

$$\text{Re}(Z_S) > |\text{Re}(Z_{IN})|$$

Análogamente para el caso de resistencia negativa en la salida se deberán escogerse aquellos valores de ρ_L tales que:

$$\text{Re}(Z_L) > |\text{Re}(Z_{OUT})|$$

A modo de ejemplo en la siguiente figura se muestran los círculos de ganancia constante y el valor de ρ_s de un circuito para el que la inestabilidad potencial es generada por $S_{11} > 1$:

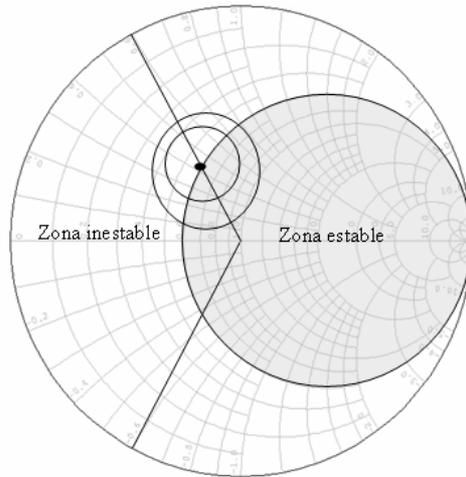


Figura 2.2-17 Regiones estables e inestables con los círculos de G_s constantes

Figura de mérito unilateral

Cuando asumimos en nuestra aproximación unilateral que $S_{12} = 0$ el diseño de las redes de adaptación de entrada y de salida se simplifica bastante, pero se comete un error. Para determinar el error cometido determinamos la siguiente relación entre G_T y G_{TU} :

$$\frac{G_T}{G_{TU}} = \frac{1}{|1 - X|^2} \tag{2.2-37}$$

donde

$$X = \frac{S_{12} S_{21} \rho_S \rho_L}{(1 - S_{11} \rho_S)(1 - S_{22} \rho_L)} \tag{2.2-38}$$

A partir de la ecuación [2.2-37] obtenemos el rango de valores entre los que oscila la relación G_T/G_{TU} :

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

Para $\rho_S = S_{11}^*$ y $\rho_L = S_{22}^*$ G_{TU} obtiene su valor máximo y en este caso se produce el máximo error introducido que se puede expresar como:

$$\frac{1}{(1 + u)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1 - u)^2} \tag{2.2-39}$$

donde

$$u = \left| \frac{S_{11} S_{12} S_{21} S_{22}}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \right| \tag{2.2-40}$$

El factor u es el llamado *factor de mérito unilateral*. Es importante destacar que el valor de u varía con la frecuencia a causa de su dependencia de los parámetros S . Una variación típica del parámetro u con la frecuencia se puede observar en la figura de abajo:

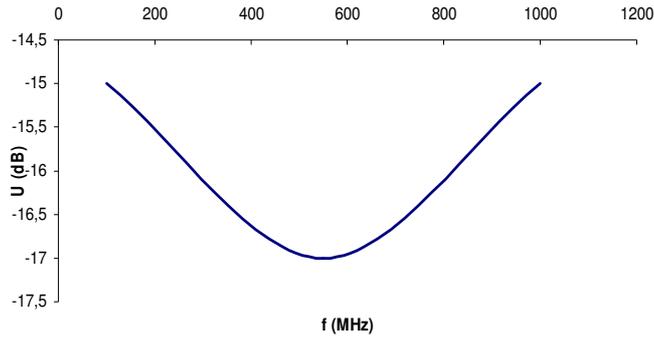


Figura 2.2-18 Dependencia de frecuencia del factor de mérito unilateral

2.2.4.2 Caso bilateral. Condiciones de adaptación conjugada

Cuando el valor de $S_{12} \neq 0$ no podemos aplicar la aproximación unilateral. Como vimos al principio de este apartado si se busca 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. 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:

$$\rho_S^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L} \quad [2.2-41]$$

$$\rho_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_S}{1 - S_{22}\rho_S} \quad [2.2-42]$$

Sustituyendo [2.2-41] en [2.2-42] se deduce:

$$C_1\rho_S^2 - B_1\rho_S + C_1^* = 0 \quad [2.2-43]$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad [2.2-44]$$

$$C_1 = S_{11} - S_{22}^*\Delta \quad [2.2-45]$$

y análogamente, eliminando ρ_S :

$$C_2\rho_L^2 - B_2\rho_L + C_2^* = 0 \quad [2.2-46]$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad [2.2-47]$$

$$C_2 = S_{22} - S_{11}^* \Delta \quad [2.2-48]$$

$$\Delta = \det[s] = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad [2.2-49]$$

Las raíces de las ecuaciones [2.2-43] y [2.2-46], vienen dadas respectivamente por:

$$\rho_S = C_1^* \left[\frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2|C_1|^2} \right] \quad [2.2-50]$$

$$\rho_L = C_2^* \left[\frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|^2} \right] \quad [2.2-51]$$

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 [2.2-50] y [2.2-51] 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.

2.2.4.3 Máxima Ganancia Disponible (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 $|\Delta| \leq 1$

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

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 Pasos orientativos en el 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 2.3-1 se pueden observar las diferentes partes que componen un amplificador: básicamente el transistor y las redes de adaptación de entrada y de salida.

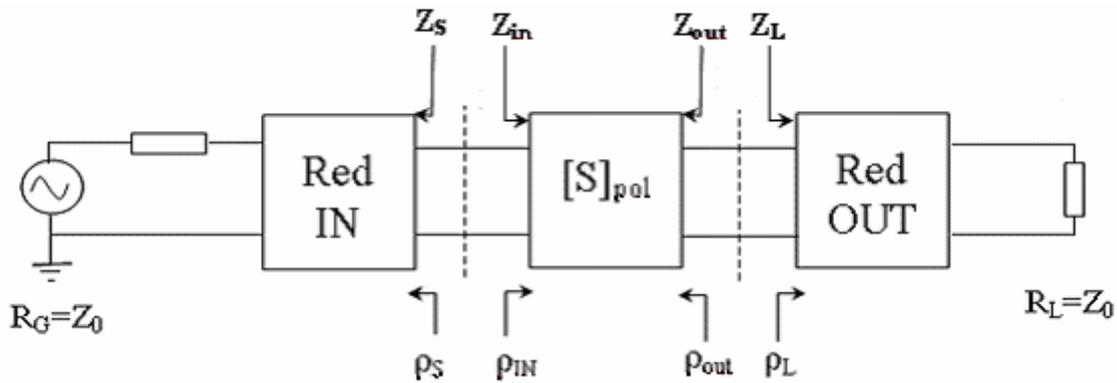


Figura 2.3-1 Esquema de un amplificador de microondas

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$	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)

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 (ρ_S) y de carga (ρ_L) como se vio en el apartado 2.3.2 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:

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 ρ_S y ρ_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 $\rho_L = \rho_{out}^*$

$$\rho_S = \frac{B_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{1/2}}{2C_1} \quad \rho_L = \frac{B_2 \pm (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{1/2}}{2C_2}$$

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:

$$\rho_S = \rho_{opt}$$

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 ρ_S y ρ_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 ρ_S y/o ρ_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.

Capítulo 3

Proceso de Diseño

En este proyecto fin de carrera se pretende mejorar el diseño de un amplificador de una etapa de bajo ruido (LNA, *Low Noise Amplifier*), sintonizado a frecuencia de 1420.4 MHz. El diseño inicial del amplificador fue realizado en un PFC previo, pero no se consiguieron las especificaciones deseadas, especialmente en cuanto al parámetro de ruido.

Como ya se ha resaltado anteriormente, debido a que el LNA pertenece a la primera etapa del sistema, su parámetro de ruido contribuirá de manera significativa al parámetro de ruido total, tal y como lo refleja la formula de Friis:

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

Entonces, la reducción de la figura de ruido del amplificador será un objetivo prioritario en este PFC. Para ello se realizarán dos diseños del dicho amplificador: uno con líneas de transmisión, equivalente al realizado en [4], pero siguiendo un proceso de diseño diferente, y otro con componentes concentrados.

Para la implementación del primer amplificador, inicialmente, se diseñará y se fabricará un transistor con sus redes de polarización. Se medirán sus parámetros S de forma práctica y se determinarán sus parámetros de ruido mediante el software de diseño. Estos parámetros S medidos y los parámetros de ruido simulados se asignarán en *Microwave Office* a un subcircuito, que será creado con el objetivo de representar el circuito del transistor polarizado fabricado. A partir de estos parámetros asignados se crearán las redes de adaptación con líneas de transmisión, según el criterio de mínimo ruido. Finalmente, el circuito creado será fabricado y se medirán sus prestaciones eléctricas, que posteriormente se compararán con las obtenidas vía simulación.

El segundo diseño con componentes concentrados se realizará siguiendo un proceso de diseño diferente al primero. El circuito del transistor polarizado, a partir de cual se realizarán los diseños de las redes de adaptación, comprenderá al transistor con las redes de polarización del surtidor. Las redes de polarización de la puerta y del drenador serán incluidas en el diseño de las redes de adaptación de entrada y salida, respectivamente. Se realizarán diferentes diseños de las redes de adaptación con componentes concentrados y se elegirá el óptimo para el diseño final del amplificador. Este diseño final será fabricado y medido con el objetivo de comprobar sus prestaciones.

La realización de todos los diseños se hará en *Microwave Office*, que presenta en sí una herramienta de diseño potente y a la vez sencilla, por lo que es empleada tanto a nivel docente como en proyectos de ingeniería. El procedimiento de diseño comprende una serie de pasos en común: inicialmente, se elaborará un circuito ideal, empleando para ello líneas de transmisión sin pérdidas, y se obtendrán sus parámetros eléctricos. Los parámetros obtenidos se convertirán en parámetros físicos mediante la herramienta de *Microwave Office*, *TxLine*, y a partir de ellos se realizará el diseño real. Para la implementación física de los diseños reales se tendrán en cuenta las características del sustrato a emplear en la fabricación, Duroid RT6006:

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: $\text{Tan}\delta =0.0027$

Resistividad normalizada respecto del oro: $\text{Rho}=1$

Todos los diseños serán optimizados con el fin de encontrar unos parámetros de adaptación y/o de ruido adecuados. Se elaborará el layout de los diseños finales en *Microwave Office* y se ultimarán sus detalles en *Circuit Cam*. Finalmente, el circuito será fabricado, medido y analizado según los resultados obtenidos.

3.1 Diseño y fabricación de un transistor polarizado

3.1.1 Introducción y consideraciones del diseño

En este primer apartado del capítulo dedicado al proceso de diseño, se seguirá el desarrollo paso a paso del diseño, fabricación y medida de un circuito de transistor polarizado. Para la implementación del dicho circuito se ha optado por un transistor de tecnología MESFET de Arseniuro de Galio (GaAs) de modelo ATF-35143, debido a la compatibilidad de sus características con las especificaciones del diseño.

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. Visto esto, se puede decir que se adapta perfectamente a nuestras necesidades.

Una vez elegido el transistor se elegirá su punto de polarización, correspondiente al parámetro de mínima figura de ruido, y se diseñarán sus redes de polarización, necesarias para su funcionamiento activo en la zona de interés, optando por una red autopolarizada. Se introducirán en el diseño elementos como condensadores de desacoplo, bobinas de choque para asegurar una correcta trayectoria de la señal de RF y de DC. Finalmente, se introducirán elementos como vía holes y líneas de transmisión de 50Ω de longitud de 1 mm, necesarias para realizar las soldaduras de los elementos, para conseguir que nuestro diseño sea lo más parecido posible al real.

Después de finalizar el diseño, se trabajará con su layout. Inicialmente, en *Microwave Office* donde se ordenarán los layouts de los componentes que forman el circuito y, finalmente, en *Circuit Cam* donde se determinará su borde y el tamaño de las brocas a emplear en el proceso de fabricación.

El proceso de fabricación se realizará empleando una máquina fresadora de modelo LPKF Protomat C60/S, controlada por el software llamado *Board Master*.

Una vez fabricado el circuito se procederá a las mediciones de los parámetros S y de la figura de ruido. Estos parámetros obtenidos experimentalmente serán comparados con los obtenidos vía simulación. Los resultados de la comparación serán analizados.

Los parámetros S medidos del transistor con sus redes de polarización y los parámetros de ruido simulados se asignarán a un subcircuito que se creará en *Microwave Office* para el posterior diseño del amplificador de una etapa.

3.1.2 Especificación del transistor ATF- 35143

Las hojas del catálogo de características proporcionan los parámetros S del transistor para diferentes polarizaciones y en rango de frecuencias entre 500 MHz y 18 GHz. Debido a que el diseño que se pretende realizar ha de tener mínimo ruido, se seleccionarán los parámetros S del transistor, que proporcionen el factor de ruido mínimo, F_{min} , menor a frecuencia de trabajo. Realizando una comparación, que se resume abajo en modo de una tabla, de los parámetros de ruido mínimo y ganancia para diferentes polarizaciones a frecuencia deseada de 1420 MHz, se llega a la conclusión de que el punto de la polarización ha de ser $V_{\text{DS}} = 2 \text{ V}$, $I_{\text{DS}} = 10 \text{ mA}$, ya que es el que proporciona el mejor compromiso entre el mínimo ruido y máxima ganancia.

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

Tabla 3.1-1 Factores de ruido y ganancia para diferentes polarizaciones del transistor ATF35143

La caracterización en parámetros S y parámetros de ruido, suministrada por el fabricante para el punto de polarización elegido, será la siguiente:

Frec. (Ghz)	S11		S21		S12		S22	
	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
2.0	0.86	-72	5.40	120	0.082	44	0.54	-51
2.5	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

Tabla 3.1-2 Tabla de parámetros S del transistor ATS-35143 polarizado a $V_{\text{DS}} = 2 \text{ V}$, $I_{\text{DS}} = 10 \text{ mA}$ proporcionada por el fabricante

Frec. GHz	Fopt	Gamma opt		Rn/Zo
	dB	MAG	ANG	
0.50	0.10	0.88	5	0.15
0.90	0.11	0.84	14	0.15
1.00	0.12	0.83	16	0.15
1.50	0.17	0.77	26	0.15
1.80	0.20	0.74	32	0.15
2.00	0.23	0.71	37	0.14
2.50	0.29	0.66	49	0.14
3.00	0.34	0.60	61	0.12
4.00	0.46	0.52	87	0.12
5.00	0.58	0.45	115	0.08
6.00	0.69	0.40	146	0.05
7.00	0.81	0.37	178	0.05
8.00	0.92	0.35	-149	0.07
9.00	1.04	0.35	-116	0.12
10.00	1.16	0.37	-82	0.22

Tabla 3.1-3 Parámetros típicos de ruido del transistor ATF-35143 polarizado a $V_{DS} = 2\text{ V}$, $I_{DS} = 10\text{ mA}$ proporcionados por el fabricante.

El diseño del transistor polarizado en *Microwave office* se inicia importando los parámetros del transistor para el punto de polarización elegido en formato de un archivo de datos con la extensión “.s2p” (“Data Files” → “Import Data File”). El archivo importado se asigna al transistor de nuestro diseño, dejándolo, de esta manera, totalmente caracterizado por los parámetros de scattering y de ruido proporcionados por el fabricante.

La banda de frecuencias del diseño estará centrada en la frecuencia 1420.4 MHz. Los parámetros S del transistor para esta frecuencia se obtienen realizando una interpolación en *Microwave Office* (“Project options” → “Single point” → 1420.4MHz):

$$S_{f=1420.5\text{MHz}} = \begin{pmatrix} 0.91017 \angle -53.06^\circ & 0.06286 \angle 55.3^\circ \\ 5.7539 \angle 136.31^\circ & 0.57273 \angle -36.85^\circ \end{pmatrix}$$

En cuanto a los parámetros del ruido:

$$F_{\text{nmín}} = 0.16209 \quad \Gamma_{\text{opt}} = 0.77883 \angle 24.416^\circ \quad R_n/Z_o = 0.15$$

Antes de empezar con el diseño de las redes de polarización, se comprueba la estabilidad del dispositivo, para ello se calcula el factor de estabilidad K, tal y como se explica en el punto 3.2.3:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} = 0.2361$$

Se observa que $K < 1$. Según lo visto en el capítulo del desarrollo teórico, esto significa que el dispositivo es “condicionalmente estable y no adaptable”. Entonces, para conseguir que el dispositivo sea estable, se debe renunciar a la adaptación de al menos en uno de los dos puertos del dispositivo, por lo que se realiza un estudio más exhaustivo en el proceso de diseño para evitar oscilaciones indeseadas.

Por otro lado, se representan en la Carta de Smith los círculos de estabilidad a la entrada y a la salida del dispositivo, así como dos círculos de figura de ruido espaciados 0.3 dB y el coeficiente de reflexión para el mínimo ruido a la entrada del dispositivo. Se considera para la representación la frecuencia de trabajo, 1420.4 MHz.

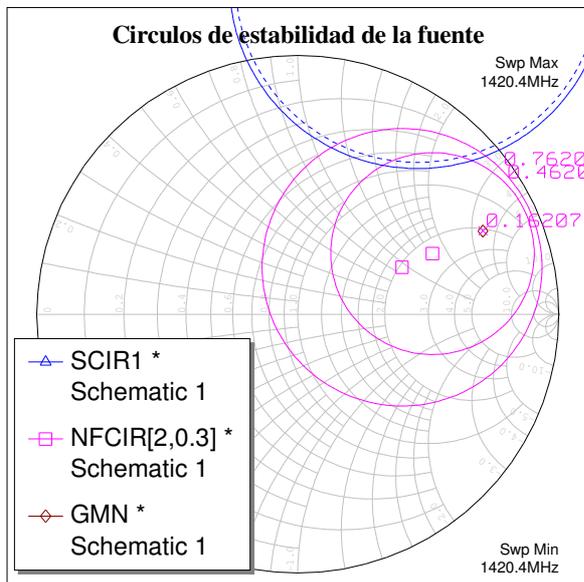


Figura 3.1-1 *Círculo de estabilidad de fuente y círculos de ruido*

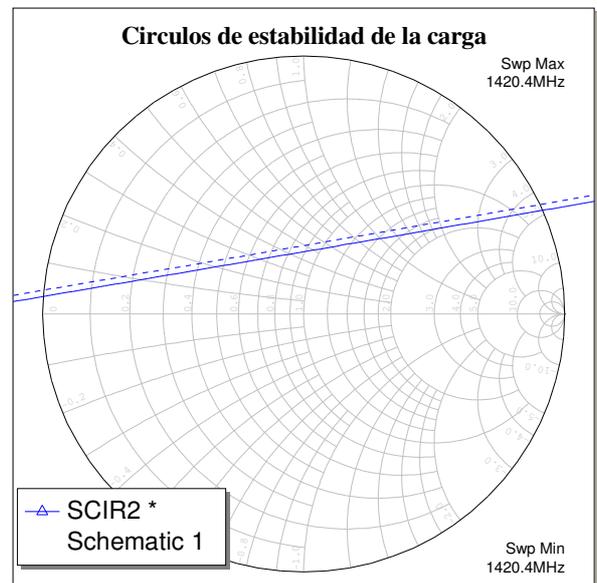


Figura 3.1-2 *Círculo de estabilidad de carga*

La zona de la Carta de Smith que delimita el tramo de línea continua de los círculos de estabilidad representa la región estable y la línea discontinua “encierra” la región inestable. Como se puede observar en las figuras se confirma que el transistor no es incondicionalmente estable, ya que los círculos definen zonas inestables en la carta de Smith. Sin embargo, se manifiesta que el diseño de mínimo ruido es posible, debido a que el coeficiente de reflexión para el mínimo ruido se encuentra en la zona estable.

3.1.3 Red de polarización del transistor

Como ya se ha dicho previamente en la introducción, el transistor requiere para su correcto funcionamiento una red de polarización. Este apartado se dedicará a exponer la composición de dicha red de polarización y sus características.

A la hora de elegir la red de polarización para el transistor MESFET de Arseniuro de Galio se ha optado por una red autopolarizada debido a su facilidad de diseño y el empleo de una única tensión de alimentación, en vez de una tensión continua para la puerta (G) y otra para el drenador (D) como ocurre en otras redes de polarización.

El esquema de la red a emplear es el siguiente:

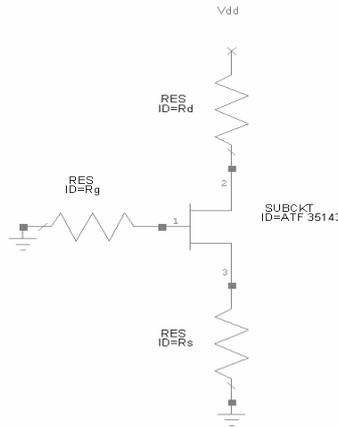


Figura 3.1-3 Red de alimentación autopolarizada

En el apartado 3.1.2 ya se ha discutido el punto de polarización elegido para la red, $V_{DS} = 2 \text{ V}$, $I_{ds} = 10 \text{ mA}$, debido a que presenta el mayor compromiso entre el mínimo ruido y máxima ganancia.

El voltaje aplicado a la puerta (G), necesario para proporcionar la corriente deseada al drenador (D) de $I_{ds}=10 \text{ mA}$, depende de la tensión de pinchoff del dispositivo, y de la corriente de saturación I_{dss} . Para el cálculo de la tensión entre 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 un ATF-35143 con la corriente I_d de 10 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 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 el otro lado, para la puerta se elige un valor alto de resistencia, por ejemplo $R_G = 50 \Omega$ que es un valor normalizado. Finalmente para determinar los valores de R_d y V_{dd} se recurre a la expresión:

$$V_{dd} = V_{ds} + I_d (R_d + R_s)$$

Donde I_d es la corriente continua que alimenta la red de polarización por el drenador, mientras que V_{ds} es la tensión de polarización, cuyo valor deseado es de 2 V . Entonces fijando $V_{ds} = 2 \text{ V}$, $I_d = 10 \text{ mA}$, $R_s = 24 \Omega$ y considerando que $R_D = 37 \Omega$, obtenemos el valor de $V_{dd} = 2.61 \text{ V}$. El valor de la resistencia del drenador se separa en una resistencia de $24^1 \Omega$ y $12^2 \Omega$, la primera será visible a la señal de RF y además mejorará la estabilidad y la segunda se sitúa tras una línea de alta impedancia para ser visible a la señal continua e invisible para la señal RF y además evitar pérdidas. La resistencia de la puerta también quedará invisible para la señal RF después de la introducción de una línea de alta impedancia, por la misma razón de evitar pérdidas indeseadas.

El transistor elegido, ATF-35143, tiene cuatro patas de contacto: la puerta (G), el drenador (D) y dos patas para la fuente (S), tal y como lo muestra la figura de abajo.

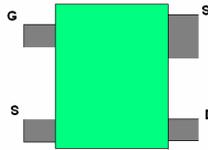


Figura 3.1-4 Posición de las patas de un transistor ATF-35143

Dado que la fuente tiene dos patas, para formar una resistencia de 24Ω se conectarán dos resistencias de 47Ω , que en paralelo formarán el valor necesario. Además se conectarán dos líneas de transmisión a cada una de las patas de la fuente y un condensador de 30 pF en paralelo con las resistencias, que proporciona una impedancia muy pequeña en la banda de frecuencia de interés. De esta manera se obtendrá una configuración que en DC se comportará como si estuvieran solo las resistencias, ya que las líneas de transmisión actuarán como si fueran cortocircuitos y los condensadores como circuitos abiertos, y en RF como si estuvieran circuitos abiertos, ya que a estas frecuencias las líneas presentan una inductancia de 1 nH y se llaman “inductancias de choque”. Además de presentar diferentes configuraciones a diferentes frecuencias, la introducción de estas líneas de transmisión mejorará notablemente la estabilidad del circuito. Resumiendo: la señal DC solo verá la resistencia de 24Ω y la señal de RF no se “colará”.

Además se introducen dos condensadores, llamados “condensadores de desacoplo“, y tres condensadores de protección. Los primeros se ubican en la entrada y salida del circuito y su función es comportarse como un circuito abierto para la señal de corriente continua y como un cortocircuito para la señal RF; los segundos protegen el circuito de los picos de tensión indeseados.

Finalmente, teniendo en cuenta cada uno de los elementos citados y considerando las características físicas del sustrato de fabricación, el esquema del transistor con sus redes de polarización queda representado en la siguiente figura:

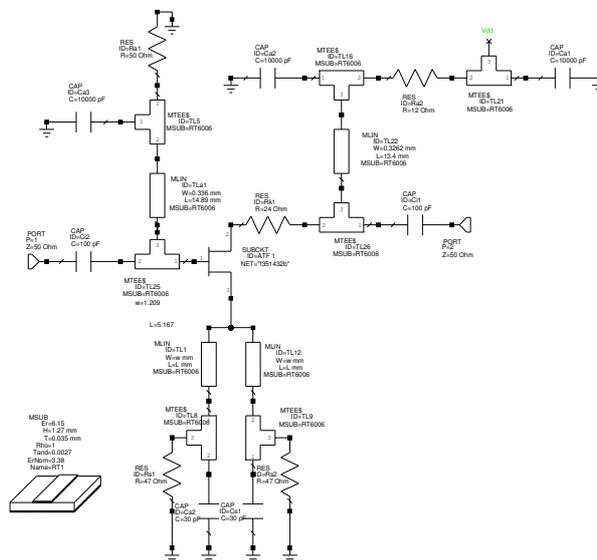


Figura 3.1-5 Esquema del transistor con las redes de polarización

3.1.4 Implementación física del transistor polarizado

Antes de crear el layout final del circuito para la fabricación se tendrán que tener en cuenta varios detalles. Primero, para una correcta conexión física entre los elementos se deben introducir en el diseño unos tramos de línea cortos, en nuestro caso de 1 mm y de una impedancia de 50 Ω . De esta manera se crean pequeñas superficies de soldadura necesarias para conectar elementos. Segundo, se añadirán al diseño los via holes, agujeros verticales que sirven para la conexión con el plano inferior del sustrato. Introduciendo estos elementos en el diseño final, hace que los resultados de la simulación se ajusten más a los que se puede obtener de forma experimental, una vez fabricado el circuito.

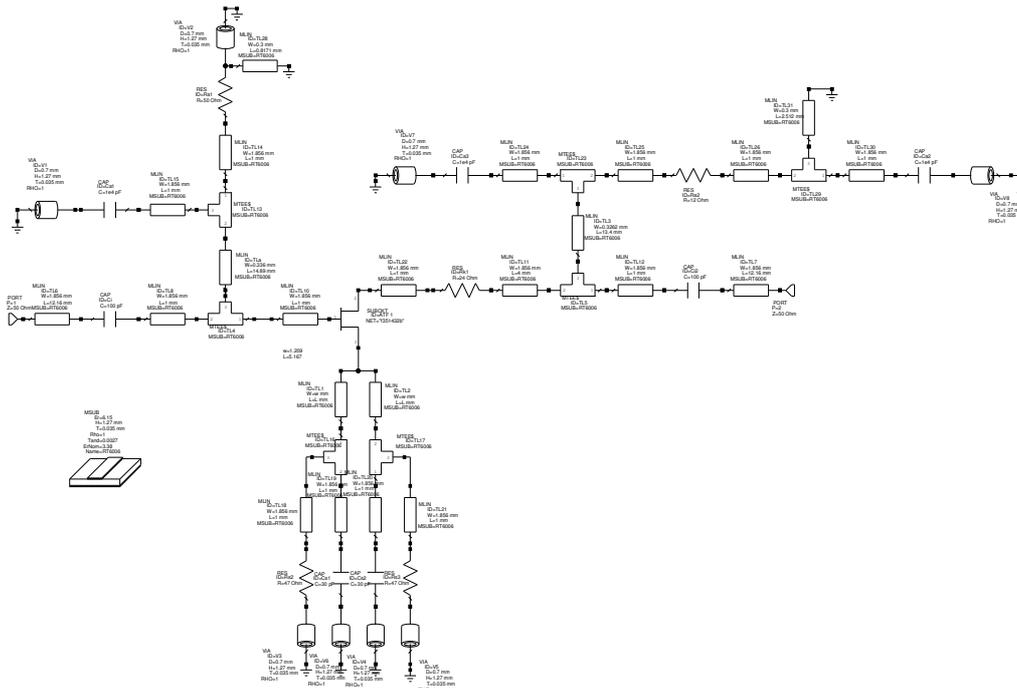


Figura 3.1-6 El esquema completo del transistor polarizado

Los resultados de la última simulación de los parámetros S y del ruido del diseño final se representan en la siguiente tabla:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)
1400	-4.3378	-23.336	11.301	-4.161	0.62986
1401	-4.3421	-23.328	11.298	-4.1626	0.62976
1402	-4.3465	-23.319	11.294	-4.1642	0.62966
1403	-4.3509	-23.31	11.29	-4.1658	0.62956
1404	-4.3553	-23.302	11.287	-4.1674	0.62946
1405	-4.3596	-23.293	11.283	-4.1689	0.62937
1406	-4.364	-23.285	11.28	-4.1705	0.62927
1407	-4.3683	-23.276	11.276	-4.172	0.62917
1408	-4.3726	-23.267	11.273	-4.1736	0.62908
1409	-4.3769	-23.259	11.269	-4.1751	0.62898
1410	-4.3813	-23.25	11.266	-4.1767	0.62889
1411	-4.3856	-23.242	11.262	-4.1782	0.6288
1412	-4.3898	-23.233	11.258	-4.1797	0.6287

1413	-4.3941	-23.225	11.255	-4.1812	0.62861
1414	-4.3984	-23.216	11.251	-4.1827	0.62852
1415	-4.4027	-23.208	11.248	-4.1842	0.62843
1416	-4.4069	-23.199	11.244	-4.1857	0.62834
1417	-4.4112	-23.191	11.241	-4.1872	0.62825
1418	-4.4154	-23.182	11.237	-4.1887	0.62816
1419	-4.4196	-23.174	11.233	-4.1902	0.62807
1420	-4.4239	-23.165	11.23	-4.1917	0.62799
1420.4	-4.4256	-23.162	11.228	-4.1922	0.62795
1421	-4.4281	-23.157	11.226	-4.1931	0.6279
1422	-4.4323	-23.148	11.223	-4.1946	0.62781
1423	-4.4365	-23.14	11.219	-4.196	0.62773
1424	-4.4407	-23.131	11.216	-4.1975	0.62764
1425	-4.4448	-23.123	11.212	-4.1989	0.62756
1426	-4.449	-23.114	11.208	-4.2003	0.62748
1427	-4.4532	-23.106	11.205	-4.2018	0.62739
1428	-4.4573	-23.097	11.201	-4.2032	0.62731
1429	-4.4615	-23.089	11.198	-4.2046	0.62723
1430	-4.4656	-23.081	11.194	-4.206	0.62715
1431	-4.4697	-23.072	11.19	-4.2074	0.62707
1432	-4.4738	-23.064	11.187	-4.2088	0.62699
1433	-4.4779	-23.055	11.183	-4.2102	0.62691
1434	-4.482	-23.047	11.18	-4.2116	0.62683
1435	-4.4861	-23.039	11.176	-4.2129	0.62675
1436	-4.4902	-23.03	11.172	-4.2143	0.62668
1437	-4.4943	-23.022	11.169	-4.2157	0.6266
1438	-4.4983	-23.013	11.165	-4.217	0.62653
1439	-4.5024	-23.005	11.162	-4.2184	0.62645
1440	-4.5064	-22.997	11.158	-4.2197	0.62638
1441	-4.5104	-22.988	11.154	-4.2211	0.6263

Tabla 3.1-4 Parámetros S y el ruido del diseño final

Una vez ultimado el diseño final del transistor con sus redes de polarización, se procede a preparar su layout para la fabricación. Previamente, se importa el archivo de las capas de proceso (Layer Process File, LPF), que define las opciones por defecto de la visualización del layout, incluyendo las capas de dibujo, mapeo de capas, visión 3D, etc. Para ello se pulsa sobre la opción *Layout*, disponible en la parte inferior derecha de la ventana de trabajo. Al aparecer el árbol de las opciones, se pulsa con el botón derecho sobre la opción de *Layer Setup* y se elige la opción *Import Process Definition*, después de lo que aparece una ventana de diálogo. Se localiza el directorio “C:\Program Files\AWR\AWR2002” (directorio por defecto de la instalación de *Microwave Office*, si éste en el proceso de instalación se cambia se indica nuevo directorio de instalación). Se elige el fichero *MIC_English.lpf* y se abre. El árbol de layout, entonces, adquiere la siguiente forma:

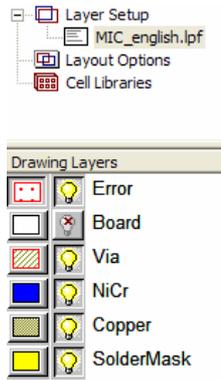


Figura 3.1-7 Importación del archivo de las capas de proceso

El siguiente paso es establecer la unidad de base de datos y el tamaño de la cuadrícula. Se elige: “Options→Layout Options” y aparece el siguiente cuadro de diálogo:

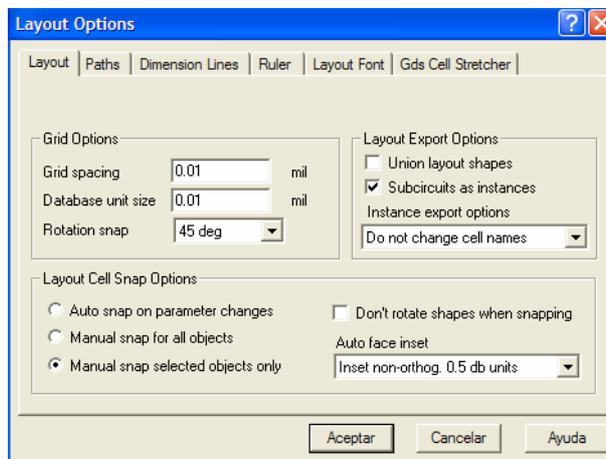


Figura 3.1-8 Cuadro de dialogo de las opciones del layout

Como se puede observar las unidades están en milésimas de pulgada, que es una unidad de medida del sistema anglosajón. Al cargar el archivo de las capas de proceso se produjo un cambio en el sistema de unidades del proyecto. Para cambiarlo otra vez a milímetros hay que acceder a la opción *Project Options* y cambiar las unidades globales de la longitud a milímetros, *Global Units*. Entonces el cuadro de las opciones de layout adquiere el siguiente aspecto:

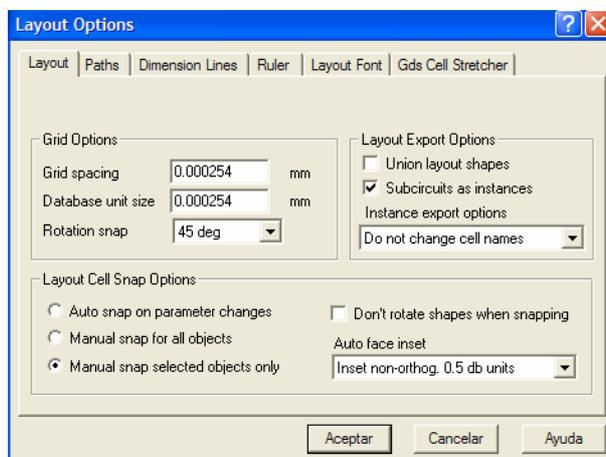


Figura 3.1-9 Cuadro de dialogo de las opciones del layout con las unidades métricas cambiadas

El siguiente paso es la creación de una biblioteca GDSII. Como no se dispone del layout de los componentes concentrados, que se van a emplear en el diseño, se procede a la creación de una biblioteca, que contendrá los layouts necesarios de la resistencia, el condensador y el transistor. Se pincha con el botón derecho sobre la opción *Cell Libraries*, se elige *New GDSII Library* y se denomina a la nueva biblioteca como *layouts_creados*. Pinchando con el botón derecho sobre el nombre de la biblioteca creada, se selecciona la opción *New Layout Cell* y se asigna un nombre a la celda creada (en nuestro caso se empieza por la creación del layout de transistor), seguidamente, se abre una ventana para la edición del layout. En el proceso de creación del layout de un componente se tienen en cuenta sus dimensiones físicas. Éstas vienen definidas en la hoja de características, ofrecida por el fabricante. Teniendo en cuenta los parámetros físicos del transistor empleado en el diseño, se elabora su layout:

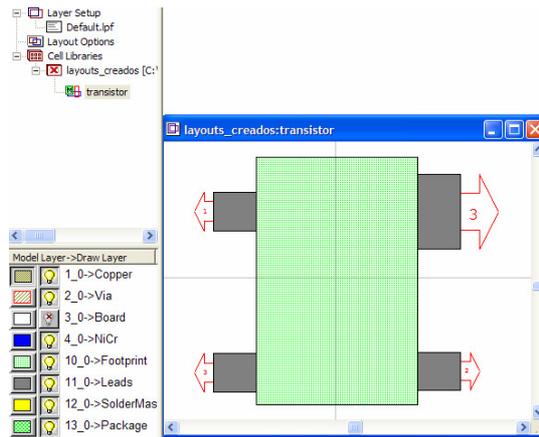


Figura 3.1-10 Creación del layout del transistor

Del mismo modo, se realiza el layout de resistencia y condensador, que es el mismo, ya que sus dimensiones físicas son muy parecidas.

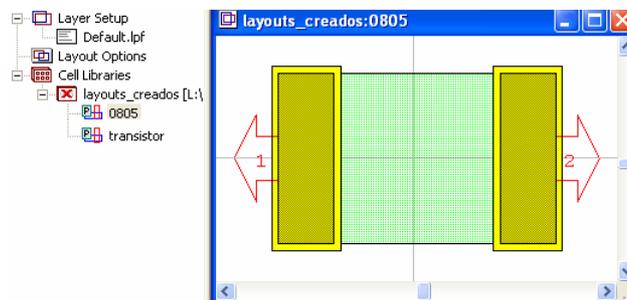


Figura 3.1-11 Creación del layout de resistencias y condensadores

El siguiente paso consiste en asignar a cada componente su layout correspondiente. Para ello, es necesario ir a las propiedades del layout de un elemento (se pincha con el botón derecho sobre un elemento y se selecciona la opción de *properties* → *layout*) y seleccionar su nombre, tal y como lo indica la figura de abajo en el ejemplo del transistor:

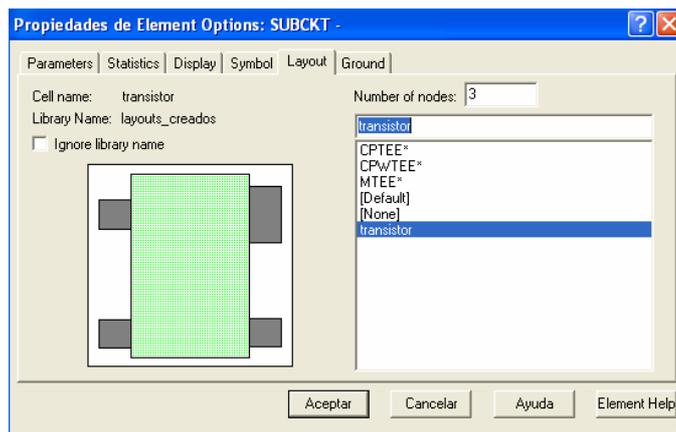


Figura 3.1-12 Asignación del layout creado a un elemento

Una vez que todos los elementos tengan su layout asignado, se pulsa el botón con el icono  en *Microwave Office* para visualizar el layout completo del circuito. Se observa entonces que los elementos aparecen desordenados, pero unidos por unas líneas rojas discontinuas que nos indican las relaciones entre los componentes, ayudando a ordenarlos. Además se crearán cuadrados de cobre pequeños de 2 mm aproximadamente de lado para las conexiones a masa y otros rectángulos más grandes de 8 mm aproximadamente para la soldadura de los cables de alimentación. El resultado final del layout se representa en la figura 3.1-13.

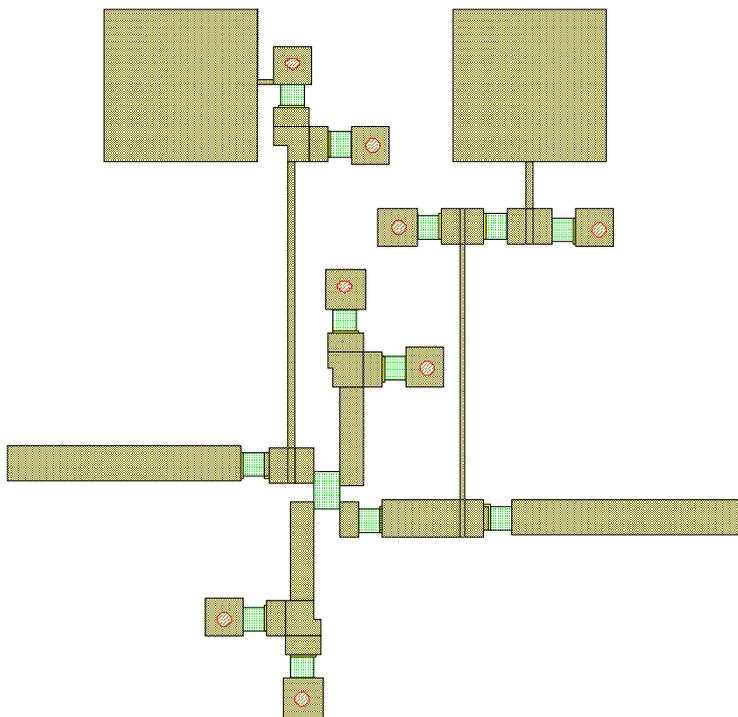


Figura 3.1-13 Layout del transistor con las redes de polarización

Para observar el circuito en tres dimensiones, se pincha en el botón con el símbolo  en *Microwave Office*:

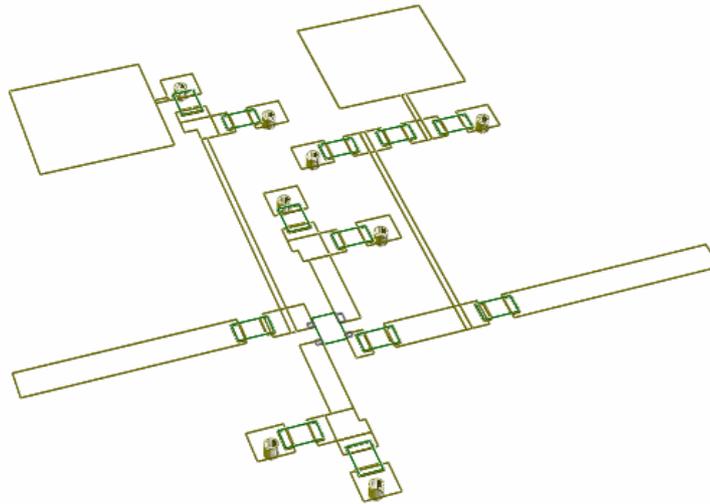


Figura 3.1-14 Layout en 3D

3.1.4.1 Fabricación del circuito

Una vez que se tiene el layout final en *Microwave Office*, es necesario exportarlo en un fichero tipo *Gerber* para importarlo posteriormente en un programa, llamado *CircuitCam*, donde se le darán los últimos retoques, preparándolo para la fabricación. La exportación del layout se realiza por capas. Primero, se exporta la capa superior de cobre, para ello se pulsa sobre el menú principal “*Layout → Export Layout*”, tal y como lo recoge la figura 3.1-15. Se abre un cuadro de dialogo “*Guardar como*” donde se indica el tipo de archivo a exportar: “*Gerber*” y se le asigna un nombre (figura 3.1-16). Segundo, también se puede exportar un archivo de texto con la ubicación y el tamaño de los via holes, para ello hay que seguir el mismo proceso, pero a la hora de guardar, el tipo de fichero ha de ser “*NC Drill File*”. Otra manera de ubicar los via holes sobre el layout es directamente empleando el software de *CircuitCam*.

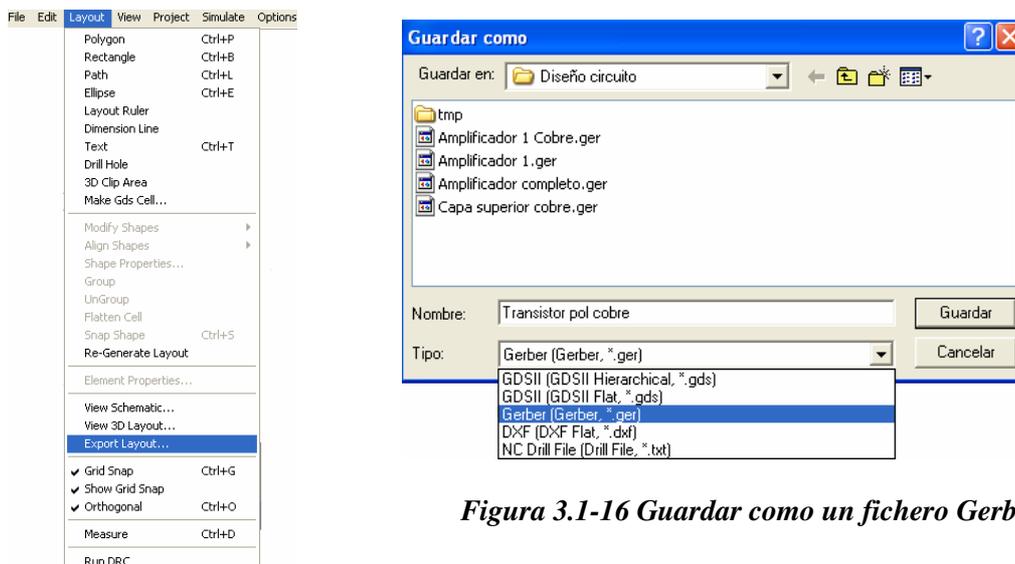


Figura 3.1-16 Guardar como un fichero Gerber

Figura 3.1-15 Exportación del layout

En el programa de *Circuit Cam* se ejecutan los siguientes pasos: primero, se importa el archivo *.ger* exportado desde *Microwave Office* “*File → Import → *.ger*”, segundo, aparece la ventana de dialogo representada en la figura 3.1-17 en la que se tiene que indicar el tipo de “*Layer*”

como “*TopLayer*”, el tipo de “*Aperture List*” como “*ApeTutor*” y especificar las unidades si hace falta.

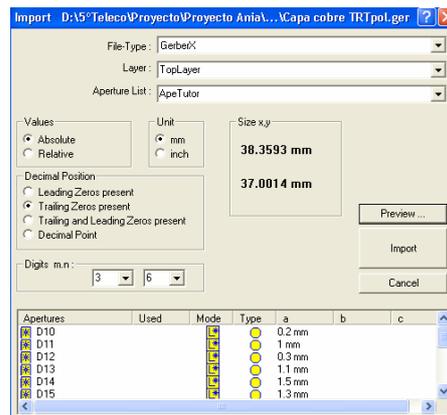


Figura 3.1-17 Cuadro de dialogo de importación de archivos en Circuit Cam

Se puede apreciar el tamaño del circuito en el cuadro *Size x,y*, así como hacer su *Preview*, para comprobar que el circuito a importar está bien exportado. Después de especificar todos los campos en el cuadro de diálogo como lo muestra la figura 3.1-17, se importa el archivo, *Import*. El resultado es una figura con las pistas de cobre de la parte superior del circuito en la que se puede apreciar los huecos para los componentes.

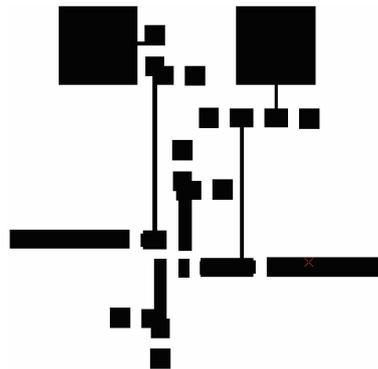


Figura 3.1-18 Esquema de las pistas de cobre del TRT polarizado en Circuit Cam

A continuación se crean los vía holes. Se indican en la barra de herramientas las siguientes opciones: “*DrillPlated*”, “*LpkfDrillingTools*” y “*Spirall Drill 0.7mm*”, lo que significa que se empleará una broca de 0.7 mm para realizar los orificios de masa. Se pincha sobre el botón con el siguiente icono  en la barra de herramientas de gráficos y se marcan las posiciones de los vía holes.

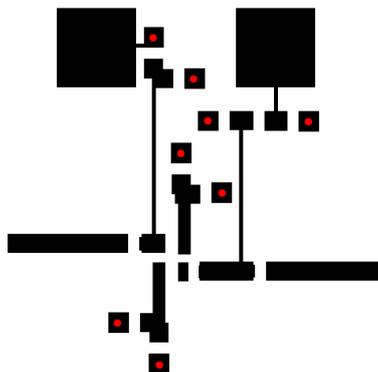


Figura 3.1-19 Esquema de pistas de cobre del TRT polarizado con los vía holes

El siguiente paso es crear el borde del circuito, para ello se tendrá que elegir la opción “BoardOutline” en la principal barra de herramientas y se delimitará el contorno pinchando sobre el botón con el símbolo . Cuando el borde este delimitado se pincha sobre el botón con



el icono para ejecutar el enrutamiento del contorno, aparecerá un cuadro de dialogo en el que tendremos que elegir las siguientes opciones:

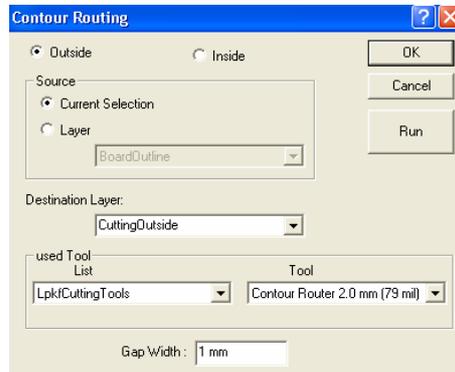


Figura 3.1-20 Cuadro de diálogo de enrutamiento de contorno

Estas opciones nos indican que en el proceso de delimitación del borde, que realizará la máquina, se empleará una broca de 2 mm de diámetro y el corte se ejecutará por fuera de la línea del borde marcada. El resultado de la ejecución será el siguiente:

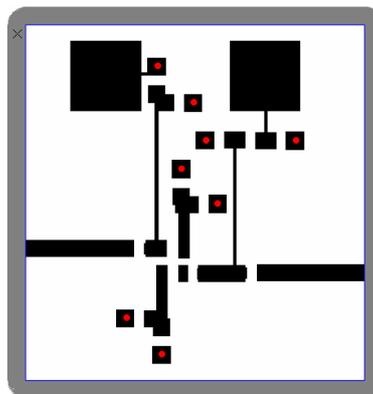


Figura 3.1-21 El circuito del TRT polarizado delimitado por un borde

A continuación se seleccionan una a una las cuatro esquinas del borde, pinchando cada vez



sobre el botón con el símbolo para “romper” la continuidad del borde. De esta manera se crearán cuatro puntos de apoyo, que fijarán la pieza al resto de placa evitando su movimiento durante el proceso de vaciado de cobre.

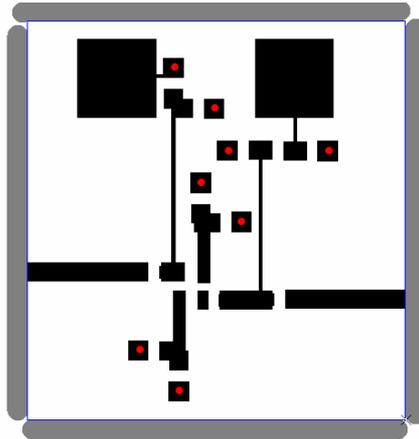


Figura 3.1-22 El circuito del TRT polarizado con el borde fragmentado

El siguiente paso es delimitar las zonas de cobre a eliminar dejando las pistas de cobre útiles,

para ello, primero, se pincha sobre el botón con el símbolo  que permite seleccionar el circuito entero, segundo, se elige la opción “*Insulate*” en el menú desplegable del “*Edit*” o

pinchando sobre el botón con el icono  y en la ventana del diálogo que aparece se seleccionan las siguientes opciones de “*Tools*” en “*Standard*”: “*Universal Cutter 0.2 mm (8 mil)*”, que significa que se va a emplear una broca de 0.2 mm de diámetro para realizar el contorno de las pistas de cobre, y en “*Rubout*”: “*Double Edged Cutter 1.0 mm*”, que determina el diámetro de broca que se va a emplear para el vaciado del cobre restante. Ejecutando, obtenemos el siguiente resultado:

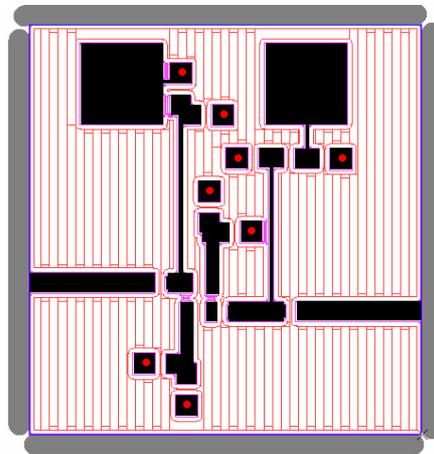


Figura 3.1-23 El circuito de TRT polarizado con las pistas a vaciar marcadas

Finalmente, queda exportar el archivo resultante en formato “**.lmd*” para volver a importarlo, posteriormente, en el programa *Board Master*, software que ofrece una interfaz con la máquina fresadora.

A la hora de fabricación se encontró con varias dificultades: debido a un fallo de la importación del fichero de texto de los via holes al programa de *CircuitCam*, nuestro diseño del layout se ha quedado invertido, como se puede observar al comparar el diseño inicial del layout y el resultado de fabricación. Además el sustrato elegido para la fabricación, Duroid RT6006, presentaba dificultades a la hora del vaciado, dejaba muchas zonas de vaciado con restos de cobre y gastaba muchas brocas, teniendo que repetir el vaciado por zonas o realizarlo a mano.

Después del vaciado de la placa se procede a realizar las conexiones de los via holes, que se elaboran soldando un trozo de cobre fino a ambos extremos de la placa, desde la tierra y desde el cuadrado de cobre, que fue creado especialmente con este fin. A continuación se sueldan los elementos y los conectores tipo SMA.

En la siguiente figura se muestra la foto del resultado final de la fabricación:

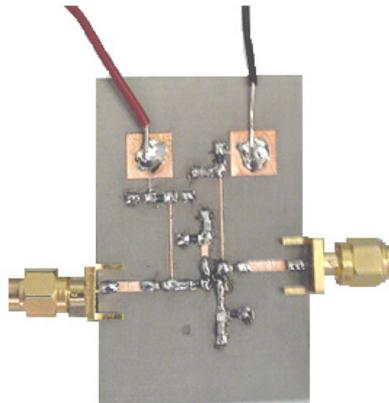


Figura 3.1-24 Fotografía del transistor con las redes de polarización

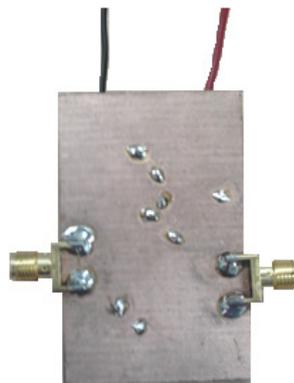


Figura 3.1-25 Fotografía del plano de masa del transistor polarizado

3.1.5 Realización de las medidas

Una vez fabricado el circuito se comprobará, haciendo uso de un multímetro, que todos los componentes estén bien soldados, que no se ha formado ningún cortocircuito, que los conectores estén bien fijos y que los cables de via holes hacen buen contacto.

A continuación se comprueba la correcta polarización del dispositivo. El punto de polarización elegido era $V_{DS} = 2 \text{ V}$ e $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ y según los cálculos realizados en el apartado 3.1.3, obtuvimos los siguientes resultados teóricos:

$V_{DD} \text{ (V)}$	$V_{DS} \text{ (V)}$	$V_{GS} \text{ (V)}$	$I_{DS} \text{ (mA)}$
2.61	2	-0.296	10

Tabla 3.1-4 Resultados teóricos de los valores de tensiones y corrientes correspondientes al punto de polarización

El circuito de transistor se alimenta con la tensión de 2.6 V a través de una fuente de alimentación, que es la tensión que ha de proporcionar $V_{DS} = 2$ V (figura 3.1-27). Se realizan las medidas con un multímetro para comprobar el parecido entre los parámetros teóricos y los prácticos.

V_{DD} (V)	V_{DS} (V)	V_{GS} (V)	I_{DS} (mA)
2.61	2.01	-0.38	10

Tabla 3.1-5 Resultados prácticos de los valores de tensiones y corrientes correspondientes al punto de polarización

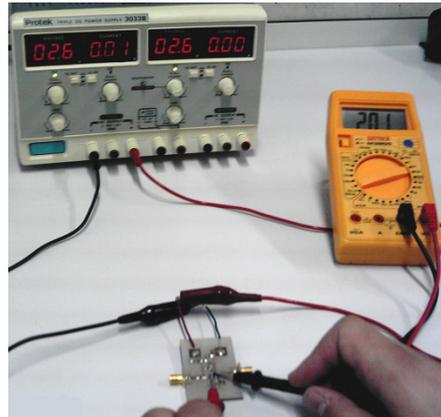


Figura 3.1-26 Fotografía del proceso de comprobación de polarización del transistor

Una vez comprobado que el transistor está bien polarizado se procede a la medida de parámetros S. Para ello se emplea un analizador de redes de modelo HP 8714 ES (0.3 MHz – 3 GHz) y una fuente de tensión continua para la alimentación del transistor, Protek 3033B con la que se alimenta el transistor. Es importante decir, que antes de empezar con las medidas es necesario calibrar el analizador de redes, los pasos que se siguen en este proceso se explican con detalle en el Anexo C. A continuación se ofrece un esquema de medida en la que se muestra con detalle todas las conexiones a realizar entre los dispositivos.

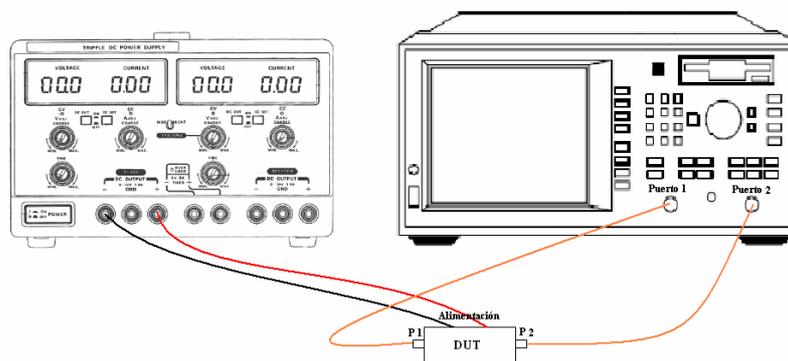


Figura 3.1-27 Esquema de las conexiones entre los dispositivos a realizar para la medida

En la siguiente fotografía se puede apreciar con detalle el proceso de medida del circuito de transistor polarizado fabricado:

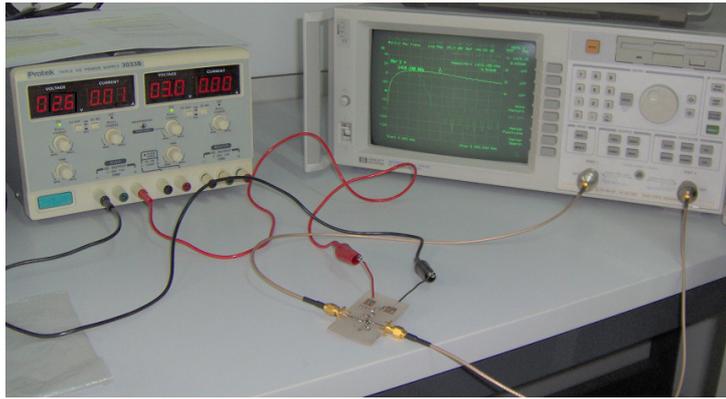


Figura 3.1-28 Fotografía de la medida de los parámetros S del transistor polarizado

Las medidas se pueden guardar en un disquete, para ello hay que seleccionar las siguientes opciones en el panel de control del analizador de redes: “SAVE RECALL” → “SELECT DISK” → “INTERNAL 3.5”. En la pantalla del analizador de redes sólo se puede visualizar dos medidas, para guardarlas se selecciona en el panel del dispositivo: “SAVE RECALL” y se guardan una a una en formato ASCII, seleccionando las opciones: “DEFINE SAVE” → “SAVE ASCII” → “TOUCHSTONE FORMAT” → “SAVE MEAS 1/2”. De esta manera, los datos de la traza se guardan como un archivo con la extensión “.s1p”. Los parámetros guardados se cargan en *Matlab* y se almacenan en una matriz. Después los datos de esta matriz se exportan en un archivo de texto con la extensión “.s2p”, que posteriormente es importado en *Microwave Office* como un archivo de datos.

3.1.5.1 Comparación de los parámetros medidos con los simulados

En este apartado se procederá a comparar los resultados obtenidos vía experimental del dispositivo con los obtenidos vía simulación. Para ello, se crea un subcircuito en *Microwave Office* y se le asignan los parámetros medidos, previamente importados en el programa como un fichero de datos. De esta manera, obtenemos un elemento caracterizado por los parámetros S prácticos del circuito fabricado del transistor polarizado, y por los parámetros de ruido simulados a partir de los proporcionados por el fabricante. El hecho de no emplear los parámetros de ruido prácticos se debe a que no se pueden determinar mediante los equipos de medida disponibles en el laboratorio.

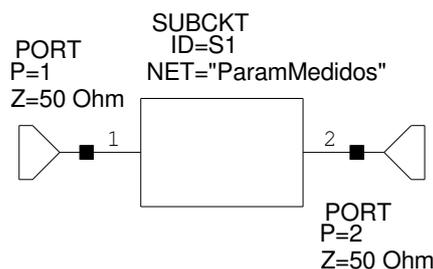


Figura 3.1-29 Subcircuito creado con los parámetros medidos asignados

Se realizaron varias medidas del transistor polarizado, a la tensión de alimentación calculada, $V_{dd} = 2.61$ V, por debajo de esta, a 1.5 V y por encima a 3 V, para comprobar el buen funcionamiento del transistor. Los parámetros S medidos se representan junto con los simulados en un rango de frecuencia de 300 MHz a 3 GHz.

Comparativa de las medidas realizadas con el transistor alimentado con 2.61 V y los valores simulados:

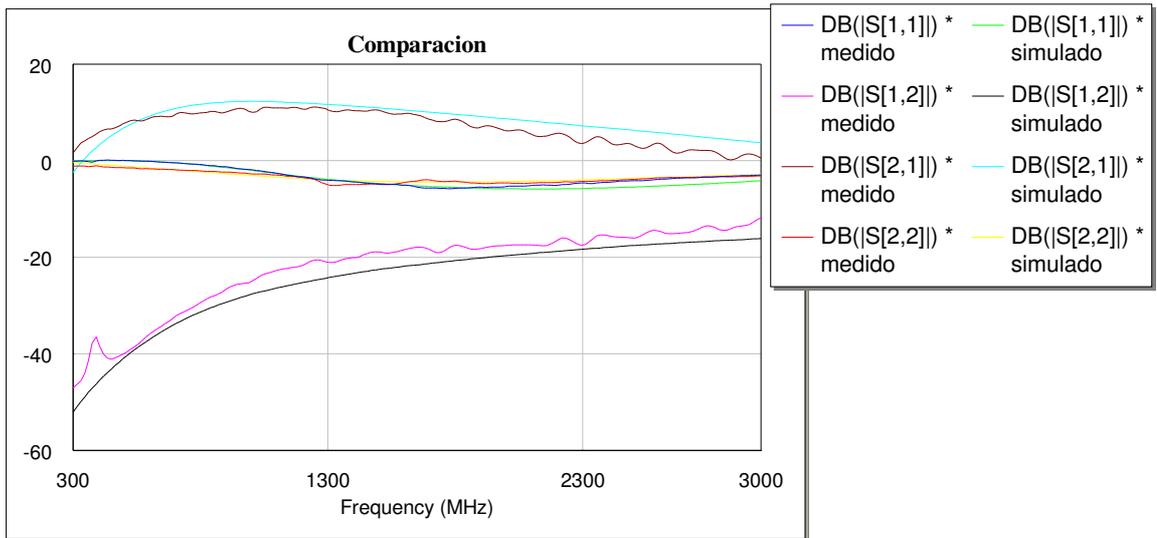


Figura 3.1-30 Medidas a la tensión de alimentación de 2.61 V

El transistor alimentado con 1.5 V:

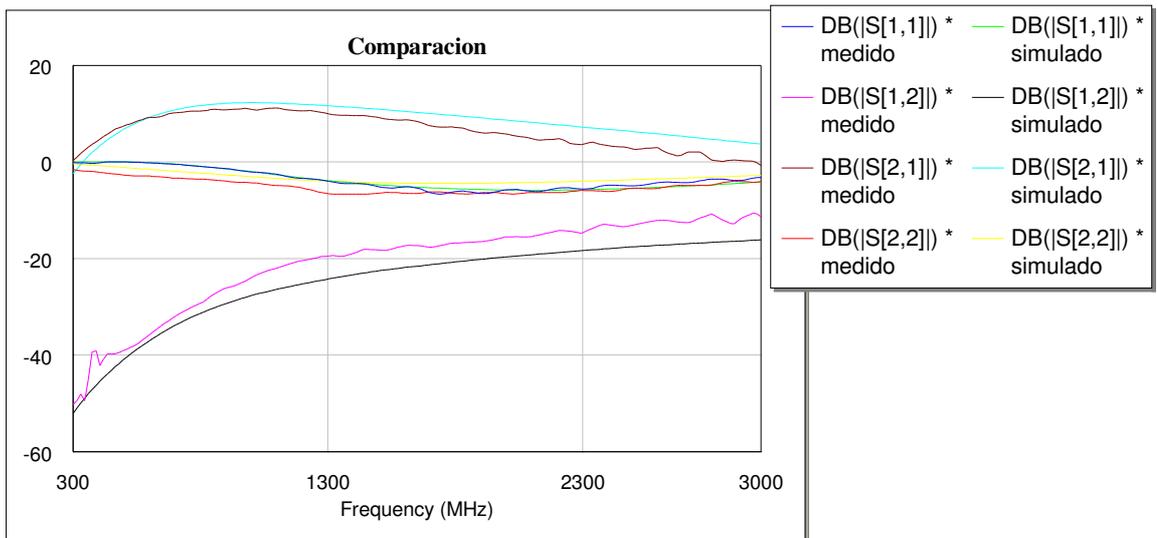


Figura 3.1-31 Medidas a la tensión de alimentación de 1.5 V

El transistor alimentado con 3 V:

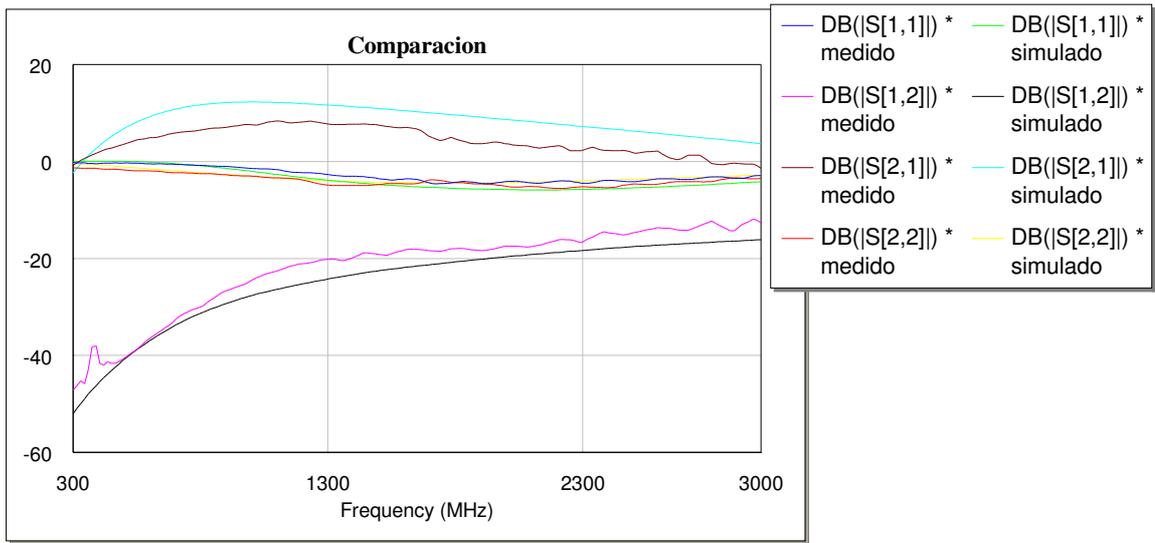


Figura 3.1-32 Medidas a la tensión de alimentación de 3 V

Después de las comparaciones presentadas, se puede afirmar que el transistor funciona correctamente a la tensión de alimentación definida, ya que la primera gráfica, correspondiente a esta medida, es la que presenta mayor parecido con los parámetros simulados.

A continuación se representan por separado los parámetros S obtenidos vía experimental (figura 3.1-33) y los obtenidos vía simulación (figura 3.1-34).

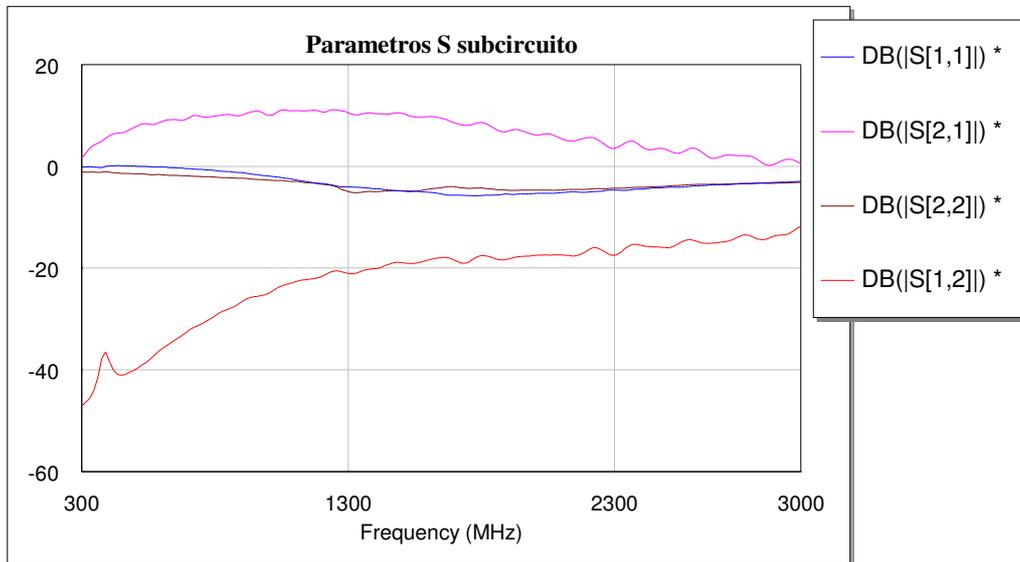


Figura 3.1-33 Parámetros S medidos del transistor polarizado

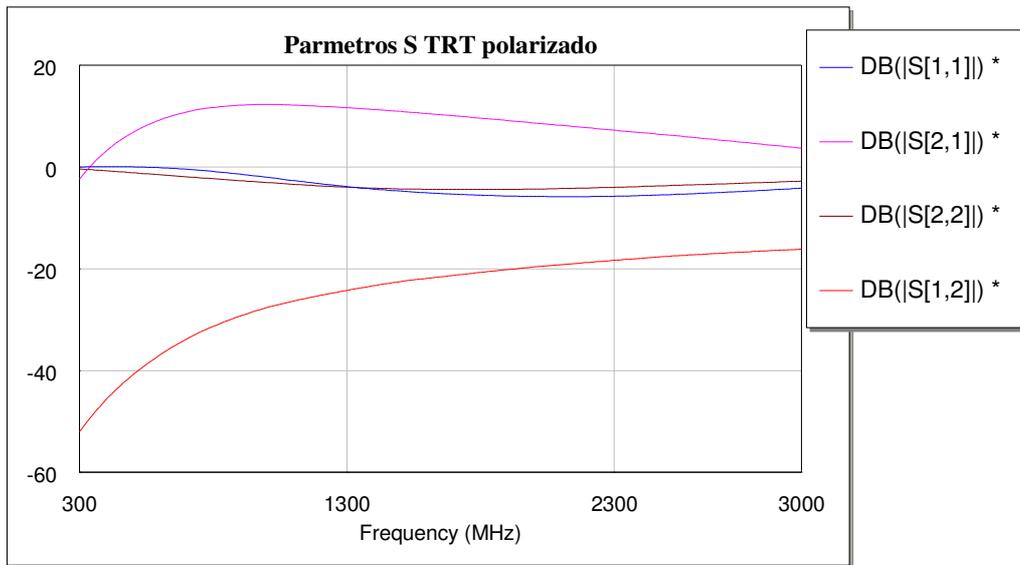


Figura 3.1-34 Parámetros S simulados del transistor polarizado

Ahora se compararán uno a uno los parámetros obtenidos en las medidas con los simulados, tanto su modulo como su fase. De esta manera se podrá verificar el grado del parentesco entre los parámetros obtenidos a partir de los proporcionados por el fabricante y los obtenidos tras el proceso de fabricación.

- Comparación en módulo
 - Parámetro S_{11}

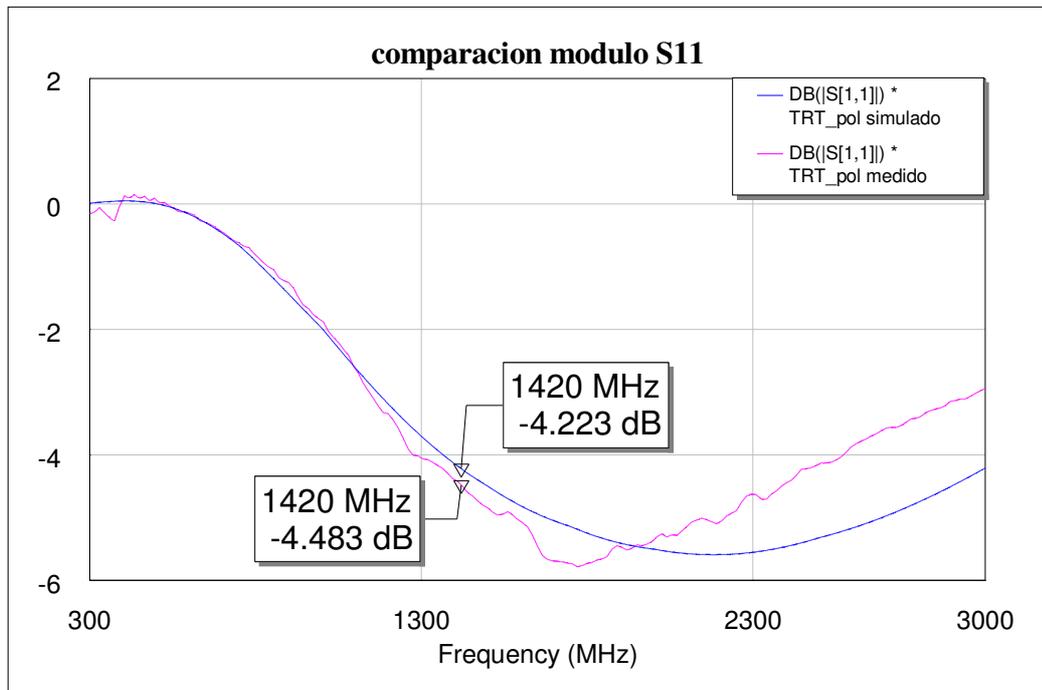


Figura 3.1-35 Comparación módulo parámetro S_{11}

- Parámetro S_{12}

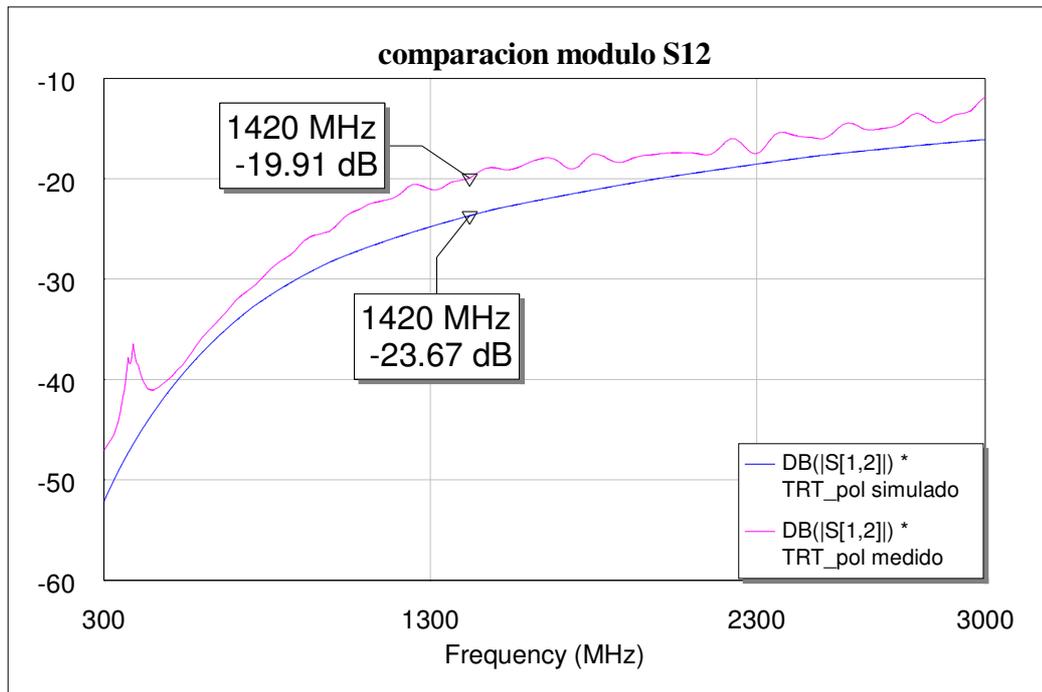


Figura 3.1-36 Comparación módulo parámetro S_{12}

- Parámetro S_{21}

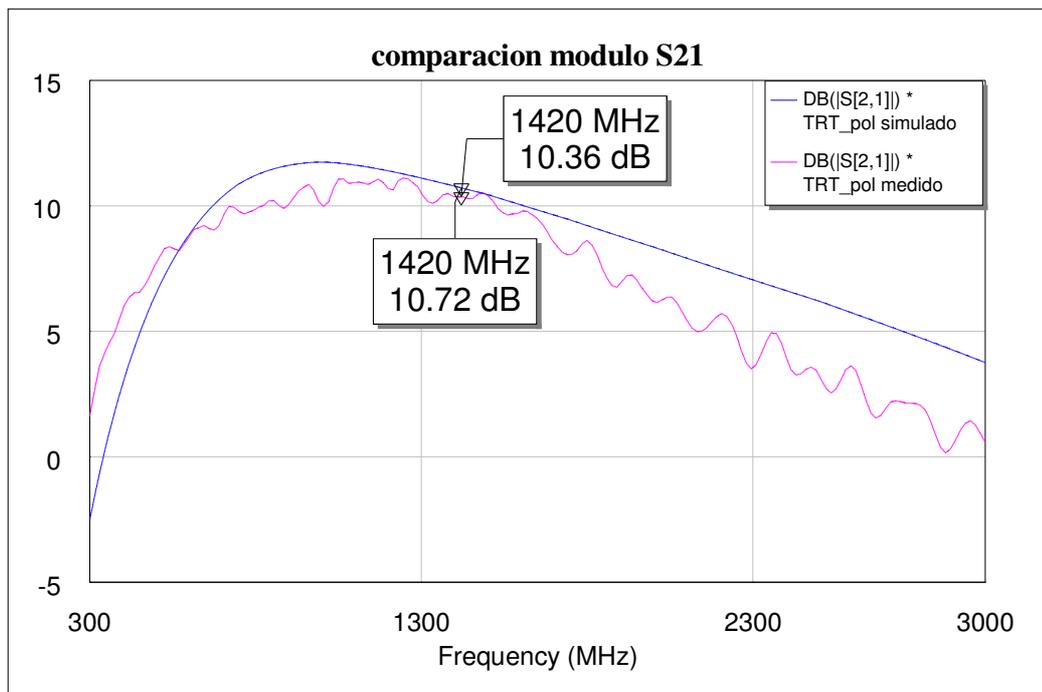


Figura 3.1-37 Comparación módulo parámetro S_{21}

- Parámetro S_{22}

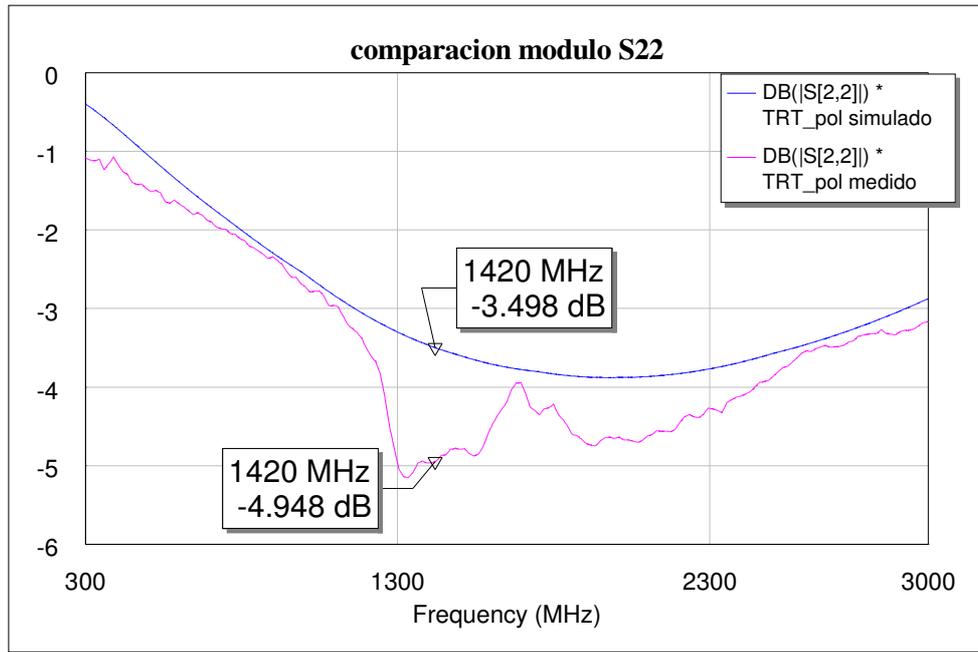


Figura 3.1-38 Comparación módulo parámetro S_{22}

Como se puede observar los módulos de los parámetros S simulados y medidos son bastante parecidos, la diferencia más importante que nos salta a la vista es que los parámetros medidos tienen un rizado mientras que los simulados tienen un trazado más uniforme. Al tratarse de unas medidas reales es lógico que aparezca dicho rizado, ya que se introducen múltiples efectos no lineales a la hora de la medida.

- Comparación en fase

- Parámetro S_{11}

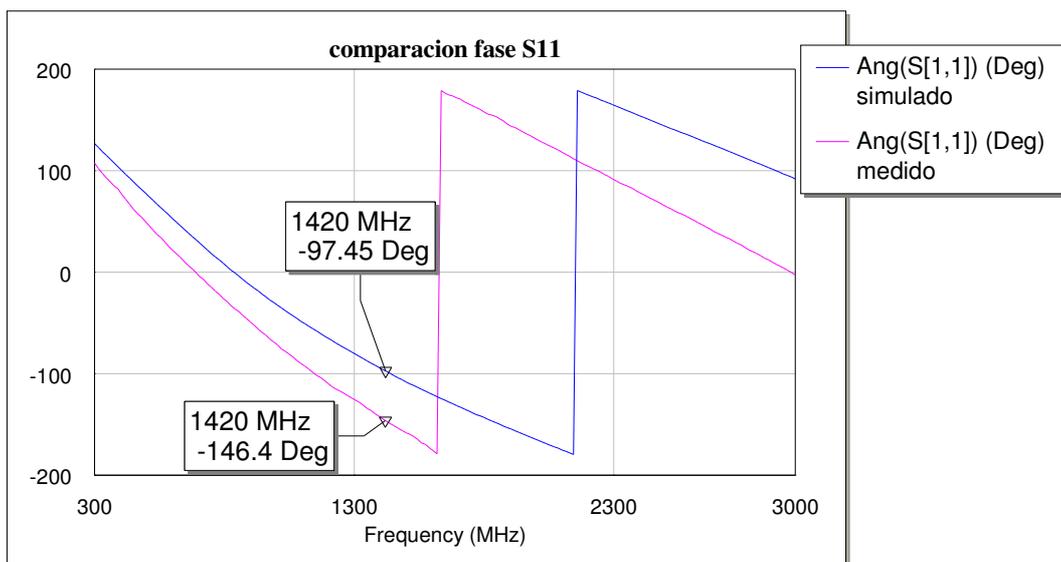


Figura 3.1-39 Comparación fase parámetro S_{11}

○ Parámetro S_{12}

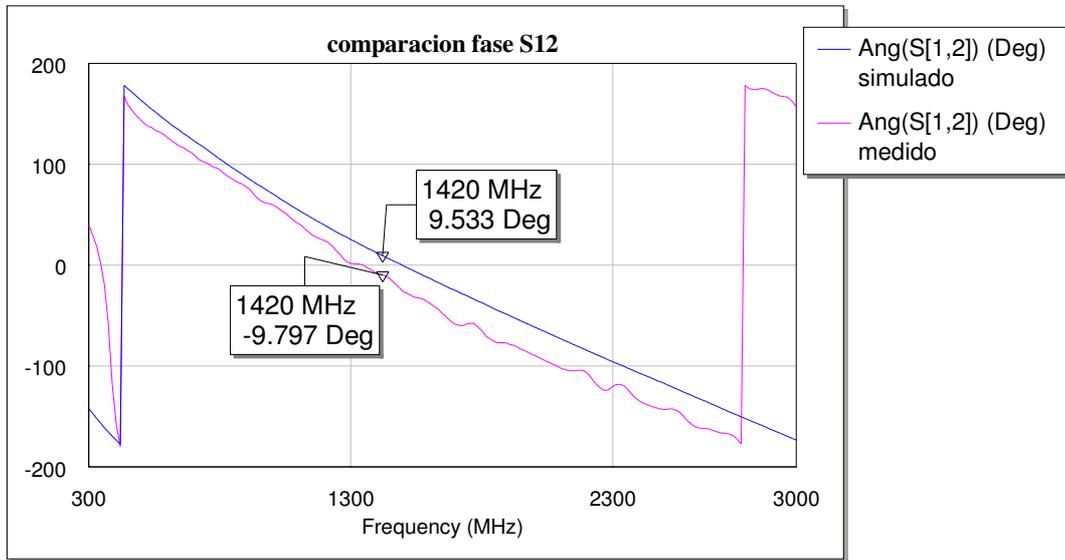


Figura 3.1-40 Comparación fase parámetro S_{12}

○ Parámetro S_{21}

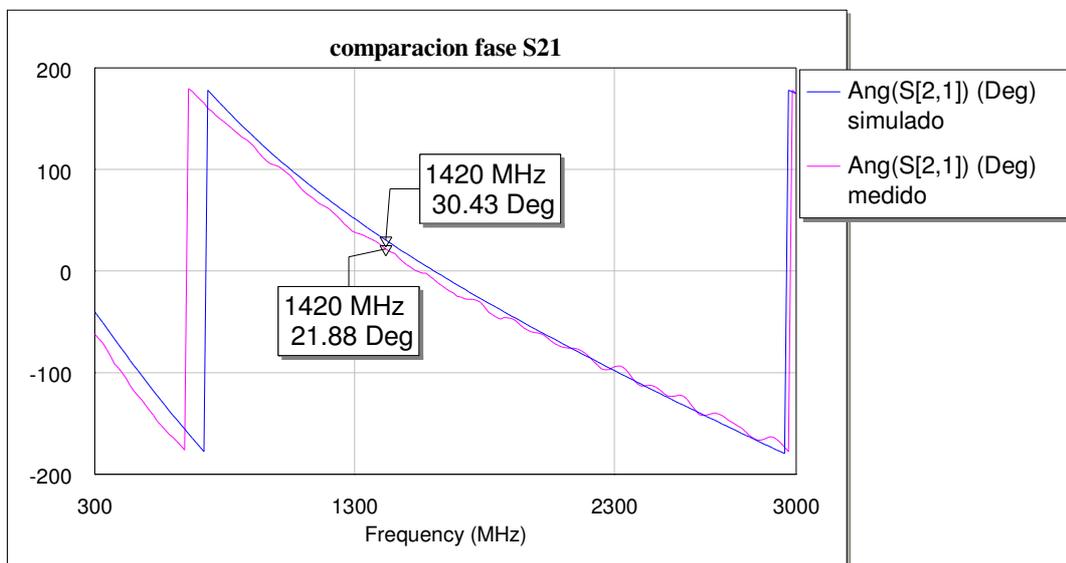


Figura 3.1-41 Comparación fase parámetro S_{21}

- Parámetro S_{22}

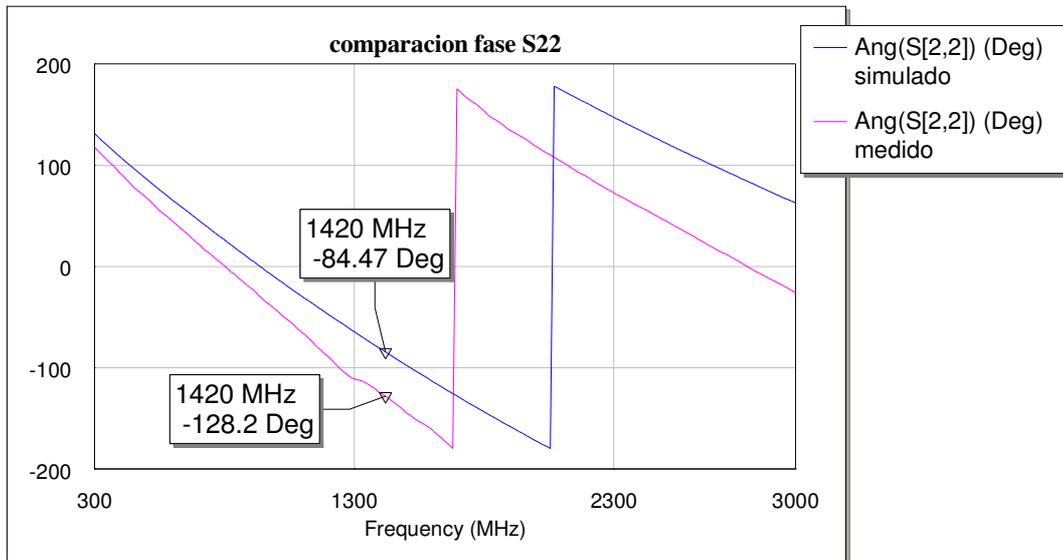


Figura 3.1-42 Comparación fase parámetro S_{22}

Las fases de los parámetros S también son muy parecidas. Las medidas de fase que tienen menos parentesco con las simuladas corresponden a los parámetros S_{11} y S_{22} , tal y como lo podemos apreciar en las figuras. Estos desfases se pueden deber a las longitudes adyacentes de los conectores que no se tienen en cuenta en el diseño.

En la siguiente tabla se recogen los parámetros S resultantes de las medidas y de las simulaciones a frecuencia de interés:

	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
medido	0.597	-146.4	0.101	-9.794	3.295	21.73	0.566	-128.2
simulado	0.6	-97.41	0.07	9.65	3.64	30	0.617	-84.47

Tabla 3.1-6 Parámetros S medidos y simulados

A partir de los resultados de la comparación de los parámetros S , se puede concluir que los parámetros obtenidos en las medidas con el analizador de redes no se parecen en gran medida a los parámetros ofrecidos por *Microwave Office* a través de las simulaciones.

3.1.6 Medida de la figura de ruido del transistor polarizado

La siguiente medida a realizar es la de la figura de ruido, aunque en este caso no es relevante, ya que al diseñar el circuito del amplificador este parámetro se puede reducir aplicando el criterio de mínimo ruido.

El esquema de las conexiones entre los dispositivos para este caso se ofrece en la figura 3.1-43. La salida del medidor de ruido, HP 8970B, ofrecerá los 28 V de alimentación para la fuente de ruido, HP 346B cuya salida se conecta con el puerto de entrada del dispositivo bajo test. Consecutivamente, la salida del dispositivo es la entrada del medidor de ruido, que ofrecerá en su display la lectura de la figura del ruido. Además para que el dispositivo funcione

correctamente tiene que estar alimentado por una fuente, que en nuestro caso es una fuente Protek de modelo 3033B.

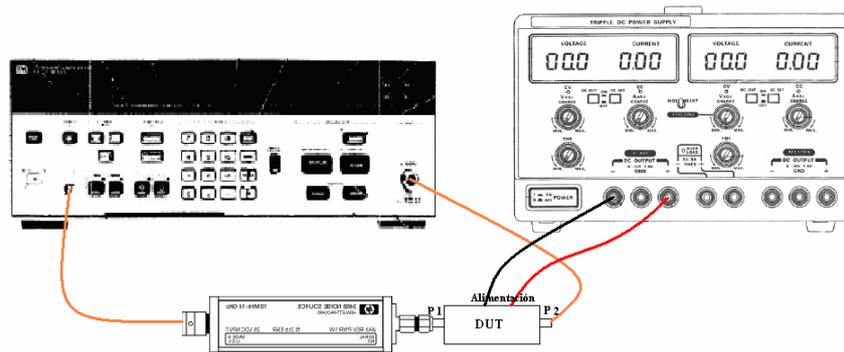


Figura 3.1-43 Esquema de las conexiones a realizar para la medida de ruido

Para realizar la medida de ruido del transistor polarizado se siguen los pasos descritos abajo:

1. Se presiona el botón “PRESET”, situado en el panel de control del equipo de medida de ruido HP 8970B, para establecer las condiciones iniciales del modo de medida 1.0.
2. Se establece el rango de frecuencias tanto de calibración como de medida (por ejemplo entre 100 y 1600 MHz), para ello hay que realizar las siguientes introducciones:

Start Freq	1	0	0	Enter
------------	---	---	---	-------

Stop Freq	1	6	0	0	Enter
-----------	---	---	---	---	-------

Step	1	0	0	Enter
------	---	---	---	-------

3. Se introduce la tabla de los valores de ENR, tal y como se explica en el anexo E, de la fuente a emplear en la medida, si ésta todavía no está almacenada.
4. Se calibra el medidor de la figura de ruido, para ello se conecta únicamente con la fuente de ruido HP 346B a través de la línea *through*, y se pulsa dos veces el botón de “CALIBRATE”.



Figura 3.1-44 Fotografía del proceso de calibración del equipo de Medidor de la Figura de Ruido

- Una vez terminado el proceso de calibración, se sustituye el dispositivo bajo test por la línea *through* y se presiona el botón “CORRECTED NOISE FIGURE AND GAIN” para interpretar los resultados de medida.

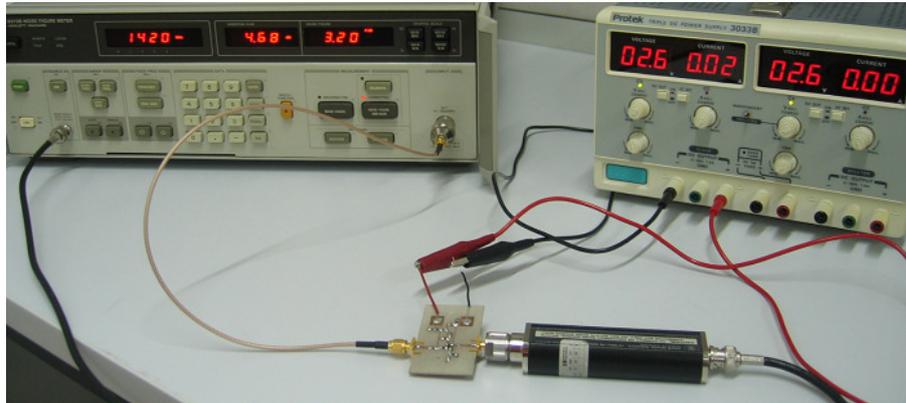


Figura 3.1-45 Fotografía del proceso de medición de ruido del transistor polarizado

Tras el proceso de medición se obtiene un valor de ruido para el circuito de transistor polarizado de 3.2 dB, tal y como lo muestra la figura de arriba. El valor de ruido obtenido discrepa en gran medida del valor obtenido mediante la simulación vía software: 3.2dB y 0.6279dB.

Realizamos varias medidas del ruido para diferentes valores de tensión de polarización: para 1 V se obtiene un valor de ruido de 1.65 dB y para 1.5 V el ruido asciende a 2.8 dB. Para menor tensión de polarización la figura de ruido baja, pero hay que tener en cuenta que la ganancia también bajará.

Se toman múltiples muestras de los valores de la figura de ruido para diferentes frecuencias, que se representan en la figura de abajo:

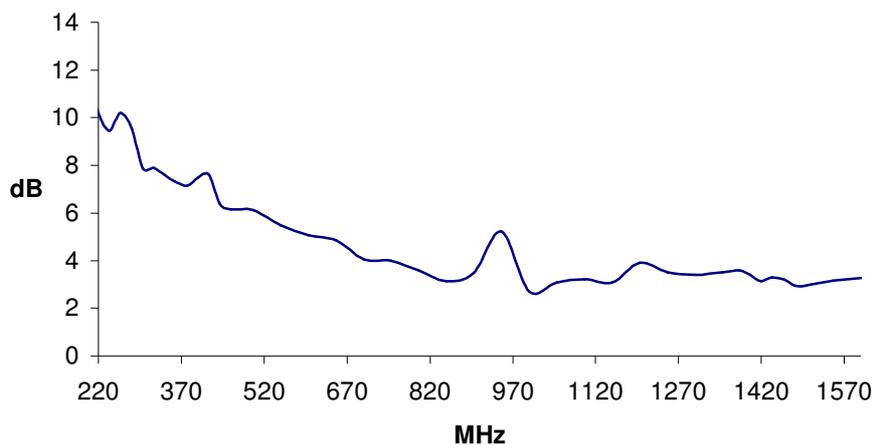


Figura 3.1-46 Figura de ruido del TRT polarizado frente frecuencia

3.1.7 Conclusiones

En esta parte inicial del proyecto se pretendía diseñar el circuito del transistor con sus redes de polarización, como una etapa inicial en la realización de un amplificador. Para ello se ha optado por un transistor de tecnología MESFET de Arseniuro de Galio modelo ATF-35143, debido a

sus características favorables en cuanto a las especificaciones del diseño. Se ha elegido su punto de polarización de acuerdo con el criterio de mínimo ruido y se han diseñado sus redes de polarización, optando por una red autopolarizada, debido a su facilidad de diseño y el empleo de una única tensión de alimentación. Tratando de obtener unos resultados de la simulación los más próximos a los reales, se han introducido al diseño final los elementos como los agujeros a masa y las pistas para soldaduras.

Tras el proceso de fabricación y mediciones realizadas, se han obtenido unos parámetros S muy parecidos a los simulados vía software. Lo que nos confirma la fiabilidad de los parámetros ofrecidos por el fabricante (como se puede observar en las figuras de 3.1-35 a 3.1-38). Hay que tener en cuenta que los parámetros S medidos incluyen, entre otros, los errores introducidos por el equipo de medida, cables y conectores. Existe una técnica de calibración llamada TRL que ayuda a determinar estos errores y eliminarlos de las medidas realizando unas operaciones matemáticas. Esta técnica de calibración se analiza con detalle en el anexo A.

Sin embargo, la diferencia entre los valores de la figura de ruido medido y simulado nos indica que debe haber efectos que el simulador no tiene en cuenta o los parámetros de ruido ofrecidos por el fabricante no son fiables. De hecho, el simulador no tiene en cuenta múltiples efectos que pueden influir en la medida del ruido, tales como por ejemplo la suciedad de los conectores, la forma de las soldaduras, la temperatura del ambiente, ruido introducido por el equipo de medida, etc. En cuanto a la fiabilidad de los parámetros de ruido ofrecidos por el fabricante es muy difícil de comprobar sin tener los instrumentos de medida necesarios.

3.2 Diseño de un amplificador de una etapa con líneas de transmisión

3.2.1 Introducción

En este apartado se pretende realizar el diseño de un amplificador de una etapa, partiendo de los parámetros S medidos del circuito fabricado de transistor polarizado. Como ya se ha dicho anteriormente, el objetivo de este proyecto es mejorar el diseño del amplificador de bajo ruido sintonizado a frecuencia de 1420.4 MHz realizado en un PFC previo [4]. El proceso de diseño del amplificador que se ha seguido en dicho proyecto es el siguiente: una vez elegido el transistor, ATF 35143, se diseña su red de polarización, basándose en el modelo de una red autpolarizada y partiendo de los parámetros S ofrecidos por el fabricante, elegidos para la polarización determinada. En el diseño del TRT polarizado se incluyen las redes de polarización del surtidor, tal y como se puede observar en la figura de abajo.

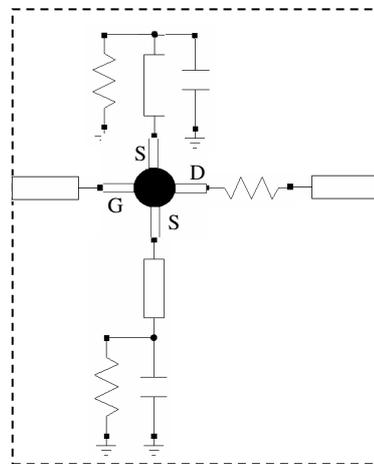


Figura 3.2-1 Circuito de transistor polarizado del PFC previo

Las redes de polarización de la puerta y del drenador se incluyen en el diseño de las redes de adaptación, que tiene que cumplir con el criterio de mínimo ruido. Para su implementación se ha optado por la configuración de una línea de transmisión de $\lambda/4$ en paralelo con un stub de $\lambda/8$, quedando el diseño final como lo muestra la figura 3.2-2.

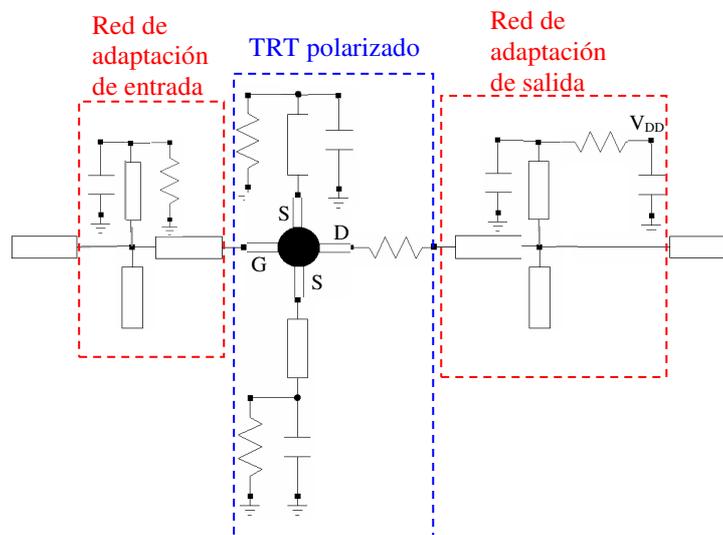


Figura 3.2-2 Esquema del amplificador de bajo ruido realizado en PFC previo

El objetivo que se persigue en este apartado es mejorar la caracterización del amplificador de una etapa, partiendo de las medidas “*in situ*” del transistor polarizado. Para ello el proceso de diseño del amplificador que se sigue es diferente del anterior. Inicialmente, se ha diseñado el circuito del transistor con sus redes de polarización. Se ha elegido el mismo modelo del transistor, ATF 35143 y se ha optado también por el modelo de una red autopolarizada. Pero a diferencia del diseño anterior las redes de polarización de la puerta y del drenador se incluyen en el circuito, como se puede observar en la figura 3.2-3.

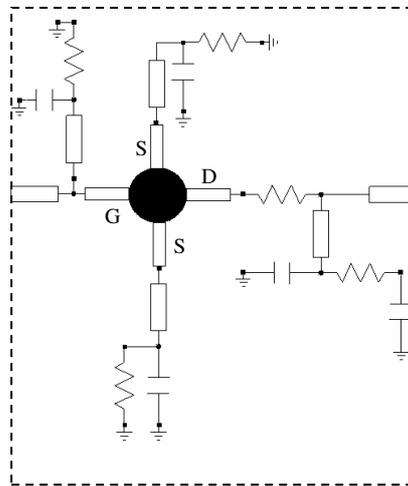


Figura 3.2-3 Esquema del transistor polarizado diseñado en este PFC

Este circuito del transistor polarizado se ha fabricado y se han medido sus parámetros S. Es a partir de estos parámetros S medidos de los que se van a diseñar las redes de adaptación de entrada y de salida según el criterio de mínimo ruido. Para la implementación de las redes de adaptación también se va a optar por una línea de de transmisión de $\lambda/4$ en paralelo con un stub de $\lambda/8$ por las razones que se explicarán más adelante. Entonces, el esquema del amplificador que se pretende conseguir tiene que ser el siguiente:

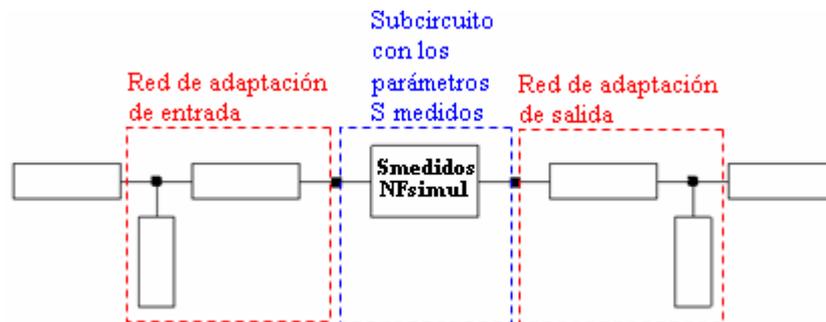


Figura 3.2-4 Esquema del amplificador de una etapa que se pretende diseñar

Como ya se comenta en el apartado 3.1.5.1, se crea en *Microwave Office* un subcircuito que se caracteriza por los parámetros S medidos del circuito del transistor polarizado (figura 3.2-5). Además de los parámetros S se tiene que asignarle los parámetros de ruido. Estos parámetros ya no pueden ser los ofrecidos por el fabricante, ya que además del transistor en el circuito se incluyen sus redes de polarización. No se puede obtener estos valores de forma práctica a causa de no disponer del equipo adecuado para su medida, pero sí se le puede asignar los parámetros de ruido obtenidos vía simulación, que parte de los parámetros del fabricante. En la tabla 3.2-1 se resumen los resultados de la simulación de los parámetros de ruido para el transistor polarizado.

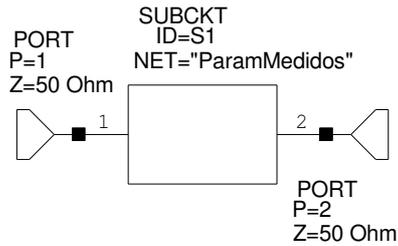


Figura 3.2-5 Subcircuito creado

Frec.MHz	Fopt dB	Gamma opt		Rn/Z ₀
		MAG	ANG	
500	0.48347	0.80349	-83.015	0.2801
1000	0.34031	0.63945	13.926	0.174122
1500	0.36733	0.53372	95.42	0.068864
2000	0.45863	0.44769	166.26	0.020712
2500	0.62135	0.38797	-132.65	0.050904
3000	0.87148	0.36453	-86.992	0.132934
3500	1.3766	0.44432	-42.633	0.3851
4000	2.6314	0.64692	16.912	1.5612
4500	10.015	0.83832	101.93	11.3936
5000	8.1514	0.71343	-138.99	1.47062
5500	3.9638	0.38431	-21.96	3.2992
6000	2.7819	0.28785	92.637	0.49692
6500	2.2974	0.25642	-176.08	0.198242
7000	2.1682	0.26024	-100.96	0.31826
7500	2.0903	0.24688	-49.164	0.4248
8000	2.3181	0.23928	-12.379	0.49806
8500	3.3503	0.36799	22.912	0.9388
9000	7.2893	0.56821	88.634	2.5902
9500	4.9354	0.39974	171.13	0.31464
10000	5.5948	0.34128	-79.852	1.18236

Tabla 3.2-1 Parámetros de ruido simulados del TRT polarizado

3.2.2 Comprobación de estabilidad

Antes de empezar con el diseño de las redes de adaptación se comprueba la estabilidad del dispositivo creado. Para ello se acude otra vez a las expresiones definidas en el apartado 2.2.2.2 y se calcula el factor de estabilidad, dados los parámetros S a frecuencia de 1420.4 MHz:

$$S_{f=1420.4MHz} = \begin{pmatrix} 0.5968 \angle -146.46^\circ & 0.101 \angle -9.8^\circ \\ 3.295 \angle 21.73^\circ & 0.5657 \angle -128.3^\circ \end{pmatrix}$$

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}S_{21}|} = 0.727$$

Según la teoría el valor del factor $K < 1$ significa que el circuito es “condicionalmente estable y no adaptable”, en este caso se deberá realizar un estudio de las zonas de estabilidad del circuito a través de los círculos de estabilidad para la frecuencia de diseño.

Representamos el círculo de estabilidad de fuente o entrada junto con los círculos de ruido separados 0.3 dB y el coeficiente de fuente óptimo que proporciona mínimo valor de ruido:

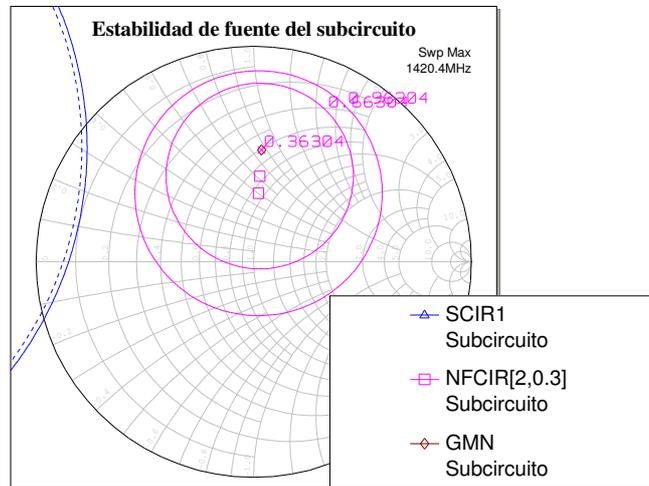


Figura 3.2-6 Círculos de estabilidad y de ruido del subcircuito definido

Según nos muestra la figura la zona de inestabilidad para el subcircuito, que se define por la línea discontinua, es muy pequeña y además el valor del coeficiente óptimo para el mínimo ruido se ubica en la zona estable. Esto significa que no se van a encontrar dificultades a la hora de realizar el diseño de mínimo ruido.

Se representa ahora el círculo de estabilidad de carga o de salida a frecuencia de 1420.4 MHz:

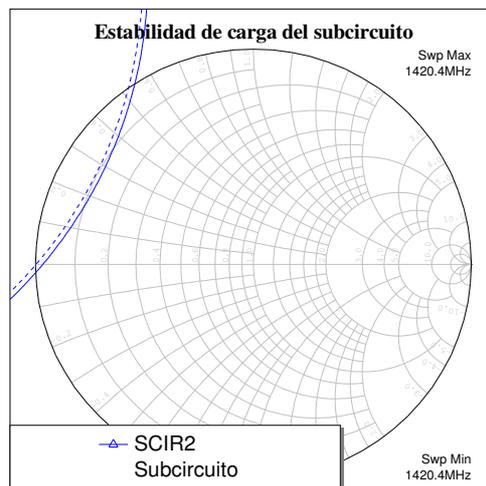


Figura 3.2-7 Círculo de estabilidad de carga del subcircuito

El diseño de la red de la salida, según su definición teórica, no debería influir en el parámetro de ruido (como se comprobará en el apartado 3.2.6.1) y debido a que la zona de estabilidad es muy grande (la que queda a la derecha de línea continua), se tiene una amplia elección a la hora de definir los parámetros de diseño de la red.

3.2.3 Elección de los coeficientes de reflexión de fuente y carga

En este punto del diseño se eligen los valores de los coeficientes de reflexión de la fuente y de la carga de transistor polarizado.



Figura 3.2-8 Esquema simplificado de los coeficientes de reflexión del subcircuito

Como se vió en el desarrollo teórico del apartado 2.3, la elección de los coeficientes de reflexión se produce según el objetivo que se persigue en un diseño. Si se persiguiera el diseño de máxima transferencia de potencia, el circuito debería estar perfectamente adaptado en ambos puertos, entonces los coeficientes de reflexión de la fuente y de la carga se determinarían según las siguientes expresiones:

$$\rho_s = \left(S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L} \right)^* = \rho_{in}^* \quad [3.2-1]$$

$$\rho_L = \left(S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_s}{1 - S_{11}\rho_s} \right)^* = \rho_{out}^* \quad [3.2-2]$$

Pero como el objetivo de este diseño es disminuir la figura del ruido, se acude al criterio de mínimo ruido para el que los coeficientes de reflexión tienen que cumplir con las siguientes expresiones:

$$\rho_s = \rho_{opt} \quad [3.2-3]$$

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

Como se puede observar el único valor que cambia es el de coeficiente de reflexión de la fuente, que es equivalente al valor del coeficiente de reflexión de la fuente óptimo, que proporciona mínimo ruido. El coeficiente de reflexión de la carga mantiene su valor del diseño de máxima transferencia de potencia, ya que según la teoría el diseño de la red de adaptación de salida no debería influir en el valor de la figura del ruido, lo que posteriormente se comprobó. Entonces, se obtiene ρ_s de los parámetros de ruido del subcircuito, empleando la función *GMN* de *Microwave Office* y ρ_L se calcula a partir de los parámetros S medidos y ρ_s :

$$\rho_s = 0.52018 \angle 86.038^\circ$$

$$\rho_L = 0.4056 \angle 141.5873^\circ$$

Esta elección de los coeficientes proporcionará un valor de ruido equivalente al mínimo, una buena adaptación en la salida, pero se perderá la adaptación en la entrada a costa de minimizar el ruido del circuito. Muchas veces en el diseño se tendrá que recurrir al compromiso entre el mínimo ruido y adaptación, ya que el cumplimiento de estos dos criterios a la vez es imposible. Para ello en *Microwave Office* se dispone de la opción “*Optimize*”, de la que se hablará más adelante, que permite hallar los parámetros del circuito que proporcionan este compromiso. Es importante destacar que ambos valores de los coeficientes se encuentran en las regiones estables del circuito, lo que asegurará un buen funcionamiento del circuito y evitará oscilaciones espurias

En esta etapa del diseño no se puede encontrar el compromiso entre la buena adaptación y el mínimo factor de ruido, por que no existen elementos a optimizar. No se pueden variar los valores de los coeficientes de reflexión debido a que no se pueden modificar valores de los parámetros S, ni de los parámetros de ruido, son los datos de partida. Sustituyendo los valores de los coeficientes en el diseño, se observan los cambios en los parámetros.

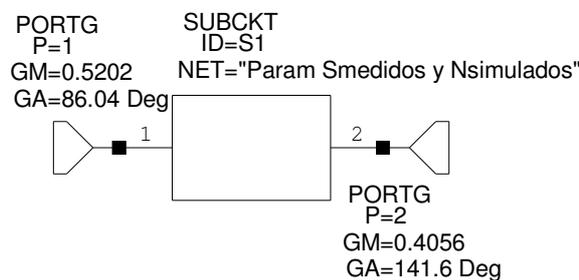


Figura 3.2-9 Subcircuito con los coeficientes de reflexión de fuente y de carga

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dBB)	S21 (dBB)	S22 (dBB)	NF (dB)	NFMin (dB)
1400	-2.3201	-19.457	11.012	-34.083	0.36277	0.36194
1401	-2.3148	-19.463	10.999	-34.429	0.36274	0.36199
1402	-2.3094	-19.469	10.986	-34.79	0.36272	0.36205
1403	-2.3039	-19.475	10.973	-35.166	0.3627	0.3621
1404	-2.2985	-19.481	10.96	-35.559	0.36269	0.36216
1405	-2.293	-19.487	10.948	-35.969	0.36268	0.36221
1406	-2.2875	-19.492	10.935	-36.399	0.36267	0.36226
1407	-2.2819	-19.498	10.923	-36.851	0.36267	0.36232
1408	-2.2763	-19.504	10.911	-37.327	0.36267	0.36237
1409	-2.2707	-19.51	10.899	-37.831	0.36268	0.36242
1410	-2.265	-19.515	10.887	-38.364	0.36269	0.36248
1411	-2.2604	-19.512	10.877	-39.254	0.3627	0.36253
1412	-2.2558	-19.508	10.868	-40.243	0.36272	0.36259
1413	-2.2511	-19.505	10.858	-41.356	0.36275	0.36264
1414	-2.2464	-19.502	10.849	-42.63	0.36277	0.36269
1415	-2.2416	-19.498	10.84	-44.119	0.3628	0.36275
1416	-2.2368	-19.495	10.83	-45.913	0.36284	0.3628
1417	-2.232	-19.491	10.821	-48.171	0.36288	0.36286
1418	-2.2271	-19.488	10.812	-51.22	0.36292	0.36291
1419	-2.2223	-19.484	10.803	-55.944	0.36297	0.36296
1420	-2.2173	-19.48	10.795	-67.021	0.36302	0.36302
1420.4	-2.2154	-19.479	10.791	-89.743	0.36304	0.36304
1421	-2.2124	-19.477	10.786	-63.056	0.36307	0.36307
1422	-2.2074	-19.473	10.777	-54.667	0.36313	0.36313
1423	-2.2024	-19.47	10.769	-50.488	0.36319	0.36318
1424	-2.1974	-19.466	10.761	-47.683	0.36326	0.36323

1425	-2.1923	-19.462	10.752	-45.571	0.36333	0.36329
1426	-2.1883	-19.446	10.739	-43.166	0.3634	0.36334
1427	-2.1843	-19.43	10.726	-41.271	0.36348	0.3634
1428	-2.1803	-19.413	10.713	-39.713	0.36356	0.36345
1429	-2.1763	-19.397	10.699	-38.391	0.36364	0.3635
1430	-2.1722	-19.381	10.686	-37.244	0.36373	0.36356
1431	-2.1682	-19.365	10.673	-36.232	0.36382	0.36361
1432	-2.1641	-19.349	10.66	-35.326	0.36391	0.36367
1433	-2.16	-19.333	10.647	-34.506	0.36401	0.36372
1434	-2.1559	-19.317	10.635	-33.759	0.36411	0.36377
1435	-2.1517	-19.301	10.622	-33.071	0.36422	0.36383
1436	-2.1476	-19.285	10.609	-32.435	0.36433	0.36388
1437	-2.1434	-19.269	10.596	-31.843	0.36444	0.36393
1438	-2.1392	-19.253	10.584	-31.29	0.36455	0.36399
1439	-2.135	-19.237	10.571	-30.771	0.36467	0.36404
1440	-2.1308	-19.221	10.559	-30.281	0.36479	0.3641

Tabla 3.2-2 Parámetros S y Factores de Ruido del subcircuito con los coeficientes de reflexión fijados

Tal y como se había previsto, se ha obtenido un diseño de mínimo ruido, en el que $NF = NF_{\min}$, con una alta adaptación en la salida y muy baja en la entrada, a frecuencia de 1420.4 MHz.

A continuación se ofrece la representación gráfica de la estabilidad de la fuente y da la carga del subcircuito con los coeficientes de reflexión aplicados.

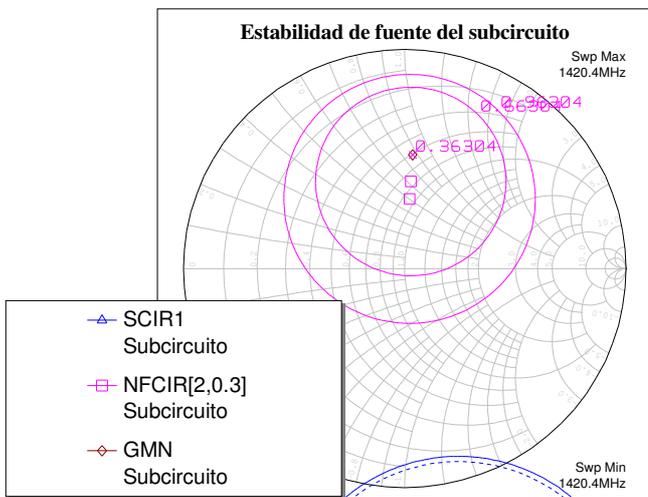


Figura 3.2-10 Círculo de estabilidad de fuente y círculos de ruido

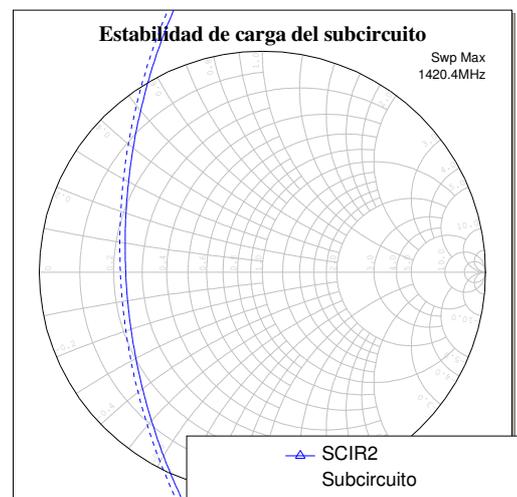


Figura 3.2-11 Círculo de estabilidad de carga

La zona de estabilidad de la fuente ha aumentado, lo que se ve fácilmente de la comparación entre las figuras 3.2-6 y 3.2-10. En cambio la zona de estabilidad de la carga ha aumentado, aunque no significativamente.

El factor de estabilidad obtiene un valor muy similar al inicial: $K = 0.72742$, esto es lógico ya que no se ha realizado ningún cambio los parámetros internos del subcircuito. Al elegir unos coeficientes de reflexión adecuados y dentro de la región estable del circuito, se ha asegurado

un diseño de mínimo ruido a costa de muy baja adaptación en la entrada, la que posteriormente se intentara corregir en el propio diseño de la red de adaptación de la entrada.

3.2.4 Diseño de la red de adaptación a la entrada del transistor polarizado

3.2.4.1 Cálculo teórico de los parámetros de la red de adaptación de entrada

En este apartado se diseñará la red de adaptación de entrada del subcircuito, de manera que se conserve el valor del coeficiente de reflexión de fuente calculado en el apartado anterior, $\rho_s = 0.52018 \angle 86.038^\circ$.

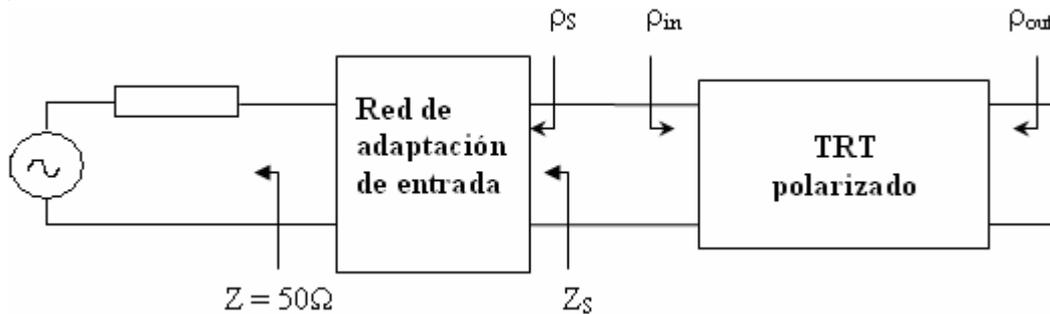


Figura 3.2-12 Diseño de la red de adaptación de entrada

La elección de este coeficiente de reflexión proporciona el diseño de mínimo ruido, pero a costa de aumentar significativamente la desadaptación en la entrada del dispositivo. Una vez conocido su valor, se puede determinar la impedancia de fuente normalizada con respecto a 50Ω , Z_s , que tiene que “ver” el dispositivo a su entrada, mediante la siguiente expresión:

$$\overline{Z_s} = \frac{1 + \rho_s}{1 - \rho_s} = 0.6085 + j0.8658$$

El valor de la impedancia resultante se encuentra dentro de la región estable del circuito, debido a que el valor del coeficiente de fuente también pertenece a dicha región.

Para adaptar la impedancia Z_s a $Z = 50 \Omega$ se puede elegir entre dos métodos: el de líneas de transmisión y el de elementos concentrados. El segundo presenta el inconveniente de valores normalizados de los elementos, al no disponer de éstos en práctica se emplean unos aproximados, lo que produce muchas discrepancias a la hora de la medida. En cuanto al método de líneas de transmisión, aunque por un lado se aumentan las dimensiones del circuito final, por otro lado las pérdidas son bastante aceptables: en torno a 0.0027 definidas por la tangente de pérdida del sustrato, Duroid RT6006. Expuestas estas razones, se opta por emplear las líneas de transmisión para la adaptación del subcircuito.

Se elige una configuración de una línea de transmisión de $\lambda/4$ con un stub en paralelo de $\lambda/8$ y acabado en circuito abierto, como lo podemos observar en la siguiente figura:

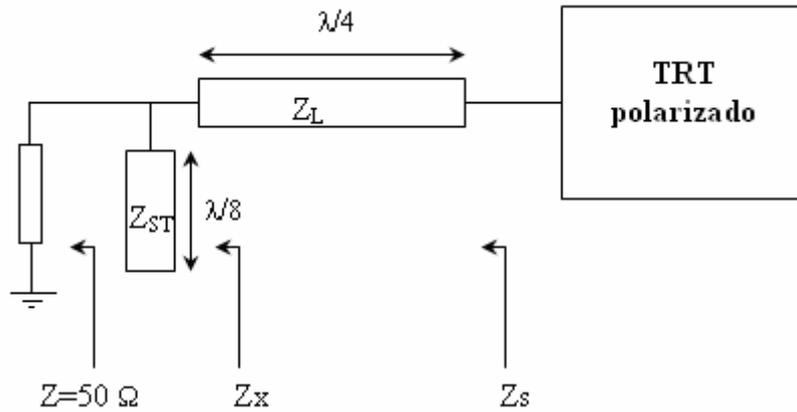


Figura 3.2-13 Diseño de red de entrada mediante líneas de transmisión

La línea de $\lambda/4$ es un inversor de impedancias, entonces Z_s se puede definir también como:

$$\overline{Z}_s = \frac{\overline{Z}_L^2}{\overline{Z}_X} \quad [3.2-4]$$

$\frac{1}{\overline{Z}_X} = \overline{Y}_X$ es una admitancia, resultado de la suma de las admitancias en serie:

$$\overline{Y}_X = \overline{Y}_0 + j\overline{Y}_{STB} \quad [3.2-5]$$

Donde \overline{Y}_0 es la admitancia normalizada de valor 1 y \overline{Y}_{STB} es la admitancia del stub en paralelo. Sustituyendo [3.2-5] en [3.2-4] se obtiene:

$$\overline{Z}_s = \overline{Z}_L^2 \cdot \overline{Y}_X = \overline{Z}_L^2 \overline{Y}_0 + j\overline{Z}_L^2 \overline{Y}_{STB} = \overline{Z}_L^2 + j\overline{Z}_L^2 \overline{Y}_{STB} \quad [3.2-6]$$

Sustituyendo el valor de Z_s en la expresión [3.2-6] se obtiene:

$$\overline{Z}_s = \frac{1 + \rho_s}{1 - \rho_s} = 0.6085 + j0.8658 = R_s + jX_s = \overline{Z}_L^2 + j\overline{Z}_L^2 \overline{Y}_{STB}$$

Separando la parte real y la parte imaginaria:

$$R_s = \overline{Z}_L^2 = 0.6085 \quad [3.2-7]$$

$$X_s = \overline{Z}_L^2 \overline{Y}_{STB} = 0.8658 \quad [3.2-8]$$

Entonces resolviendo las ecuaciones de arriba:

$$\overline{Z}_L = \sqrt{2.0908} \rightarrow \underline{Z}_L = 50 \cdot \sqrt{0.6085} = \underline{39.0032\Omega}$$

$$\overline{Y}_{STB} = \frac{1}{\overline{Z}_{STB}} = \frac{3.419}{\overline{Z}_L^2} \rightarrow \underline{Z}_L = 50 \cdot \frac{0.6085}{0.8658} = \underline{35.1409\Omega}$$

3.2.4.2 Diseño ideal de la red de adaptación de entrada

A partir de los valores de impedancias calculadas se diseña en *Microwave Office* una red de adaptación de entrada inicialmente ideal. Para ello las líneas de transmisión han de ser ideales, o sea, sin pérdidas. A la entrada de la red de adaptación se han de ubicar los 50 Ω correspondientes al conector, mientras que a la salida el circuito tiene que “ver” un coeficiente de reflexión correspondiente al circuito del transistor polarizado con la red de adaptación de la salida. Además este coeficiente tiene que proporcionar la máxima adaptación y para que esto suceda tiene que tener el valor de $\rho_s^* = 0.52018 \angle 273.962^\circ$. Teniendo presentes todas las consideraciones se crea en *Microwave Office* el siguiente circuito:

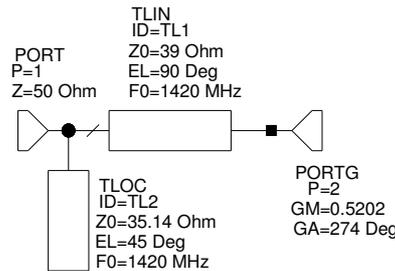


Figura 3.2-14 Circuito ideal de la red de adaptación de la entrada

Realizando su simulación se obtienen los siguientes parámetros:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)
1400	-26.722	-0.0092474	-0.0092474	-26.722
1401	-27.152	-0.0083756	-0.0083756	-27.152
1402	-27.605	-0.0075458	-0.0075458	-27.605
1403	-28.083	-0.006758	-0.006758	-28.083
1404	-28.59	-0.0060126	-0.0060126	-28.59
1405	-29.13	-0.0053098	-0.0053098	-29.13
1406	-29.706	-0.0046496	-0.0046496	-29.706
1407	-30.324	-0.0040324	-0.0040324	-30.324
1408	-30.991	-0.0034583	-0.0034583	-30.991
1409	-31.714	-0.0029276	-0.0029276	-31.714
1410	-32.505	-0.0024403	-0.0024403	-32.505
1411	-33.376	-0.0019968	-0.0019968	-33.376
1412	-34.345	-0.0015971	-0.0015971	-34.345
1413	-35.439	-0.0012416	-0.0012416	-35.439
1414	-36.692	-0.00093036	-0.00093036	-36.692
1415	-38.159	-0.00066361	-0.00066361	-38.159
1416	-39.928	-0.00044154	-0.00044154	-39.928
1417	-42.156	-0.00026434	-0.00026434	-42.156
1418	-45.166	-0.00013219	-0.00013219	-45.166
1419	-49.817	-4.53e-05	-4.53e-05	-49.817
1420	-60.549	-3.83e-6	-3.83e-6	-60.549
1420.4	-92.161	-2.64e-9	-2.64e-9	-92.161
1421	-57.359	-7.98e-6	-7.98e-6	-57.359
1422	-48.749	-5.79e-5	-5.79e-5	-48.749
1423	-44.506	-0.00015387	-0.00015387	-44.506
1424	-41.665	-0.00029598	-0.00029598	-41.665

1425	-39.526	-0.00048444	-0.00048444	-39.526
1426	-37.808	-0.00071943	-0.00071943	-37.808
1427	-36.373	-0.0010011	-0.0010011	-36.373
1428	-35.141	-0.0013297	-0.0013297	-35.141
1429	-34.061	-0.0017054	-0.0017054	-34.061
1430	-33.099	-0.0021283	-0.0021283	-33.099
1431	-32.232	-0.0025986	-0.0025986	-32.232
1432	-31.443	-0.0031164	-0.0031164	-31.443
1433	-30.719	-0.0036821	-0.0036821	-30.719
1434	-30.05	-0.0042957	-0.0042957	-30.05
1435	-29.428	-0.0049573	-0.0049573	-29.428
1436	-28.847	-0.0056673	-0.0056673	-28.847
1437	-28.302	-0.0064256	-0.0064256	-28.302
1438	-27.789	-0.0072326	-0.0072326	-27.789
1439	-27.303	-0.0080883	-0.0080883	-27.303
1440	-26.843	-0.0089929	-0.0089929	-26.843

Tabla 3.2-3 Parámetros S obtenidos tras la simulación de la red de entrada ideal

Como se puede observar la adaptación en los dos puertos es muy elevada, lo que indican los parámetros S_{11} y S_{22} cuyos valores a frecuencia deseada son -92 dB aproximadamente. Esto significa que casi toda la señal se transmitirá. La obtención de los resultados tan positivos hace prescindible el paso de optimización.

Entonces, los valores finales de las impedancias de las líneas siguen siendo los obtenidos en el cálculo teórico: $Z_{LT} = 39.0032 \Omega$, impedancia de la línea de transmisión de $\lambda/4$ y $Z_{STB} = 35.1409 \Omega$, impedancia del stub de $\lambda/8$.

3.2.4.3 Diseño real de la red de adaptación de entrada

Se implementa ahora el diseño anterior de la red de adaptación de entrada con líneas de transmisión reales. Para ello es necesario determinar los parámetros físicos: longitud y anchura de las líneas, a partir de las especificaciones eléctricas. Se hace uso de la herramienta que proporciona *Microwave Office* llamada *TXline* que permite “traducir” las especificaciones eléctricas en parámetros físicos y viceversa.

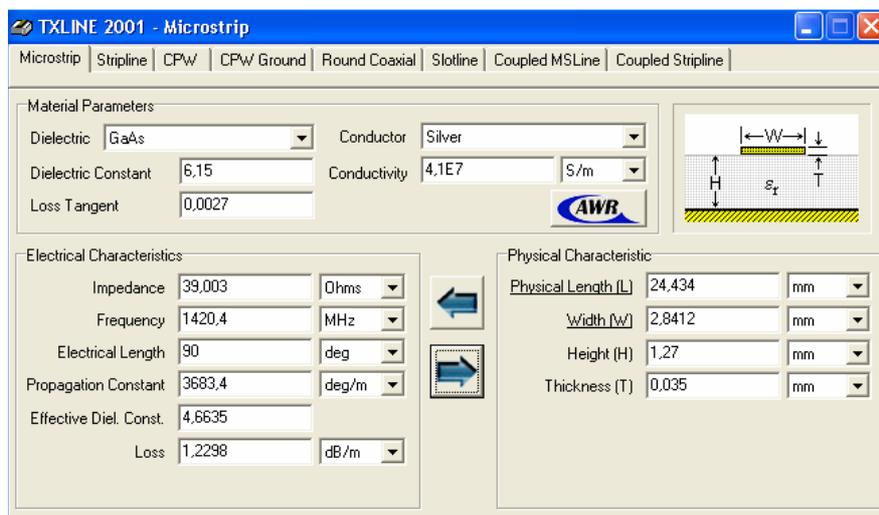


Figura 3.2-15 Herramienta de Microwave Office TXline

Para que el cálculo sea correcto, inicialmente hay que introducir los parámetros característicos del sustrato que se va a emplear en fabricación, Duroid RT6006, que se recuerdan a continuación:

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: $\text{Tan}\delta = 0.0027$

Resistividad normalizada respecto del oro: $\text{Rho}=1$

Después se introducen las características eléctricas del circuito: la longitud eléctrica y la impedancia calculada. En la figura 3.2-15 se muestra el ejemplo del cálculo de la longitud y de la anchura de la línea de transmisión. Para el cálculo de los parámetros del stub hay que realizar dos modificaciones: sustituir el valor de la longitud eléctrica por 45, e introducir el valor de la impedancia determinada para el stub.

En la siguiente tabla se recogen todos los parámetros obtenidos:

Impedancia (Ω)	Longitud eléctrica ($^\circ$)	Anchura (mm)	Longitud (mm)
39.0032	90	2.8412	24.434
35.1409	45	3.3449	12.109

Tabla 3.2-4 Parámetros físicos y eléctricos de la red de adaptación de entrada

Una vez calculadas las características físicas del circuito, se realiza el siguiente diseño de la red de adaptación de entrada empleando las líneas reales:

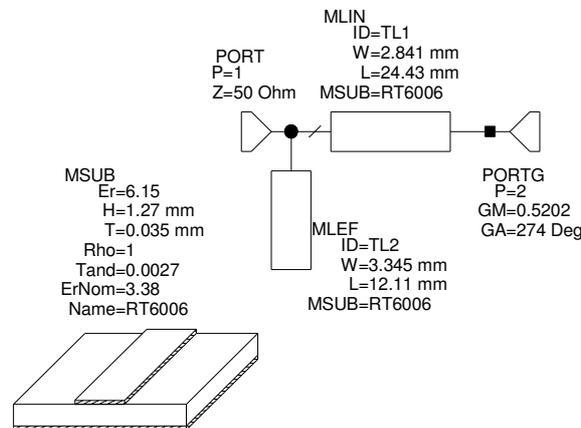


Figura 3.2-16 Red de adaptación de entrada real

Al simular el circuito obtenido, se observa que la adaptación ha empeorado significativamente, como se puede apreciar en la siguiente tabla:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)
1420.4	-24.975	-0.0928	-0.0928	-29.095	0.082117

Tabla 3.2-5 Parámetros S y el factor de ruido a 1420.4 MHz de red de entrada

Con el objetivo de mejorar la adaptación en la entrada y en la salida del circuito de la red se acudirá al paso de optimización. Para ello hay que definir los “goals” (objetivos) que se pretenden alcanzar. En nuestro caso los dos objetivos a alcanzar son: conseguir que los parámetros $|S_{11}|$ y $|S_{22}|$ sean iguales a $-\infty$ dB ó 0 en escala lineal. En figura 3.2-15 se muestra la definición del “goal” en *Microwave Office* para $|S_{11}|$, para $|S_{22}|$ la definición es la misma solo cambia el parámetro de la medida. Para que el paso de la optimización sea posible también hay que definir los parámetros que van a variar, para conseguir los objetivos definidos. Para ello en el Explorador de Variables (pestaña *Var*), se elige el nombre del circuito y se definen las variables a optimizar, pulsando sobre botones “o”, que indica que la variable va a ser optimizada y “c” de *constraints*, limitaciones, que indica que se tienen que definir los límites de variación de la variable. El ejemplo se puede observar en la figura 3.2-16. Además es importante destacar que se ha de definir el mismo rango de frecuencia para la simulación, que para la optimización, en nuestro caso es de 1420 a 1421 MHz.

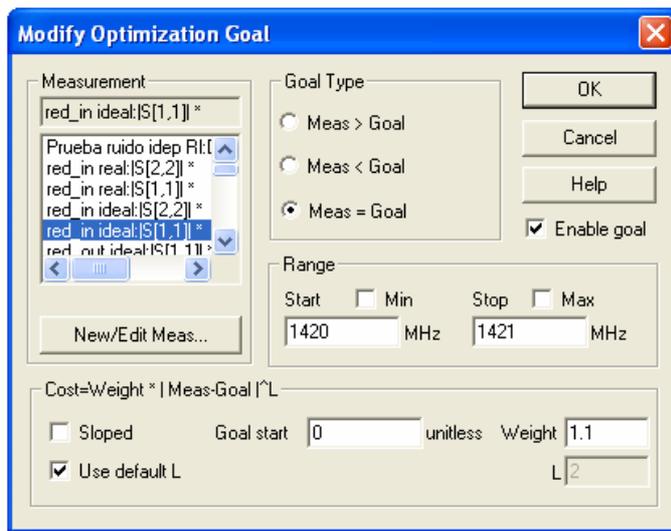


Figura 3.2-17 Definición del “goal” de $|S_{11}|$ en *Microwave Office*

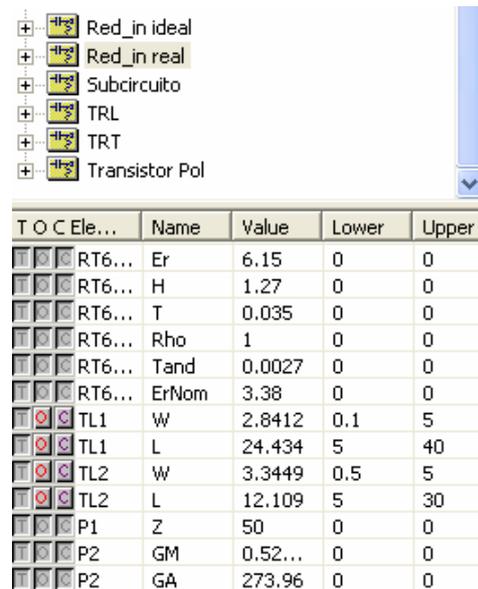


Figura 3.2-18 Definición de las variables a optimizar

Una vez realizados los pasos explicados arriba se optimiza: “*Simulate → Optimize*”, obteniendo los siguientes valores de los parámetros S:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)
1400	-30.501	-0.062199	-0.062199	-30.477	0.058306
1401	-30.919	-0.061917	-0.061917	-30.895	0.058382
1402	-31.358	-0.061653	-0.061653	-31.333	0.058457
1403	-31.82	-0.061406	-0.061406	-31.794	0.058532
1404	-32.308	-0.061177	-0.061177	-32.281	0.058608
1405	-32.824	-0.060966	-0.060966	-32.795	0.058683
1406	-33.371	-0.060772	-0.060772	-33.342	0.058759
1407	-33.954	-0.060595	-0.060595	-33.923	0.058835
1408	-34.577	-0.060437	-0.060437	-34.544	0.058911
1409	-35.244	-0.060296	-0.060296	-35.209	0.058987
1410	-35.963	-0.060174	-0.060174	-35.925	0.059063
1411	-36.739	-0.060069	-0.060069	-36.698	0.05914
1412	-37.582	-0.059982	-0.059982	-37.536	0.059216
1413	-38.499	-0.059914	-0.059914	-38.447	0.059293

1414	-39.499	-0.059864	-0.059864	-39.44	0.05937
1415	-40.587	-0.059832	-0.059832	-40.519	0.059447
1416	-41.761	-0.059819	-0.059819	-41.68	0.059524
1417	-42.995	-0.059824	-0.059824	-42.898	0.059601
1418	-44.212	-0.059847	-0.059847	-44.095	0.059678
1419	-45.244	-0.05989	-0.05989	-45.109	0.059756
1420	-45.827	-0.059951	-0.059951	-45.686	0.059833
1420.4	-45.878	-0.05998	-0.05998	-45.741	0.059864
1421	-45.742	-0.06003	-0.06003	-45.615	0.059911
1422	-45.022	-0.060129	-0.060129	-44.921	0.059989
1423	-43.917	-0.060246	-0.060246	-43.843	0.060067
1424	-42.674	-0.060382	-0.060382	-42.621	0.060145
1425	-41.438	-0.060538	-0.060538	-41.399	0.060223
1426	-40.271	-0.060712	-0.060712	-40.241	0.060301
1427	-39.191	-0.060906	-0.060906	-39.168	0.06038
1428	-38.2	-0.061119	-0.061119	-38.18	0.060459
1429	-37.289	-0.061351	-0.061351	-37.272	0.060537
1430	-36.451	-0.061603	-0.061603	-36.436	0.060616
1431	-35.677	-0.061874	-0.061874	-35.663	0.060695
1432	-34.959	-0.062165	-0.062165	-34.947	0.060774
1433	-34.291	-0.062475	-0.062475	-34.279	0.060854
1434	-33.667	-0.062805	-0.062805	-33.655	0.060933
1435	-33.081	-0.063155	-0.063155	-33.07	0.061013
1436	-32.529	-0.063525	-0.063525	-32.519	0.061092
1437	-32.009	-0.063914	-0.063914	-31.998	0.061172
1438	-31.516	-0.064324	-0.064324	-31.506	0.061252
1439	-31.048	-0.064753	-0.064753	-31.038	0.061332
1440	-30.603	-0.065203	-0.065203	-30.593	0.061412

Tabla 3.2-6 Parámetros S y el Factor de Ruido después de la optimización

Como se puede observar después del paso de optimización la adaptación mejora significativamente. Los parámetros físicos cambiados se recogen en la siguiente tabla:

Línea de transmisión de:	Longitud (mm)	Anchura (mm)
$\lambda/4$	18.4038	1.2781
$\lambda/8$	10.2765	2.9853

Tabla 3.2-7 Parámetros físicos finales de la red de adaptación d entrada

3.2.5 Diseño de la red de adaptación de salida

En este punto del diseño del amplificador se prosigue con la fase de implementación de su etapa de adaptación de salida. Se seguirán los pasos realizados en el apartado anterior: inicialmente se calcularán los valores teóricos del circuito y después se continuará con la implementación de su diseño en *Microwave Office*, realizando primero su diseño ideal y después el real.

3.2.5.1 Cálculo de los parámetros de la red de adaptación de salida

Se debe tener en cuenta a la hora del diseño de la red de adaptación de salida que el circuito tiene que estar adaptado en su salida a una impedancia de 50 Ω y en su entrada al circuito del transistor polarizado.

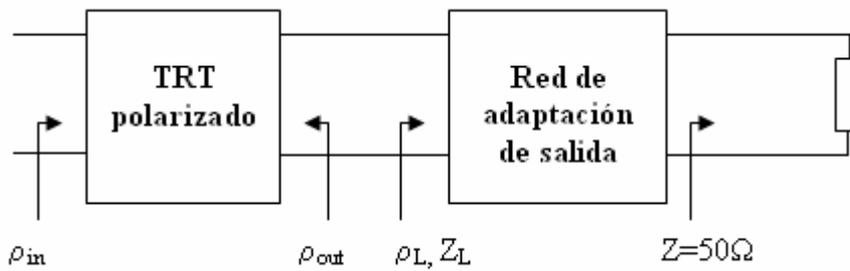


Figura 3.2-19 Diseño de la red de adaptación de salida

Teóricamente el diseño de la etapa de salida no debería afectar el parámetro de ruido, por esta razón la elección del coeficiente de carga es la misma tanto para un diseño de amplificador de máxima transferencia de potencia, como para un diseño de mínimo ruido: $\rho_L = \rho_{out}^*$. A partir de los parámetros S medidos del transistor polarizado y de valor calculado para ρ_s , que según el criterio de mínimo ruido es igual a ρ_{opt} , se obtuvo el valor de ρ_L : $0.4056 \angle 141.5873^\circ$. En cambio, a partir del valor de ρ_L se puede determinar la impedancia normalizada a 50Ω a la entrada de la red de adaptación, según la siguiente expresión:

$$\overline{Z_L} = \frac{1 + \rho_L}{1 - \rho_L} = 0.4641 + j0.28 \quad [3.2-9]$$

Es importante destacar que el valor de la impedancia, como el valor del coeficiente de reflexión pertenecen a la región estable del transistor polarizado, esto asegura el correcto funcionamiento del dispositivo final, evitando las oscilaciones indeseadas.

Para adaptar el valor de la impedancia de Z_L a 50Ω se opta por el método de líneas de transmisión con stub en paralelo por las razones ya expuestas en el apartado 3.2.4.1. Entonces, como lo muestra el esquema, se emplea una línea de longitud de $\lambda/4$ en paralelo con un stub de $\lambda/8$ acabado en un circuito abierto.

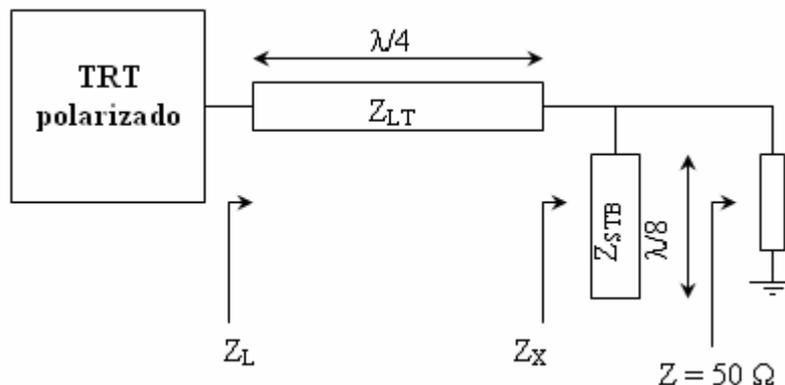


Figura 3.2-20 Esquema de la red de adaptación de salida

La línea de $\lambda/4$ es un inversor y su impedancia de entrada tiene la siguiente expresión:

$$\overline{Z_L} = \frac{Z_{LT}^2}{Z_X} \quad [3.2-10]$$

Donde \overline{Z}_X es una impedancia resultado de las dos impedancias en paralelo de \overline{Z}_{STB} y $\overline{Z} = 1$. Expresando esta relación en parámetros de admitancias se obtiene: $\overline{Y}_X = \overline{Y}_0 + j\overline{Y}_{STB}$. Entonces, sustituyendo esta relación en [3.2-10]:

$$\overline{Z}_L = \frac{\overline{Z}_{LT}^2}{\overline{Z}_X} = \overline{Z}_{LT}^2 (\overline{Y}_0 + j\overline{Y}_{STB}) \quad [3.2-11]$$

Como $\overline{Y}_0 = \frac{1}{\overline{Z}} = 1$ y $\overline{Z}_L = 0.4641 + j0.28$, igualando las partes real e imaginaria con sus valores correspondientes se obtiene:

$$\overline{Z}_{LT}^2 = 0.4641 \quad [3.2-12]$$

$$\overline{Z}_{LT}^2 \overline{Y}_{STB} = 0.28 \quad [3.2-13]$$

Resolviendo ambas ecuaciones resultan los siguientes valores para la impedancia característica de la línea de transmisión y la impedancia características del stub:

$$\overline{Z}_{LT} = \sqrt{0.4641} \rightarrow \underline{Z}_{LT} = 50 \cdot \sqrt{0.4641} = \underline{34.0624\Omega}$$

$$\overline{Z}_{STB} = \frac{1}{\overline{Y}_{STB}} = \frac{0.28}{\overline{Z}_{LT}^2} \rightarrow \underline{Z}_{STB} = \underline{82.875\Omega}$$

3.2.5.2 Diseño ideal de la red de adaptación de salida

Una vez obtenidos los valores teóricos para las impedancias de las líneas, se realiza un diseño en *Microwave Office* de la red de adaptación con líneas ideales. Se tiene que tener en cuenta que el circuito se ha adaptado a una impedancia de 50 Ω en su salida, pero en su entrada debe estar adaptado a transistor polarizado con su red de adaptación de entrada. Para que esto se cumpla el coeficiente de reflexión que “verá” la red en su salida tiene que tener el valor de $\rho_{out} = 0.4056 \angle 218.4127^\circ$. Teniendo presentes estos detalles se crea el siguiente circuito:

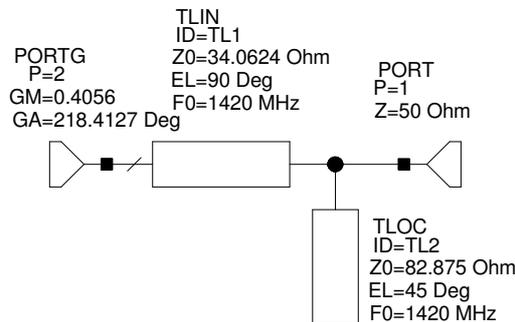


Figura 3.2-21 Diseño ideal de la red de adaptación de salida

Antes de iniciar el paso de optimización se observa que el circuito presenta muy buenas características de adaptación:

F (MHz)	S ₁₁ (dB)	S ₁₂ (dB)	S ₂₁ (dB)	S ₂₂ (dB)
1420.4	-89.921	-4.42e-9	-4.42e-9	-89.921

Tabla 3.2-8 Parámetros S del circuito de red de salida ideal antes de optimizar

El paso de optimizar se hace prescindible en este caso, ya que los resultados que se obtendrían serían muy parecidos a los dados.

3.2.5.3 Diseño real de la red de adaptación de salida

Una vez que se dispone de los parámetros de la red de salida se inicia la implementación de su diseño real. Para ello se emplean las líneas de transmisión reales, cuyos parámetros físicos se obtendrán haciendo uso de la herramienta de *Microwave Office, TXline*. En su cuadro de dialogo se introducirán los parámetros del sustrato y las características eléctricas de cada línea, tal y como se explicó en el ejemplo del diseño de la red de adaptación de entrada. A continuación, se resumen los parámetros físicos obtenidos:

Impedancia (Ω)	Longitud eléctrica (°)	Anchura (mm)	Longitud (mm)
34.0624	90	3.5071	24.155
82.875	45	0.58784	13.045

Tabla 3.2-9 Parámetros de la red de adaptación de salida

A partir de los parámetros físicos obtenidos se crea el circuito real:

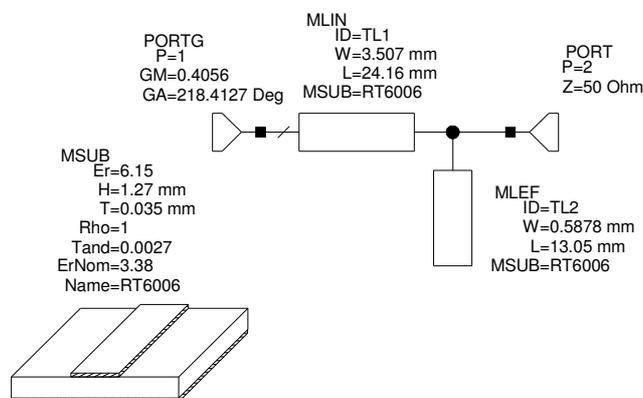


Figura 3.2-22 Diseño real de la red de adaptación de salida

Si se simula el diseño sin previa optimización se observa que los valores de adaptación han empeorado al pasar de diseño ideal a real, los parámetros $|S_{11}|$ y $|S_{22}|$ no sobrepasan el valor de -37 dB. En cambio el factor de ruido se encuentra dentro de los rangos aceptables, 0.046 dB.

Para mejorar la adaptación del circuito se procede a optimizar. Inicialmente, se definen los objetivos a perseguir como los “goals” de la optimización, en nuestro caso conseguir que los valores de $|S_{11}|$ y $|S_{22}|$ sean lo más próximos a cero posible en la escala lineal, que equivale a un valor muy negativo en decibelios, y, posteriormente, se determinan los parámetros a modificar, que serán los parámetros físicos de las líneas. Los resultados obtenidos se resumen en las tablas de abajo:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)
1400	-34.155	-0.045342	-0.045342	-33.947	0.043591
1401	-34.586	-0.045212	-0.045212	-34.368	0.043623
1402	-35.039	-0.04509	-0.04509	-34.81	0.043655
1403	-35.517	-0.044976	-0.044976	-35.276	0.043687
1404	-36.022	-0.04487	-0.04487	-35.768	0.043719
1405	-36.557	-0.044773	-0.044773	-36.288	0.043752
1406	-37.127	-0.044683	-0.044683	-36.84	0.043784
1407	-37.734	-0.044601	-0.044601	-37.429	0.043816
1408	-38.386	-0.044527	-0.044527	-38.06	0.043848
1409	-39.087	-0.044461	-0.044461	-38.737	0.04388
1410	-39.846	-0.044403	-0.044403	-39.468	0.043912
1411	-40.672	-0.044353	-0.044353	-40.262	0.043944
1412	-41.576	-0.044311	-0.044311	-41.128	0.043976
1413	-42.571	-0.044277	-0.044277	-42.08	0.044008
1414	-43.673	-0.044252	-0.044252	-43.132	0.044041
1415	-44.897	-0.044234	-0.044234	-44.302	0.044073
1416	-46.253	-0.044225	-0.044225	-45.603	0.044105
1417	-47.73	-0.044223	-0.044223	-47.041	0.044137
1418	-49.246	-0.04423	-0.04423	-48.581	0.044169
1419	-50.561	-0.044244	-0.044244	-50.076	0.044202
1420	-51.225	-0.044267	-0.044267	-51.161	0.044234
1420.4	-51.211	-0.044278	-0.044278	-51.362	0.044247
1421	-50.882	-0.044298	-0.044298	-51.339	0.044266
1422	-49.728	-0.044337	-0.044337	-50.502	0.044298
1423	-48.239	-0.044384	-0.044384	-49.088	0.044331
1424	-46.732	-0.044439	-0.044439	-47.535	0.044363
1425	-45.329	-0.044503	-0.044503	-46.053	0.044395
1426	-44.058	-0.044574	-0.044574	-44.703	0.044427
1427	-42.914	-0.044654	-0.044654	-43.489	0.04446
1428	-41.881	-0.044742	-0.044742	-42.397	0.044492
1429	-40.945	-0.044838	-0.044838	-41.411	0.044524
1430	-40.092	-0.044942	-0.044942	-40.515	0.044557
1431	-39.308	-0.045055	-0.045055	-39.695	0.044589
1432	-38.585	-0.045175	-0.045175	-38.942	0.044621
1433	-37.915	-0.045304	-0.045304	-38.245	0.044654
1434	-37.29	-0.045441	-0.045441	-37.597	0.044686
1435	-36.706	-0.045586	-0.045586	-36.992	0.044718
1436	-36.157	-0.04574	-0.04574	-36.425	0.044751
1437	-35.639	-0.045902	-0.045902	-35.892	0.044783
1438	-35.15	-0.046071	-0.046071	-35.388	0.044815
1439	-34.686	-0.04625	-0.04625	-34.912	0.044848
1440	-34.245	-0.046436	-0.046436	-34.459	0.04488

Tabla 3.2-10 Parámetros S y el factor de ruido

Como se puede apreciar tras el proceso de optimización se consiguen mejorar las características de la adaptación y del ruido para el valor de la frecuencia deseada.

Línea de transmisión de :	Anchura (mm)	Longitud (mm)
$\lambda/4$	3.9135	26.9383
$\lambda/8$	2.4619	5.7037

Tabla 3.2-11 Dimensiones físicas finales de las líneas de transmisión del circuito de la red de salida

3.2.6 Diseño final de amplificador de una etapa

Una vez diseñadas cada una de las redes de adaptación y obtenidos sus parámetros físicos óptimos, se procede a implementar el circuito final. Para ello se unen las dos redes de entrada y de salida diseñadas con el subcircuito, que contiene los parámetros S medidos del transistor polarizado. Además se añaden dos líneas de 50Ω en la entrada y salida de circuito para la conexión con los conectores, siendo irrelevante su longitud, y los cruces en forma de T que son imprescindibles para la unión de tres líneas de transmisión. Su topología se muestra en la figura 3.2-22.

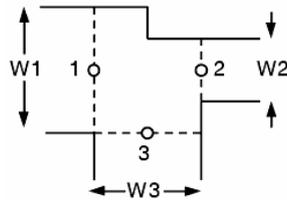


Figura 3.2-23 Topología de un cruce en forma de T

Como se puede observar un cruce es un elemento donde tiene lugar el salto de la anchura w_1 de una línea a otra de w_2 en la mitad del valor de w_3 de una tercera línea.

Teniendo en cuenta todos los elementos adyacentes se obtiene el siguiente circuito:

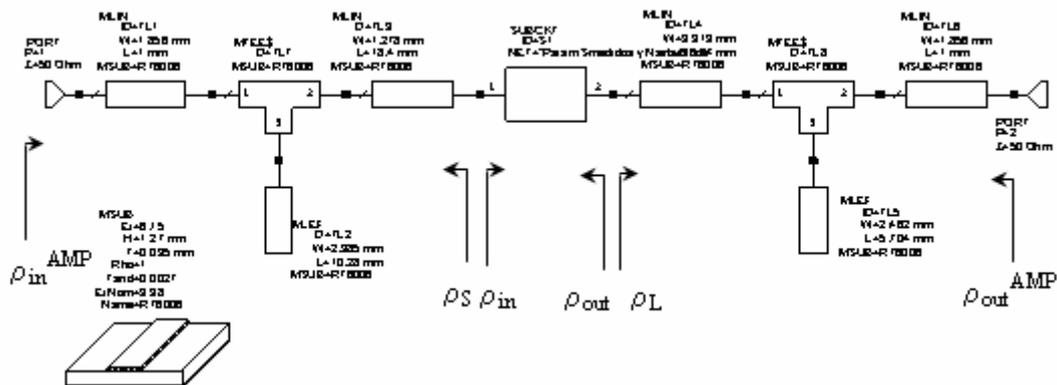


Figura 3.2-24 El subcircuito con las redes de adaptación

3.2.6.1 Comprobación práctica de la independencia del parámetro de ruido de los parámetros de la red de salida

Antes de seguir con el diseño final del amplificador se tiene que comprobar una certeza teórica que queda pendiente. Se va a demostrar que el valor del parámetro de ruido no depende del

diseño de la red de adaptación de salida. Es una suposición que se hace al considerar que el coeficiente de reflexión de carga tiene la misma expresión tanto para el diseño de máxima transferencia de potencia como para el diseño de mínimo ruido:

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

Para comprobarlo se considera el siguiente circuito: la red de adaptación de entrada, el subcircuito y el puerto de carga, que permite especificar los valores de la magnitud y el ángulo del coeficiente de reflexión de carga.

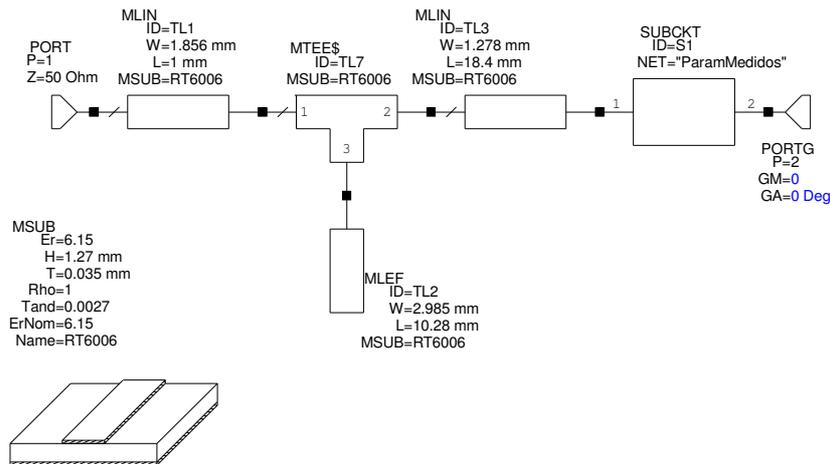


Figura 3.2-25 Circuito realizado para la comprobación

Se definen el módulo y el ángulo del coeficiente de reflexión de carga como sintonizables. Para ello en el explorador de variables o en las propiedades del elemento se marca la opción ‘tune’ de la variable y se define el rango de su variación. Después se pincha sobre el botón con el símbolo  en *Microwave Office* para que aparezca el sintonizador de variables, que tiene el siguiente aspecto:

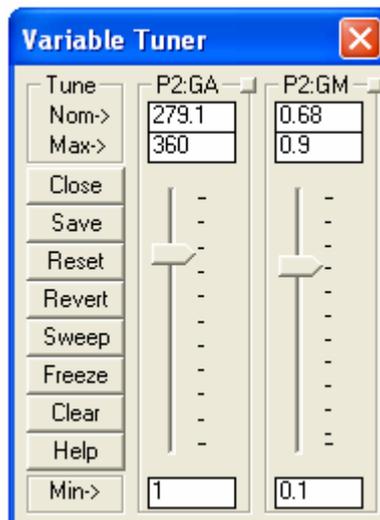


Figura 3.2-26 Sintonizador de variables

Una vez abierto el sintonizador se abre también una tabla con los parámetros S y el factor de ruido. Se sintonizan diferentes valores para el coeficiente de reflexión y se observa su efecto en

los parámetros S y el ruido. Se resumen aquí, en la tabla de abajo, algunos de los valores obtenidos:

ρ_L		$f = 1420.4 \text{ MHz}$				
MAG	ANG	$ S_{11} \text{ (dB)}$	$ S_{12} \text{ (dB)}$	$ S_{21} \text{ (dB)}$	$ S_{22} \text{ (dB)}$	NF (dB)
0.41	246.1	-3.5325	-21.811	8.4592	-4.1106	0.64805
0.6	102.1	-2.8098	-20.629	9.6411	-7.0617	0.64805
0.7	201.1	-1.7731	-22.549	7.721	-3.1538	0.64805
0.8	300.1	-5.417	-27.293	2.9767	-0.82576	0.64805
0.9	60.1	-5.7773	-27.609	2.6615	-0.76256	0.64805

Tabla 3.2-12 Parámetros S y ruido para diferentes valores de ρ_L

Como se puede observar para diferentes valores del coeficiente de reflexión de carga se obtienen diferentes valores de los parámetros S, pero el valor del factor de ruido se mantiene fijo en la magnitud de 0.64805 dB. Entonces, se puede afirmar, basándonos en los resultados obtenidos, que la figura del ruido del circuito de amplificador no depende de los parámetros de su red de adaptación de salida, tal y como queríamos demostrar.

Una vez comprobada la independencia del parámetro de ruido del valor de ρ_L se seguirá con el diseño del circuito de amplificador final.

Antes de realizar el paso de optimización se observa, según los parámetros S, que el circuito esta desadaptado, pero con un nivel de ruido bajo, tal y como lo muestran los resultados de la simulación:

$$S_{f=1420.4MHz} = \begin{pmatrix} -2.3503 & -19.727 \\ 10.543 & -32.026 \end{pmatrix} \text{ y } F_N = 0.42869$$

Para corregir esta situación se debe acudir al paso de optimización y encontrar unos parámetros que proporcionen un compromiso entre buena adaptación y mínima figura del ruido. Definimos entonces tres objetivos del proceso de optimización, tres “goals” en *Microwave Office*: $|S_{11}| = 0$, $|S_{22}| = 0$ y $NF < 0.5 \text{ dB}$. Como variables a optimizar se definen las dimensiones físicas de las cuatro líneas de las redes de adaptación.

Realizado el paso de optimización repetidas veces, se observa que los resultados de la adaptación no son lo suficientemente buenos, -7 dB aproximadamente, aunque el valor de ruido permanece bastante bajo 0.5 dB aproximadamente. Se realiza una prueba: se fija como el objetivo de optimización, conseguir únicamente una buena adaptación a la entrada y a la salida del circuito, lo que supone que los valores de las magnitudes de S_{11} y S_{22} sean lo más próximos a cero posible (en dB lo más negativos posible), sin preocuparse del valor de ruido. Los resultados de esta prueba nos muestran los valores de S_{11} y S_{22} próximos a -13 dB, lo que supone una mejora en los parámetros de adaptación con respecto al resultado anterior, pero el valor de ruido se sube hasta 5.6 dB, que es totalmente inadmisibles para nuestro diseño. Se realiza otra prueba: se busca el compromiso entre la adaptación y el mínimo ruido, sustituyendo los parámetros S del subcircuito, que son los parámetros medidos del circuito fabricado del transistor polarizado, por los parámetros S simulados del mismo circuito. El resultado es una buena adaptación a la entrada: $S_{11} \approx -32 \text{ dB}$, buena adaptación a la salida: $S_{22} \approx -39 \text{ dB}$ y el parámetro de ruido cercano a 0.53 dB. Además los parámetros físicos obtenidos son realizables, es decir, no hay líneas con anchura menor de 0.2 mm.

Como se ha demostrado en la última prueba, se puede llegar al compromiso entre una buena adaptación y el mínimo ruido si el subcircuito se caracteriza por los parámetros S y los

parámetros de ruido obtenidos vía simulación del circuito de transistor polarizado. Sin embargo, este compromiso es irrealizable cuando el subcircuito es caracterizado por los parámetros S medidos del circuito de transistor polarizado fabricado y los parámetros de ruido del circuito simulados. Los objetivos de la buena adaptación y el mínimo ruido se pueden conseguir en nuestro caso o eliminando los efectos de medida de los parámetros S o obteniendo los parámetros de ruido prácticos. Lo que en nuestro caso es difícil de realizar al no disponer del equipo necesario.

Los mejores resultados que se han obtenido vía software para el circuito del amplificador, en búsqueda del compromiso entre buena adaptación y el mínimo ruido y respetando los márgenes físicos realizables, se representan en la siguiente tabla:

F (MHz)	 S11 (dB)	 S12 (dB)	 S21 (dB)	 S22 (dB)	NF (dB)
1400	-6.8855	-18.471	11.999	-7.9126	0.53315
1401	-6.8909	-18.473	11.989	-7.8991	0.53274
1402	-6.896	-18.475	11.98	-7.8854	0.53232
1403	-6.901	-18.477	11.971	-7.8715	0.53191
1404	-6.9057	-18.48	11.961	-7.8575	0.5315
1405	-6.9102	-18.482	11.952	-7.8432	0.5311
1406	-6.9144	-18.484	11.943	-7.8287	0.53069
1407	-6.9184	-18.487	11.934	-7.8141	0.53028
1408	-6.9221	-18.489	11.925	-7.7993	0.52988
1409	-6.9256	-18.492	11.917	-7.7843	0.52948
1410	-6.9289	-18.494	11.908	-7.7691	0.52907
1411	-6.9389	-18.489	11.9	-7.7509	0.52867
1412	-6.9486	-18.483	11.893	-7.7326	0.52827
1413	-6.9582	-18.477	11.886	-7.7141	0.52787
1414	-6.9674	-18.472	11.879	-7.6954	0.52747
1415	-6.9765	-18.466	11.871	-7.6765	0.52707
1416	-6.9853	-18.461	11.864	-7.6574	0.52668
1417	-6.9939	-18.455	11.857	-7.6382	0.52628
1418	-7.0022	-18.45	11.85	-7.6188	0.52589
1419	-7.0103	-18.444	11.843	-7.5993	0.5255
1420	-7.0182	-18.439	11.836	-7.5796	0.52511
1420.4	-7.0212	-18.437	11.833	-7.5717	0.52495
1421	-7.0258	-18.434	11.829	-7.5597	0.52472
1422	-7.0332	-18.428	11.822	-7.5397	0.52433
1423	-7.0403	-18.423	11.815	-7.5196	0.52394
1424	-7.0472	-18.418	11.808	-7.4994	0.52355
1425	-7.0539	-18.413	11.802	-7.479	0.52317
1426	-7.0644	-18.398	11.787	-7.4495	0.52279
1427	-7.0748	-18.382	11.773	-7.42	0.52242
1428	-7.0849	-18.367	11.759	-7.3903	0.52204
1429	-7.0948	-18.352	11.745	-7.3605	0.52167
1430	-7.1046	-18.337	11.731	-7.3306	0.5213
1431	-7.1141	-18.322	11.716	-7.3006	0.52093
1432	-7.1234	-18.307	11.702	-7.2706	0.52056

1433	-7.1325	-18.292	11.688	-7.2405	0.5202
1434	-7.1414	-18.277	11.674	-7.2103	0.51983
1435	-7.1502	-18.263	11.66	-7.18	0.51946
1436	-7.1587	-18.248	11.645	-7.1497	0.5191
1437	-7.167	-18.234	11.631	-7.1193	0.51874
1438	-7.1751	-18.22	11.617	-7.0889	0.51838
1439	-7.183	-18.206	11.603	-7.0584	0.51802
1440	-7.1907	-18.192	11.589	-7.0279	0.51766

Tabla 3.2-12 Los mejores resultados obtenidos para el compromiso entre adaptación y mínimo ruido

Los parámetros físicos optimizados de las líneas se resumen en la siguiente tabla:

	Anchura (mm)	Longitud (mm)
Stub de entrada	0.5	13.63
Línea de transmisión de entrada	0.2004	6.664
Línea de transmisión de salida	1.932	22.1
Stub de salida	0.468	13.1

Tabla 3.2-13 Dimensiones finales de las líneas

3.2.7 Implementación física

Como ya se ha mencionado anteriormente, el diseño del amplificador de una etapa realizado en este proyecto, parte de unos parámetros S medidos de un circuito de transistor polarizado fabricado y de sus parámetros de ruido simulados. Se diseñan sus redes de adaptación de entrada y salida, empleando una configuración de línea de transmisión de $\lambda/4$ en paralelo con un stub de $\lambda/8$ y se obtienen sus dimensiones físicas óptimas, tales que permiten el compromiso entre la buena adaptación y el ruido mínimo. Como se ha demostrado en el apartado anterior, el compromiso final no es perfecto debido a la combinación de parámetros de los que parte este diseño. A pesar de esto, tras su fabricación se esperan obtener vía experimental unos parámetros S muy parecidos a los simulados, ya que el diseño realizado parte de los parámetros prácticos del transistor polarizado. Los resultados finales de la simulación a frecuencia de interés son los siguientes:

$$|S|_{f=1420.4MHz} = \begin{vmatrix} -7.0212 & -18.437 \\ 11.833 & -7.5717 \end{vmatrix} dB \text{ y } F_N = 0.52495$$

En cambio, como ya se ha explicado en el apartado de la introducción, el diseño del amplificador del proyecto previo [4], que se pretende mejorar en este, parte de los parámetros S simulados del transistor con las redes de polarización de los surtidores. Las redes de adaptación de entrada y salida también comprenden una línea de transmisión de $\lambda/4$ en paralelo con un stub de $\lambda/8$ y además incluyen las redes de polarización de la puerta y del drenador, respectivamente. Debido a que el diseño parte de los parámetros del fabricante, tanto los de scattering como los de ruido, en el proceso de optimización final se consigue un compromiso perfecto, como se puede observar de los parámetros obtenidos:

$$|S|_{f=1420.4MHz} = \begin{vmatrix} -58.963 & -17.193 \\ 13.768 & -56.81 \end{vmatrix} dB \text{ y } F_N = 0.4676 \text{ dB}$$

Aunque, después del proceso de fabricación, los resultados de las medidas eran muy diferentes a los obtenidos en la simulación:

$$|S|_{f=1420.4MHz} = \begin{vmatrix} -21.827 & -12.4 \\ 8.173 & -9.54 \end{vmatrix} dB \text{ y } F_N = 2.4 \text{ dB}$$

A continuación se describen los pasos a realizar hacia la fabricación del circuito de amplificador diseñado en este PFC. Solo los resultados de las medidas del circuito fabricado revelarán si se han alcanzado las metas esperadas.

3.2.7.1 Diseño final del amplificador de una etapa

Para elaborar el layout del circuito final se deberán tener en cuenta varios detalles. Primero, el subcircuito creado para la elaboración del diseño deberá ser sustituido por su circuito interno formado por el transistor con sus redes de polarización. Segundo, este circuito interno deberá contener todos los detalles del circuito final de transistor polarizado, incluyendo las líneas de 50 Ω de entrada y salida, los tramos de línea creados para las conexiones físicas entre los elementos, los via holes y los tramos de línea correspondientes a los conectores, ya que estos elementos también han contribuido a las medidas.

Entonces, se añadirá al circuito final del transistor polarizado (elaborado en el primer apartado de este proyecto), la red de adaptación de entrada en su correspondiente entrada y la red de adaptación de salida en su correspondiente salida. Es importante, posteriormente añadir las líneas de 50 Ω en la entrada y salida del circuito resultante para la conexión con los conectores. El circuito final del amplificador queda resumido en la siguiente figura:

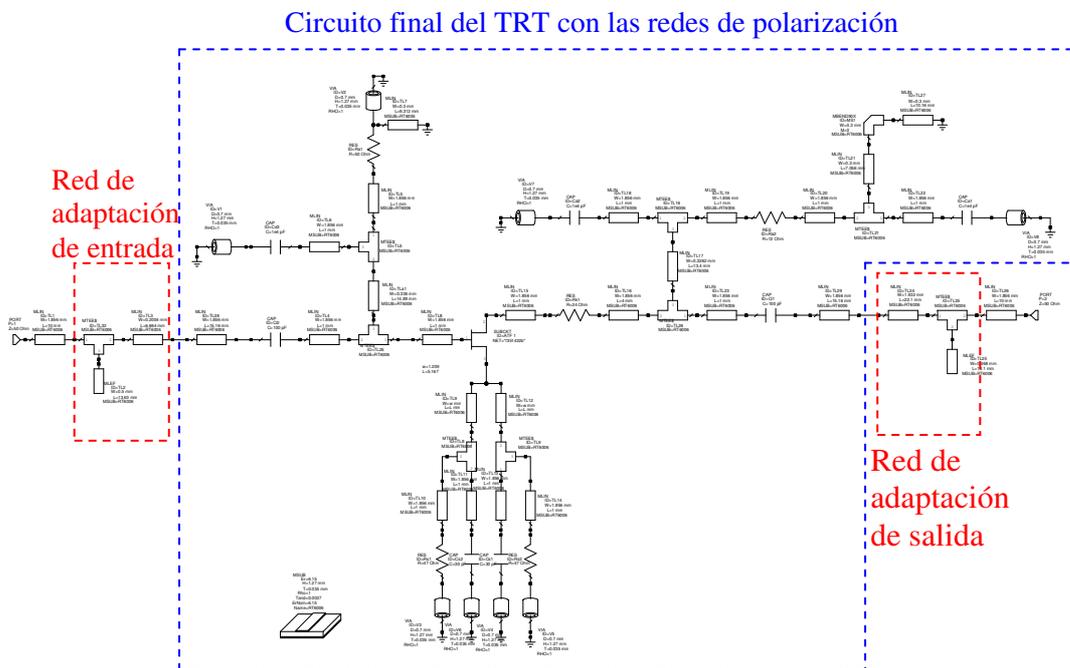


Figura 3.2-27 Circuito final del amplificador de una etapa

Una vez finalizado el diseño final del amplificador se genera la vista de su layout y se ordenan sus elementos. Además se crean unos pequeños cuadrados de cobre de 1 mm aproximadamente para las conexiones a masa de los vía holes y unos cuadrados de cobre de unos 8 mm para las conexiones de alimentación del transistor.

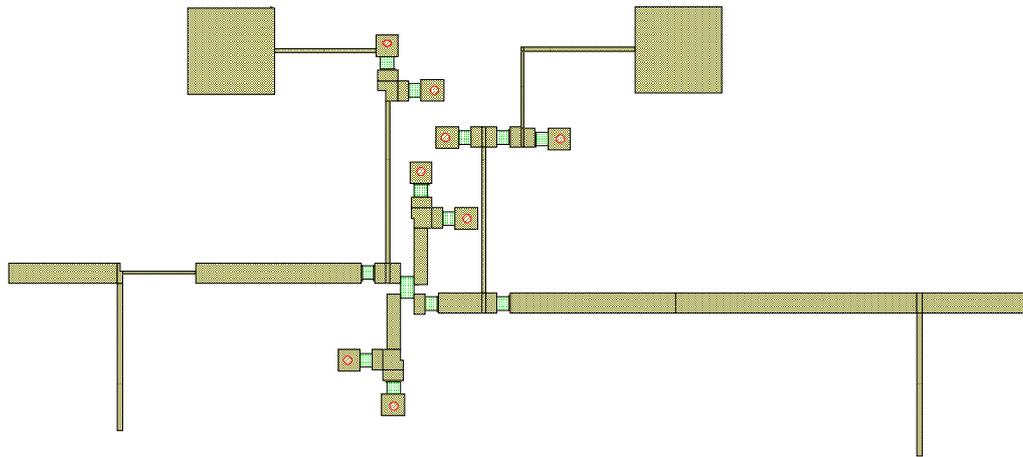


Figura 3.2-28 *Layout final del amplificador de una etapa*

3.2.7.2 Fabricación del circuito

El resultante layout se exporta como un archivo *Gerber*, siguiendo los pasos explicados en el apartado 3.1.4.1, para importarlo en el programa de edición de layouts, *Circuit Cam*. Una vez importado este archivo se ubican los vía holes y se delimita el borde del circuito, para realizar estas operaciones se seguirán los pasos explicados en dicho apartado.

Como ya se había experimentado en el primer proceso de fabricación realizado, el sustrato elegido para el diseño presenta dificultades a la hora de vaciado de cobre, teniendo que recurrir a una fresadora manual para la eliminación de restos de cobre o realizando varias pasadas con la máquina automática.

Después del vaciado de cobre se procede a soldar los elementos en sus respectivas ubicaciones y realizar las conexiones de los via holes. Para ello se emplea un trozo de cable de cobre con el que se atraviesa el orificio de los agujeros y se suelda por ambos extremos de la placa.

Por último se sueldan los conectores de tipo SMA (Anexo F) en ambos puertos del circuito, obteniendo el siguiente resultado:

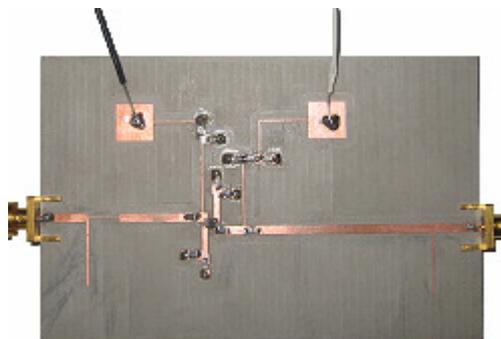


Figura 3.2-29 *Fotografía del amplificador final*

Después de soldar todos los componentes se comprueba con la ayuda de un multímetro, que cada una de las soldaduras está bien hecha, que no se halla formado ningún cortocircuito ni circuito abierto.

3.2.8 Realización de medidas

Antes de empezar a medir se recordaran los resultados obtenidos en la simulación, que serán los resultados que se esperan a obtener.

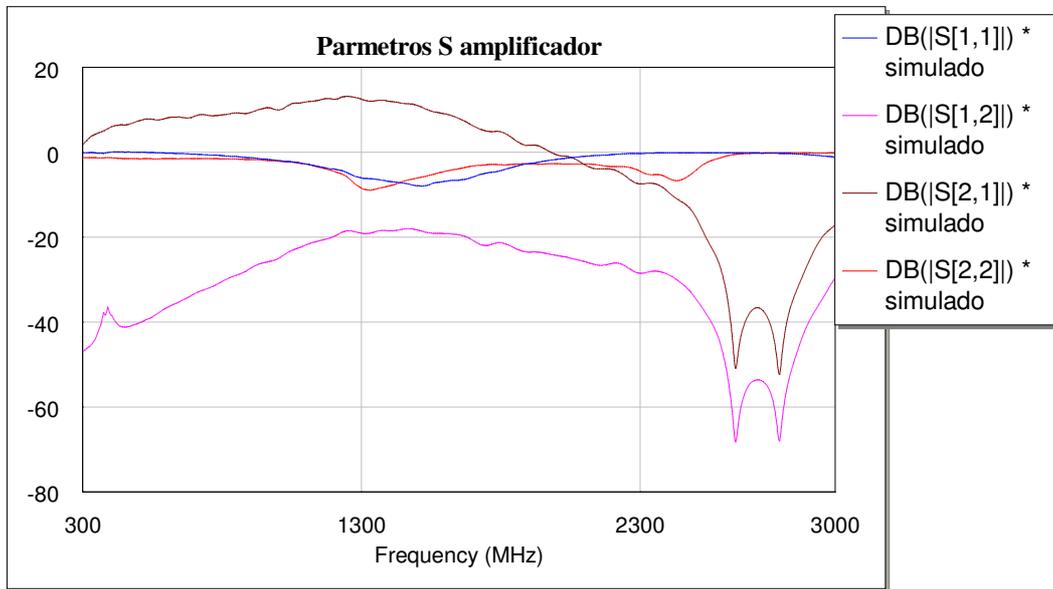


Figura 3.2-30 Parámetros S simulados

Se obtuvo la siguiente matriz de parámetros S a la frecuencia de 1420.4 MHz:

$$|S|_{f=1420.4MHz} = \begin{vmatrix} -7.0212 & -18.437 \\ 11.833 & -7.57 \end{vmatrix} dB$$

Es imprescindible una calibración previa a las medidas (Anexo C). También es necesario indicar el formato en el que se van a guardar las trazas, tal y como se explicó previamente en el apartado 3.1.5. Para empezar a medir los parámetros S, el transistor se alimenta debidamente mediante una fuente *Protek* modelo 3033B y se conecta al analizador de redes, un HP modelo 8714ES, en los respectivos puertos, tal y como lo muestra la figura 3.2-30. Después de hacer las medidas y guardarlas en memoria, los parámetros S se representan en *Matlab*.

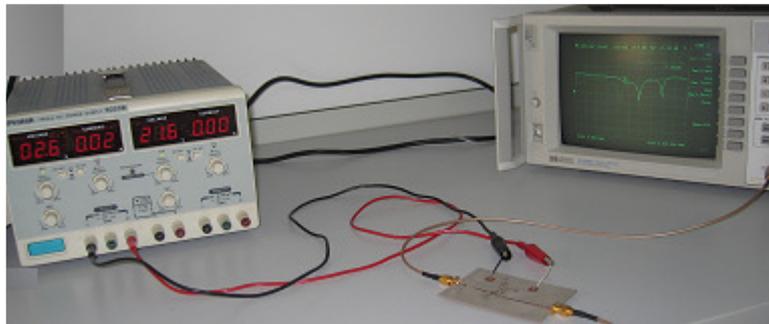


Figura 3.2-31 Medida de los parámetros S del amplificador

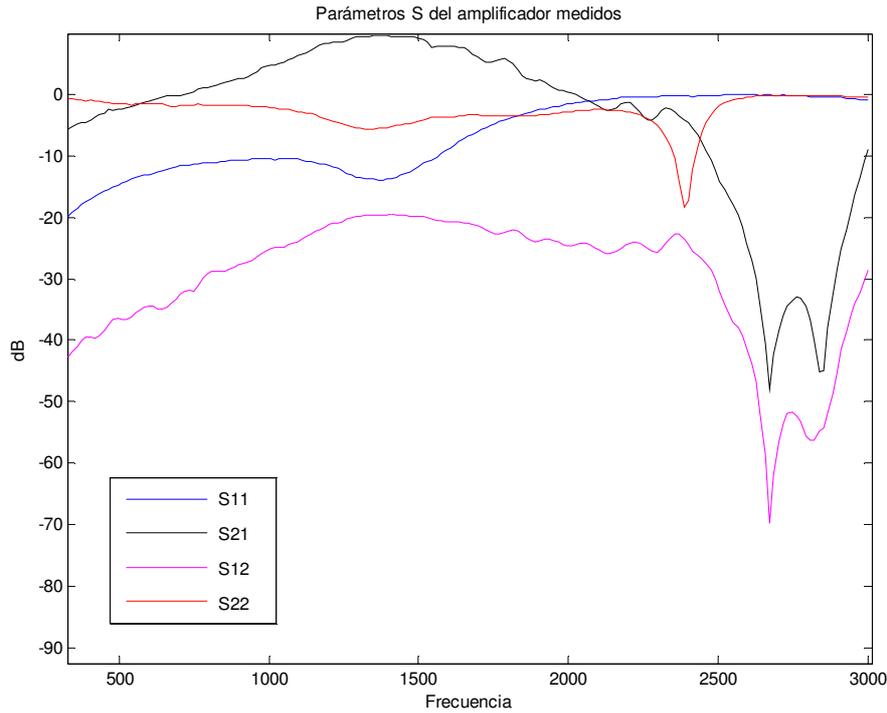


Figura 3.2-32 Parámetros S medidos

A simple vista se observa una cierta similitud entre las formas de los parámetros obtenidos vía simulación y los obtenidos vía experimental. A continuación se ofrece una comparación entre estos parámetros a frecuencia de interés:

Parámetro	Simulado	Medido	Diferencia
$ S_{11} $ (dB)	-7.0212	-13.576	6.5548
$ S_{12} $ (dB)	-18.437	-19.59	1.153
$ S_{21} $ (dB)	11.833	9.2665	2.5665
$ S_{22} $ (dB)	-7.57	-5.19	2.38

Tabla 3.2-14 Comparación entre los parámetros S simulados y medidos a $f = 1420.4$ MHz

Tal y como se esperaba, se han obtenido unos valores muy cercanos a los simulados a frecuencia de interés, debido, como ya se ha explicado antes, a que el diseño parte de unos parámetros S prácticos del circuito del transistor polarizado y no de los ofrecidos por el fabricante, como se hace en [4]. El parámetro que más discrepa de su valor simulado es S_{11} , a continuación intentaremos explicar este hecho.

Cuando se procede a diseñar la red de adaptación de entrada, basándose en el objetivo de mínimo ruido, se considera $\rho_S = \rho_{S_{opt}}$. El valor de $\rho_{S_{opt}}$ es el proporcionado por el fabricante y a falta del equipo adecuado no se puede comprobar su valor. Entonces, para realizar el diseño de la red de adaptación de entrada se parte de un parámetro cuyo valor es inseguro, con la consecuente discrepancia entre los parámetros S_{11} simulado y medido.

Se compararan a continuación uno a uno los parámetros S simulados y medidos tanto en módulo como en fase.

- Comparación entre módulos

○ S_{11}

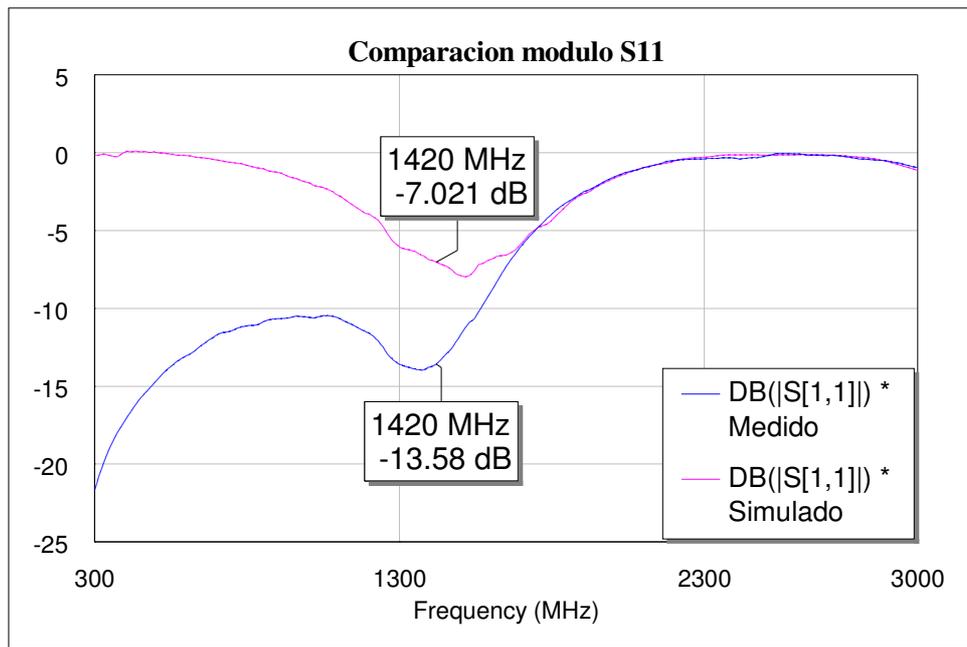


Figura 3.2-33 Comparación módulo S_{11}

○ S_{12}

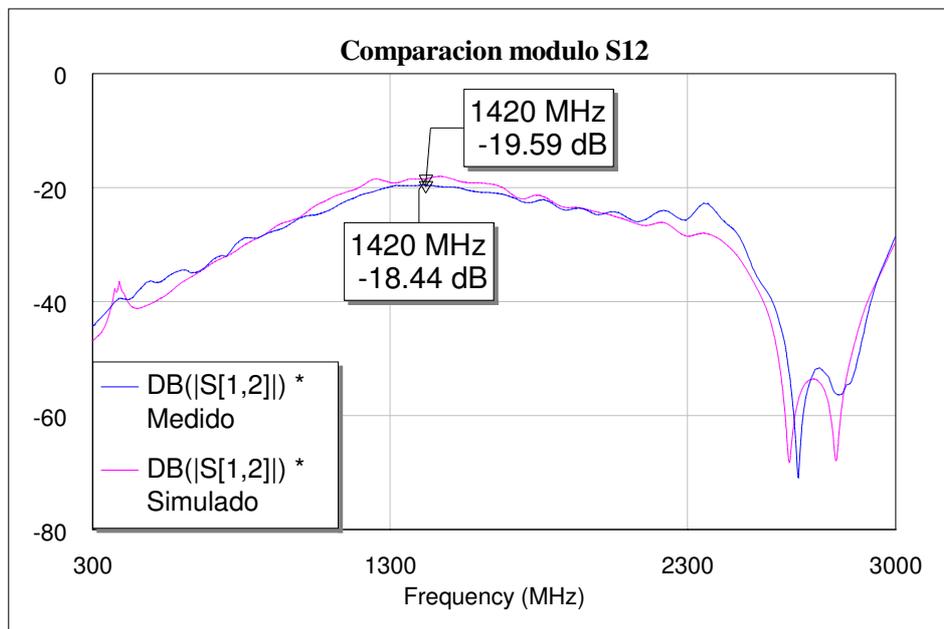


Figura 3.2-34 Comparación módulo S_{12}

○ S_{21}

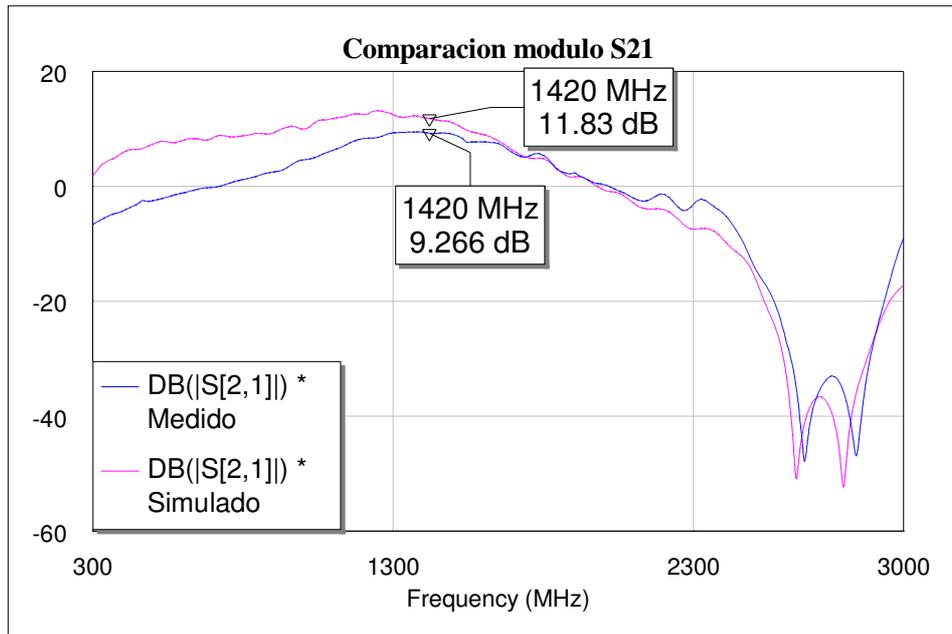


Figura 3.2-35 Comparación módulo S_{21}

○ S_{22}

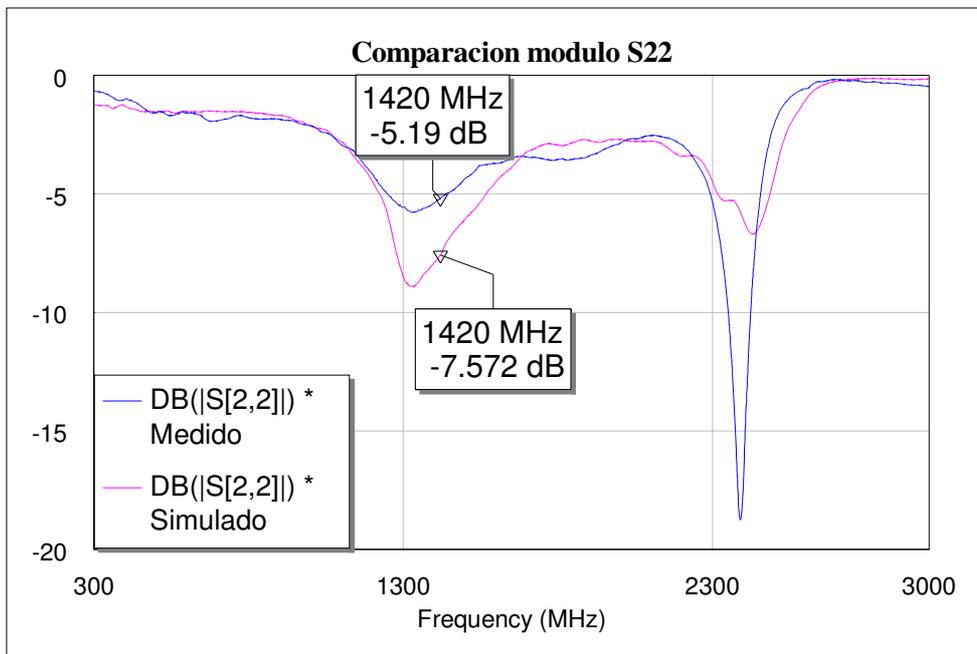


Figura 3.2-36 Comparación módulo S_{22}

Como se puede observar los parámetros presentan muchísima similitud entre las formas de sus módulos, siendo el parámetro que más discrepa el S_{11} , pero solo hasta 1600 MHz aproximadamente. Este hecho se debe, como ya se ha mencionado arriba, al diseño

problemático de la red de adaptación de entrada, que parte de un parámetro ρ_{Sopt} , cuyo valor es dudoso, ya que no se puede comprobar de forma práctica.

- Comparación entre fases
 - S_{11}

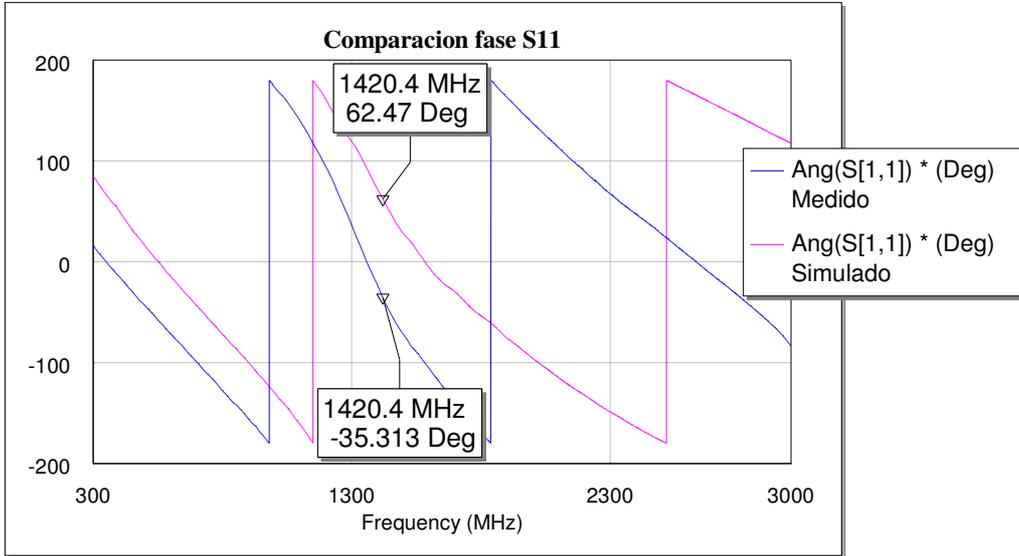


Figura 3.2-37 Comparación fase S_{11}

- S_{12}

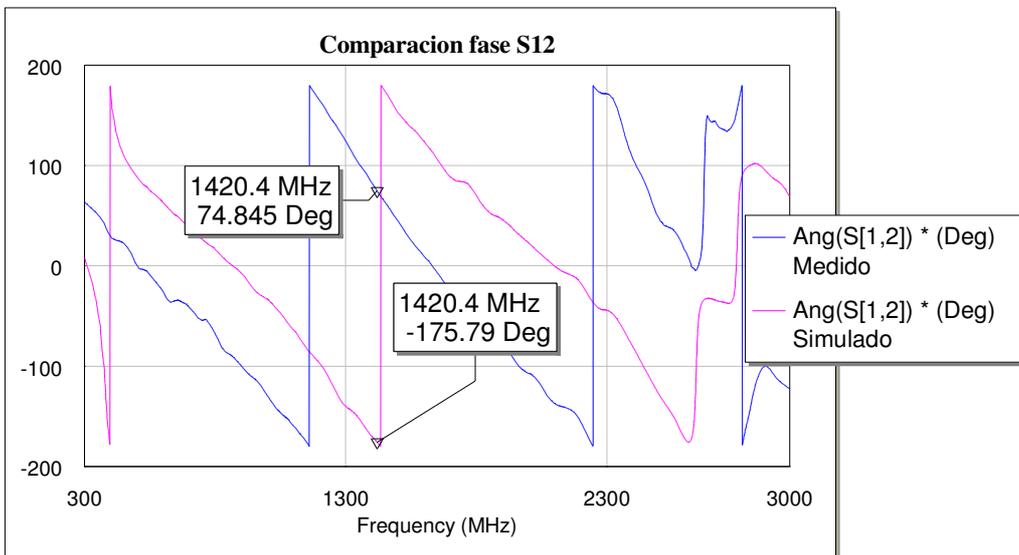


Figura 3.2-38 Comparación fase S_{12}

○ S_{21}

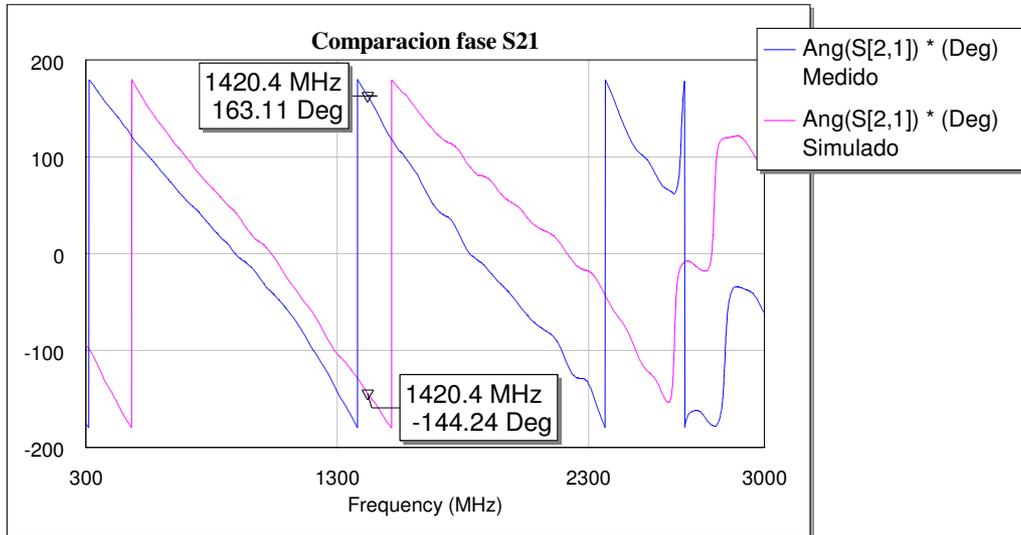


Figura 3.2-39 Comparación fase S_{21}

○ S_{22}

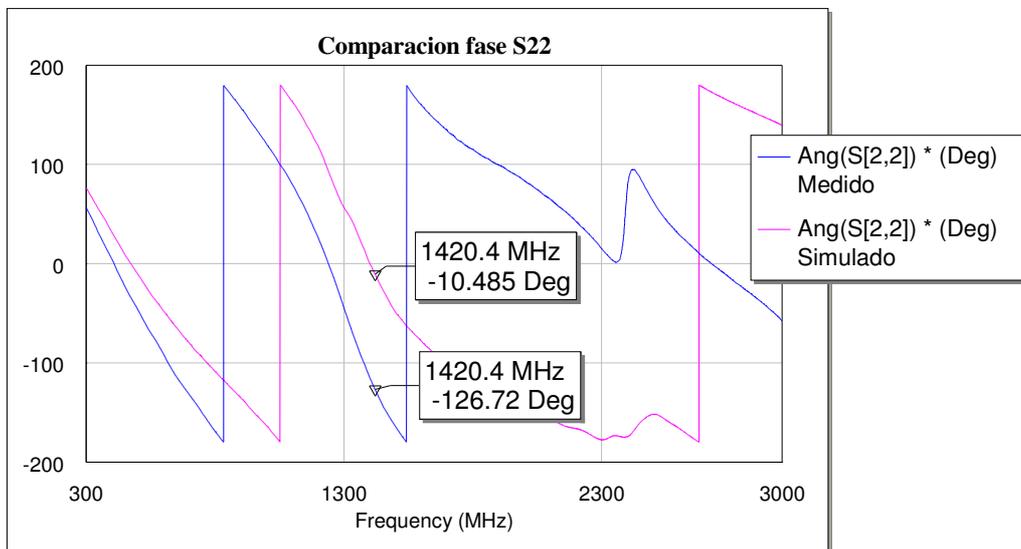


Figura 3.2-40 Comparación fase S_{22}

Como se puede observar de las figuras, las fases de los parámetros S medidos y simulados se parecen entre sí, aunque presentan un desfase, que se puede atribuir a la diferencia entre las longitudes de línea simuladas y fabricadas. Por ejemplo, que no se hallan considerado las longitudes de los conectores del diseño de amplificador final.

3.2.8.1 Medidas de la figura de ruido

Antes de proceder con la medida de la figura de ruido del amplificador fabricado, es imprescindible calibrar el equipo. El proceso de calibración del medidor de ruido empleado, un HP modelo 8970B, con la fuente de ruido, HP 346B, se describe detalladamente en el apartado 3.1.6 de este capítulo. Para realizar la medida de la figura de ruido del amplificador a su entrada se conecta la fuente de ruido y su salida se une mediante un cable con la entrada del medidor, tal y como se muestra en la figura 3.2-41.

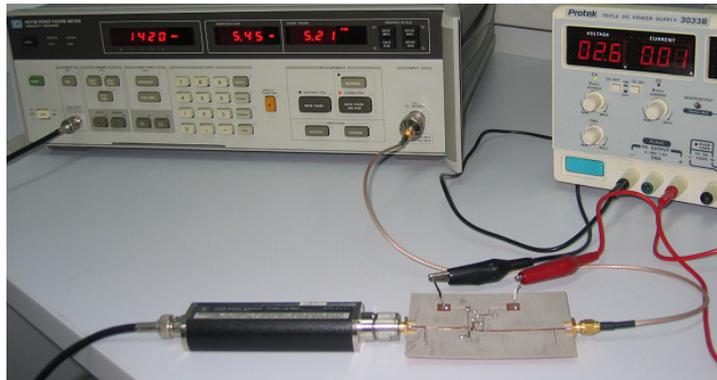


Figura 3.2-41 Fotografía de la medida de la figura de ruido del amplificador de una etapa

Como se puede observar en la fotografía de arriba el valor resultante de la medida a frecuencia de 1420.4 MHz es de 5.21 dB, que discrepa de manera significativa del parámetro esperado, 0.52 dB. Esta diferencia, como ya se intentó justificar en el ejemplo de parámetro S_{11} , se debe a que el valor del coeficiente de la fuente óptimo, elegido para el diseño de la red de adaptación de entrada, puede diferir en gran medida de su valor real. Al no disponer del equipo necesario para su comprobación, el diseño de la red se realiza basándose en un parámetro cuyo valor es incierto, haciendo que el diseño final no corresponda con el diseño de mínimo ruido.

Existe una posibilidad de encontrar el coeficiente de la fuente óptimo de manera experimental, que se propone a continuación. El diseño de la red de adaptación de entrada se tiene que realizar a parte de todo el circuito. Un diseño posible se muestra en la figura de abajo.

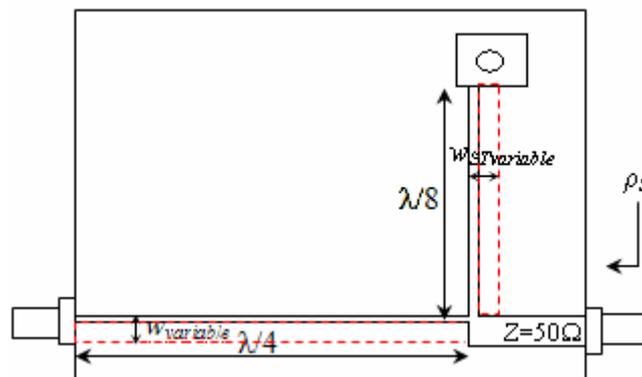


Figura 3.2-42 Un diseño posible de red de adaptación de la entrada para líneas futuras

Este circuito se fabrica con la línea de transmisión de $\lambda/4$ y el stub de $\lambda/8$ lo más finos posible, para poder modificar su anchura posteriormente con unas tiras muy finas de cinta de plata adhesiva. Variando las anchuras de las líneas se conseguirían diferentes valores de ρ_s . El diseño

final de la red de entrada sería aquel que proporcionaría $\rho_S = \rho_{Sopt}$, o sea, el correspondiente a la medida de mínimo ruido. Esta propuesta se deja para el estudio en las líneas futuras.

Realizando múltiples muestras del valor de la figura de ruido para diferentes valores de frecuencia, obtenemos la siguiente gráfica:

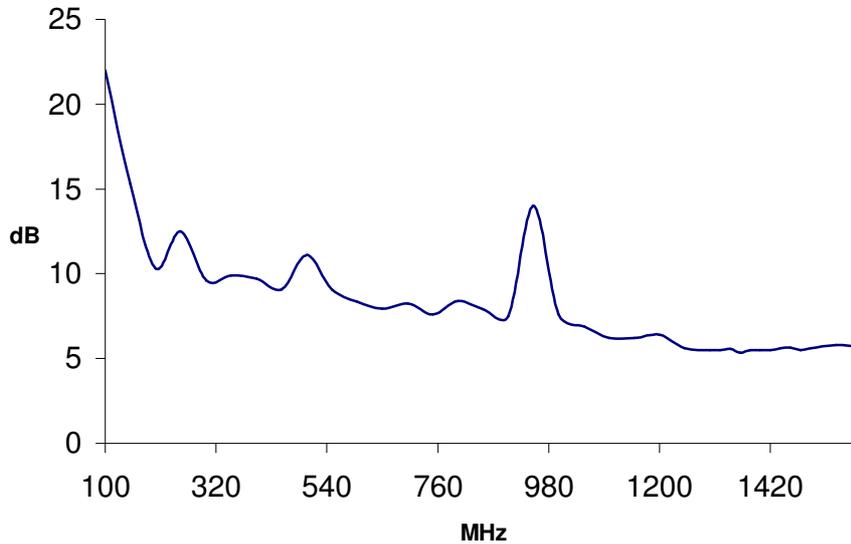


Figura 3.2-43 Curva del parámetro de ruido del amplificador de una etapa

3.2.9 Conclusiones

En esta etapa del proyecto se pretendía diseñar un amplificador de una etapa a frecuencia de 1420.4 MHz, según el criterio de mínimo ruido y a partir de:

- **los parámetros S medidos** del transistor polarizado realizado en la etapa inicial
- **los parámetros de ruido simulados** del transistor con sus redes de polarización a partir de los del transistor ofrecidos por el fabricante.

Para el diseño de las redes de adaptación se ha optado por una configuración de una línea de transmisión de $\lambda/4$ en paralelo con un stub de $\lambda/8$. La elección de las líneas de transmisión para el diseño se debe a: posibilidad de optimización de sus parámetros y pérdidas muy bajas del sustrato. El diseño se ha realizado según el criterio de bajo ruido, para el que se han elegido los siguientes coeficientes de reflexión:

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

Donde ρ_{opt} es el coeficiente de reflexión de la fuente, que proporciona la mínima figura de ruido, obtenido vía simulación a partir de los parámetros de ruido del fabricante, y los parámetros S son los medidos del transistor polarizado. Inicialmente, se obtuvieron los diseños ideales de las redes de adaptación y, posteriormente, una vez realizado el cambio de los parámetros eléctricos a los parámetros físicos, se obtuvieron sus diseños reales. Se tuvo que recurrir a la optimización de estos parámetros físicos, para conseguir una buena adaptación tanto a la entrada como a la salida de los circuitos.

El circuito del amplificador final se compone del subcircuito con los parámetros asignados, citados arriba, y las redes de adaptación diseñadas a su entrada y salida. Para encontrar el compromiso entre una buena adaptación y el mínimo ruido se acudió a la optimización de los parámetros físicos de las líneas de redes. Se observó que este compromiso era irrealizable, debido a que se pretendía ajustar los valores de los parámetros S medidos con respecto a los parámetros de ruido simulados. Una vez llegado a un acuerdo factible entre los parámetros de adaptación y el parámetro de ruido:

$$|S|_{f=1420.4MHz} = \begin{vmatrix} -7.0212 & -18.437 \\ 11.833 & -7.57 \end{vmatrix} dB \text{ y NF} = 0.52dB$$

se decidió proceder a la fabricación del amplificador.

Los resultados de las medidas de los parámetros S mostraron un alto parecido con los parámetros S simulados, lo que confirmaba el cumplimiento de uno de los objetivos de este proyecto, que es mejorar la caracterización del circuito de amplificador con respecto a los resultados obtenidos en [4]. A continuación se resumen las comparaciones entre los parámetros obtenidos y esperados a frecuencia de diseño, 1420.4 MHz:

- Amplificador de bajo ruido realizado en este PFC

Parámetro	Simulado	Medido	Diferencia
$ S_{11} $ (dB)	-7.0212	-13.576	6.5548
$ S_{12} $ (dB)	-18.437	-19.59	1.153
$ S_{21} $ (dB)	11.833	9.2665	2.5665
$ S_{22} $ (dB)	-7.57	-5.19	2.38

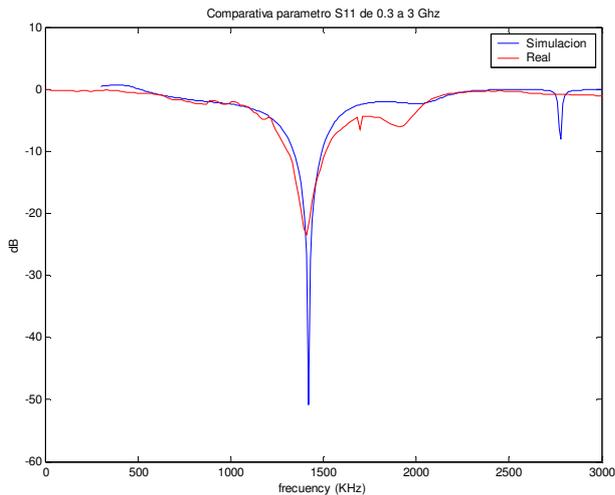
Tabla 3.2-15 Comparación entre los parámetros S obtenidos y esperados del amplificador realizado en este apartado

- Amplificador de bajo ruido realizado en [4]

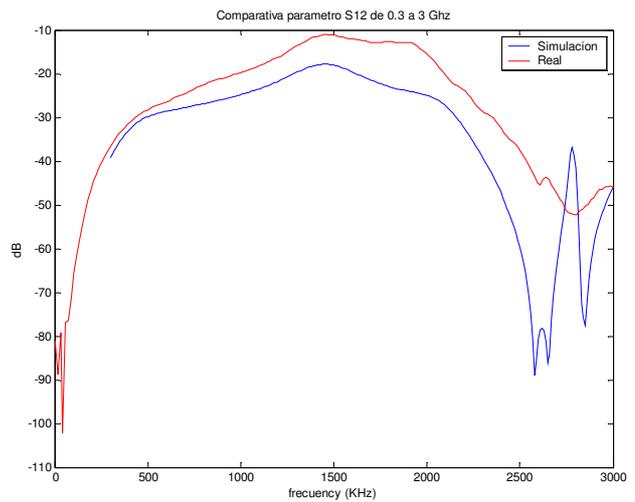
Parámetro	Simulado	Medido	Diferencia
$ S_{11} $ (dB)	-58.963	-21.827	37.136
$ S_{12} $ (dB)	-17.193	-12.4	4.793
$ S_{21} $ (dB)	13.768	8.173	5.595
$ S_{22} $ (dB)	-56.81	-9.54	47.27

Tabla 3.2-16 Comparación entre los parámetros S obtenidos y simulados del amplificador realizado en [4]

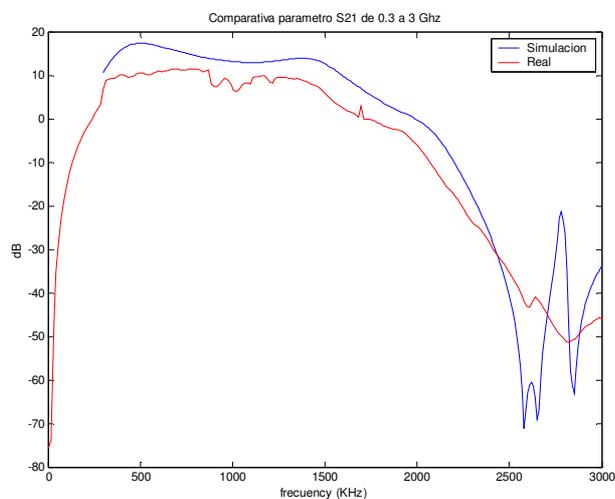
Observando también las figuras de 3.2-33 a 3.2-36, que representan la comparación entre los parámetros S simulados y medidos uno a uno en el rango de frecuencias de 300 a 3000 MHz, y comparándolas con las obtenidas en [4], que se representan a continuación:



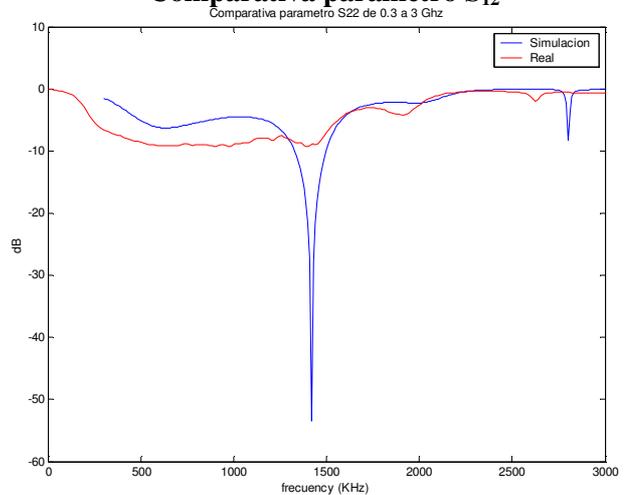
Comparativa parámetro S₁₁



Comparativa parámetro S₁₂



Comparativa parámetro S₂₁



Comparativa parámetro S₂₂

Se puede decir que se ha conseguido **una mejora notable en la caracterización** del dispositivo con respecto a su realización en [4]. Este logro se debe al proceso de diseño seguido. El hecho de haber partido de unos parámetros S medidos del circuito de transistor polarizado fabricado, nos acerca a los parámetros reales del circuito final del amplificador.

En cuanto al parámetro de ruido obtenido nuestras expectativas no se han cumplido. Su valor resultó ser muy superior al esperado: **0.52 dB → 5.2 dB**. Este hecho apunta a que el parámetro **ρ_S real no corresponde con el valor de ρ_{opt} elegido** para el diseño de mínimo ruido, que se obtuvo vía simulación a partir de los parámetros de ruido del fabricante. Por consiguiente, el diseño de **la red de adaptación de entrada no corresponde al diseño de mínimo ruido**.

Para corregir este error entre los parámetros de ruido medido y simulado hay que encontrar ρ_{Sopt} real. Existe una forma puramente experimental que se deja como una propuesta para las líneas futuras. Esta solución consiste en fabricar una red de adaptación de entrada independiente de todo el circuito con la línea de transmisión de $\lambda/4$ y el stub de $\lambda/8$ lo más finos posible (figura 3.2-42). Posteriormente su anchura se variaría con unas tiras de cinta de plata adhesiva, haciendo cambiar el valor del coeficiente de reflexión de la fuente, hasta encontrar el que proporcione el ruido mínimo.

3.3. Diseño del amplificador de una etapa con los componentes concentrados

3.3.1 Introducción

En esta etapa del proyecto se realizará un diseño del amplificador de una etapa sintonizado a 1420.4 MHz con componentes concentrados. En el primer diseño del amplificador, para la implementación de las redes de adaptación se emplearon líneas de transmisión debido a que no requieren valores normalizados, y por que el sustrato empleado tiene muy bajas pérdidas. En este segundo diseño del amplificador, se emplearán componentes concentrados junto con líneas de transmisión para diseñar las redes de adaptación. De esta manera se combinarán las ventajas y desventajas de ambas tecnologías: los componentes concentrados requieren valores normalizados, pero no introducen pérdidas, ni tienen carácter abierto, mientras que las líneas de transmisión son todo lo contrario. Al introducir el valor normalizado de los componentes los resultados de la simulación pueden variar negativamente, pero esta variación puede ser corregida realizando la optimización de los parámetros físicos de la línea.

El diseño del transistor polarizado será el mismo que el realizado en el apartado 1 de este capítulo, aunque con diferente configuración de sus redes de polarización. La resistencia de drenador no se dividirá en dos resistencias: una visible a la señal RF y DC y otra solo a la señal DC; sino que será una única resistencia visible solo a la señal DC.

Se implementarán varios diseños para la red de adaptación de entrada, cumpliendo con el criterio de mínimo ruido y se elegirá un diseño óptimo. El diseño de la red de adaptación de salida dependerá del diseño elegido para la red de entrada. Las redes de polarización de la puerta y del drenador serán incluidas en el diseño de las redes de entrada y de salida respectivamente.

Por último, se implementará el diseño final del amplificador, conectando todos los elementos diseñados: el transistor polarizado con las redes de adaptación. El diseño final será fabricado y los resultados obtenidos serán analizados.

Todos los circuitos propuestos serán diseñados en *Microwave Office*, realizando inicialmente un diseño ideal y, finalmente, un diseño real, teniendo en cuenta las características del sustrato a emplear en el proceso de fabricación. Los diseños reales serán optimizados con el objetivo de encontrar un diseño óptimo en cuanto a buena adaptación y/o ruido mínimo.

3.3.2 Diseño de redes de polarización del transistor

El diseño del transistor polarizado se realiza siguiendo el mismo proceso descrito en el apartado 3.1. Inicialmente, se utilizará un transistor de tecnología MESFET de Arseniuro de Galio, modelo ATF 35134. Se elige su punto de polarización de los parámetros ofrecidos por el fabricante en las hojas características, que corresponde al factor de ruido mínimo, $F_{\text{mín}}$, menor a frecuencia de trabajo. Este punto se da cuando el transistor está polarizado con los siguientes valores: $V_{\text{DS}} = 2 \text{ V}$, $I_{\text{DS}} = 10 \text{ mA}$, entonces proporciona una ganancia de 17.5 dB y un factor de ruido mínimo de 0.15 dB.

Inicialmente, se importan en *Microwave Office*, en formato de un archivo de datos con la extensión “.s2p”, los parámetros S y de ruido del transistor ofrecidos por el fabricante para el punto de polarización elegido. Este archivo se asigna a un subcircuito creado, que de esta manera adquiere el comportamiento del transistor elegido.

Realizando una interpolación en *Microwave Office* a la frecuencia de interés, 1420.4 MHz, obtenemos los siguientes parámetros S del transistor:

Realizando una interpolación en *Microwave Office* a la frecuencia de interés, 1420.4 MHz, obtenemos los siguientes parámetros S del transistor:

$$S_{f=1420.5MHz} = \begin{pmatrix} 0.91017 \angle -53.06^\circ & 0.06286 \angle 55.3^\circ \\ 5.7539 \angle 136.31^\circ & 0.57273 \angle -36.85^\circ \end{pmatrix}$$

Y en cuanto a los parámetros del ruido:

$$F_{n\min} = 0.16209 \quad \Gamma_{opt} = 0.77883 \angle 24.416^\circ \quad Rn/Zo=0.15$$

Antes de empezar con el diseño de las redes de polarización, se comprobaba en el apartado 3.1.2 la estabilidad del transistor, obteniendo un factor de estabilidad $K = 0.2361$. En el desarrollo teórico del capítulo 2 (apartado 2.2.2.2) se demostraba que para valores de $K < 1$ el dispositivo era “condicionalmente estable y no adaptable”, lo que significaba que para conseguir que el dispositivo sea estable se deberá renunciar a la adaptación de al menos uno de los dos puertos del dispositivo, por lo que se realizaba un estudio más exhaustivo en el proceso de diseño para evitar oscilaciones.

Por otro lado, se obtenían las siguientes circunferencias de estabilidad de la fuente y de carga del dispositivo en la carta de Smith:

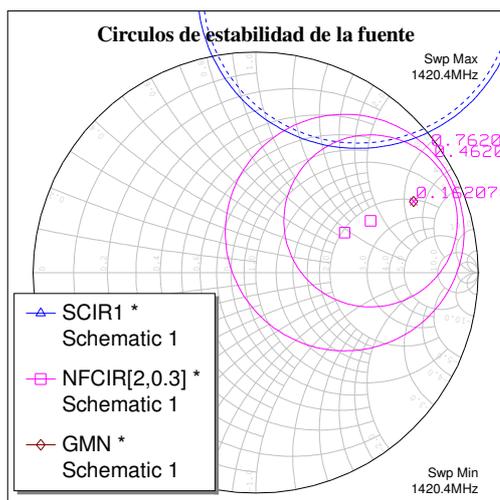


Figura 3.3-1 *Círculo de estabilidad de fuente y círculos de ruido*

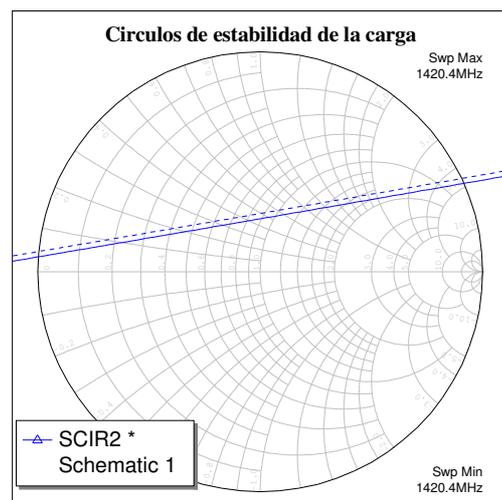


Figura 3.3-2 *Círculo de estabilidad de carga*

Como se puede observar en las figuras, se confirma que el dispositivo es condicionalmente estable, ya que en la carta de Smith hay regiones de inestabilidad claramente definidas. Pero también se puede observar, que el diseño de mínimo ruido es posible, debido a que el coeficiente de reflexión de la fuente, que proporciona la figura de mínimo ruido pertenece a la región estable.

Como ya se dijo al principio, a la hora de elegir la red de polarización para el transistor se optó por una red autopolarizada debido a su facilidad de diseño y el empleo de una única tensión de alimentación.

El esquema de la red empleada se representa de nuevo en la figura de abajo:

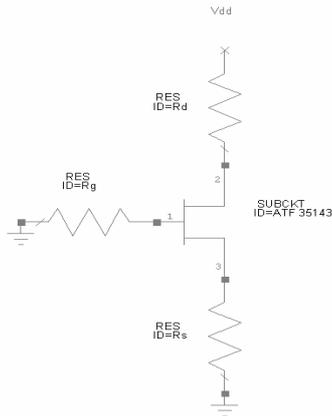


Figura 3.3-3 Red de alimentación autopolarizada

En el apartado 3.1.3 se calcularon todas las resistencias de la red: $R_S = 29.6 \Omega$, $R_G = 50 \Omega$ y $R_D = 37 \Omega$. El valor de la resistencia del drenador en este caso no se separa en una resistencia de 22Ω y otra de 15Ω , sino que estas dos resistencias se ponen en serie, formando el valor necesario de 37Ω , después de la línea de alta impedancia para que no afecten a la señal de RF. Además, realizando esta configuración se evitan disipaciones de la señal de RF en la resistencia y se incrementa la ganancia, aunque se pierde un poco de estabilidad.

Como ya se conoce, el transistor elegido para el diseño, ATF 35143, tiene dos patas para la fuente, entonces, para formar una resistencia de 24Ω se conectaban dos resistencias de 47Ω , que en paralelo formaban el valor necesario. Además, se conectaban dos líneas de transmisión a cada una de las patas de la fuente y un condensador de 30 pF en paralelo con las resistencias. Las líneas de transmisión eran de alta impedancia, proporcionando de esta manera paso a la señal de DC y obstruyéndolo a la señal de RF; además estas líneas mejoraban notablemente la estabilidad del circuito. En cuanto a los condensadores, se comportan como circuitos abiertos para la señal de DC y como cortocircuitos para las señales RF.

El transistor polarizado de este diseño incluirá las redes de polarización del surtidor, las de la fuente y del drenador serán incluidas en los diseños de las redes de adaptación, por razones que se expondrán más adelante.

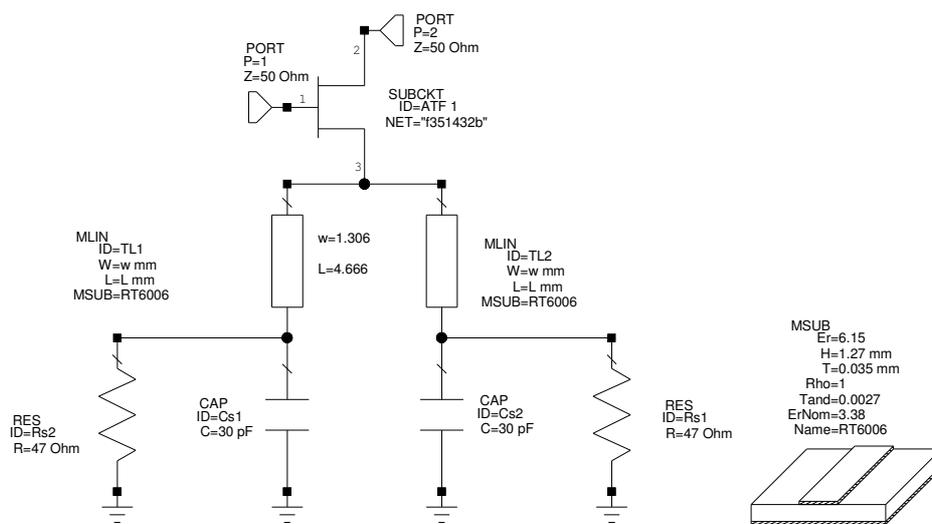


Figura 3.3-4 El transistor con las redes de polarización del surtidor

3.3.3 Elección de los coeficientes de reflexión. Comprobación de estabilidad

En este apartado se estudiará la estabilidad del circuito de transistor con las redes del surtidor y se elegirán sus coeficientes de reflexión de la fuente y de la carga, que cumplan con el criterio de mínimo ruido.

Considerando el circuito representado en la figura 3.3-4 se representarán en la carta de Smith sus círculos de estabilidad de la fuente y de la carga y se estudiarán sus regiones de estabilidad.

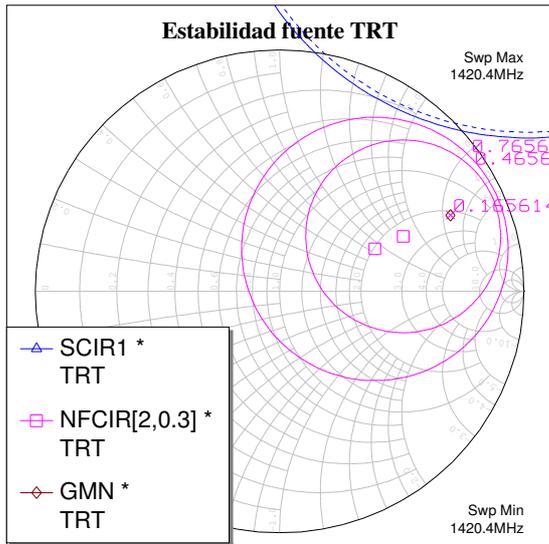


Figura 3.3-5 Círculos de estabilidad de la fuente y de ruido del TRT con las redes del surtidor

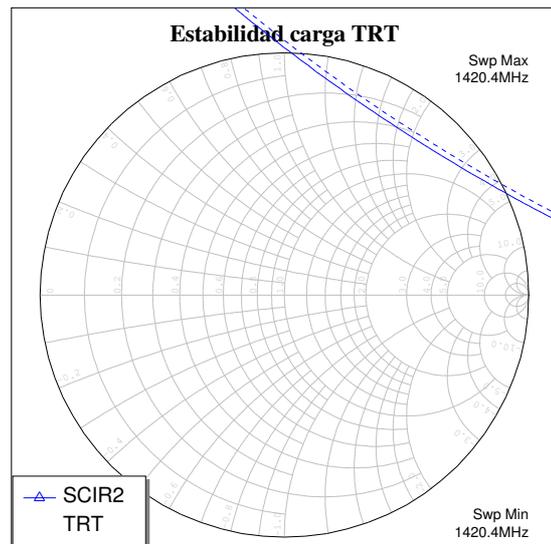


Figura 3.3-6 Círculo de estabilidad de la carga del TRT con redes del surtidor

Estudiando las zonas de estabilidad del circuito se puede determinar que no es incondicionalmente estable, ya que existen regiones de inestabilidad pertenecientes a la carta de Smith, pero el diseño de mínimo ruido es posible, debido a que el valor del coeficiente de reflexión de la fuente correspondiente al valor de mínimo ruido, se encuentra en la zona estable.

Los parámetros S y el factor de estabilidad a frecuencia de 1420.4 MHz del circuito creado se obtienen vía simulación en *Microwave Office*:

$$S_{f=1420.4MHz} = \begin{pmatrix} 0.7117 \angle -42.724 & 0.061199 \angle 78.922 \\ 4.5939 \angle 120.37 & 0.56595 \angle -17.618 \end{pmatrix}$$

$K=0.80961 < 1$, lo que indica, otra vez, que el circuito no es incondicionalmente estable.

Respecto a los parámetros de ruido:

$$NF_{min} = 0.16561 \text{ dB}, \Gamma_{opt} = 0.76726 \angle 24.252^\circ, R_r/Z_0 = 0.144842$$

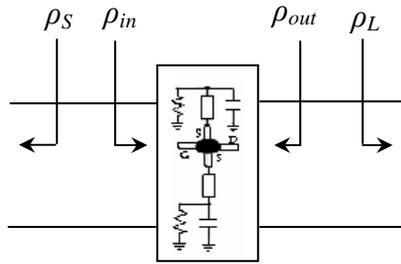


Figura 3.3-7 El transistor con redes de polarización del surtidor y sus coeficientes de reflexión

Como ya se vio en el apartado 2.3, la elección de los coeficientes de reflexión depende del objetivo que pretende cumplir el diseño. En nuestro caso el objetivo es la implementación de un amplificador de bajo ruido, por lo tanto los valores de coeficientes de reflexión deben cumplir con el criterio de bajo ruido. Este criterio impone el cumplimiento de las siguientes expresiones:

$$\rho_S = \rho_{opt}$$

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

Se obtiene el valor de ρ_{opt} vía simulación en *Microwave Office*, empleando la función *GMN*. El valor de ρ_L , se calcula a partir de los parámetros S obtenidos para la frecuencia de 1420.4MHz y el valor de ρ_{opt} simulado.

$$\rho_s = \rho_{opt} = 0.76726 \angle 24.252^\circ$$

$$\rho_L = \left(S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_{opt}}{1 - S_{11}\rho_{opt}} \right)^* = 0.3745 \angle 65.7004^\circ$$

Se sustituyen los valores de los coeficientes en el diseño y se comprueba el cumplimiento del criterio de mínimo ruido

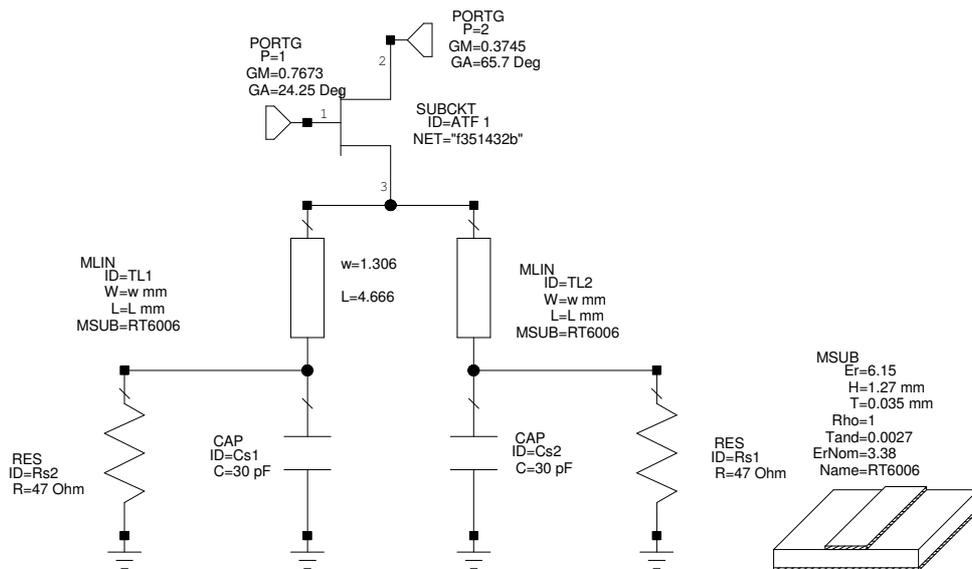


Figura 3.3-8 El transistor con redes de polarización del surtidor y coeficientes de reflexión de fuente y de carga

Como habíamos previsto el criterio de mínimo ruido se cumple a la perfección: $NF = NF_{min} = 0.16561$ dB, a la vez que empeora la adaptación en el puerto S_{11} :

$$S_{f=1420.4MHz} = \begin{pmatrix} -3.6372 & -21.656 \\ 15.853 & -77.93 \end{pmatrix} dB$$

En este caso, se debe llegar a un compromiso entre el ruido mínimo y la adaptación a la entrada, acudiendo al paso de optimización. Los objetivos a conseguir serán: $|S_{11}|$ y $|S_{22}| < -30$ dB y $NF < 0.3$ dB, los parámetros a optimizar serán las dimensiones físicas de las líneas de transmisión del surtidor.

Los valores de los coeficientes una vez finalizada la optimización son los siguientes:

$$\rho_s = \rho_{opt} = 0.7513 \angle 46.3645^\circ$$

$$\rho_L = 0.8012 \angle 24.6187^\circ$$

Con ellos se llega al siguiente compromiso:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dBB)	S21 (dBB)	S22 (dBB)	NF (dB)	NFMin (dB)
1400	-32.327	-15.759	14.034	-31.3	0.30115	0.16399
1401	-32.423	-15.751	14.028	-31.255	0.30094	0.16409
1402	-32.517	-15.743	14.022	-31.208	0.30072	0.16418
1403	-32.607	-15.735	14.017	-31.159	0.30051	0.16428
1404	-32.694	-15.728	14.011	-31.108	0.30029	0.16438
1405	-32.777	-15.72	14.005	-31.055	0.30008	0.16447
1406	-32.856	-15.712	13.999	-31.001	0.29987	0.16457
1407	-32.931	-15.704	13.994	-30.944	0.29966	0.16466
1408	-33.002	-15.696	13.988	-30.886	0.29945	0.16476
1409	-33.068	-15.688	13.982	-30.827	0.29924	0.16485
1410	-33.129	-15.68	13.976	-30.765	0.29903	0.16495
1411	-33.184	-15.672	13.971	-30.703	0.29882	0.16504
1412	-33.235	-15.665	13.965	-30.639	0.29861	0.16514
1413	-33.28	-15.657	13.959	-30.573	0.2984	0.16523
1414	-33.32	-15.649	13.954	-30.507	0.29819	0.16533
1415	-33.354	-15.641	13.948	-30.439	0.29799	0.16542
1416	-33.382	-15.633	13.942	-30.37	0.29778	0.16552
1417	-33.404	-15.625	13.937	-30.3	0.29757	0.16561
1418	-33.42	-15.617	13.931	-30.229	0.29737	0.16571
1419	-33.431	-15.609	13.926	-30.157	0.29716	0.1658
1420	-33.435	-15.601	13.92	-30.084	0.29696	0.1659
1420.4	-33.435	-15.598	13.918	-30.055	0.29687	0.16594
1421	-33.433	-15.593	13.914	-30.011	0.29675	0.166
1422	-33.425	-15.586	13.909	-29.936	0.29655	0.16609
1423	-33.412	-15.578	13.903	-29.862	0.29635	0.16619
1424	-33.392	-15.57	13.898	-29.786	0.29614	0.16628
1425	-33.367	-15.562	13.892	-29.71	0.29594	0.16638
1426	-33.336	-15.554	13.887	-29.633	0.29574	0.16647
1427	-33.299	-15.546	13.881	-29.556	0.29554	0.16657
1428	-33.257	-15.538	13.876	-29.478	0.29534	0.16666
1429	-33.21	-15.53	13.87	-29.4	0.29514	0.16676
1430	-33.159	-15.522	13.865	-29.321	0.29494	0.16685

1431	-33.102	-15.514	13.859	-29.243	0.29474	0.16695
1432	-33.041	-15.506	13.854	-29.163	0.29454	0.16704
1433	-32.975	-15.498	13.848	-29.084	0.29434	0.16714
1434	-32.906	-15.49	13.843	-29.005	0.29415	0.16723
1435	-32.832	-15.482	13.837	-28.925	0.29395	0.16733
1436	-32.755	-15.474	13.832	-28.845	0.29375	0.16743
1437	-32.675	-15.466	13.827	-28.765	0.29356	0.16752
1438	-32.591	-15.458	13.821	-28.685	0.29336	0.16762
1439	-32.504	-15.45	13.816	-28.605	0.29317	0.16771
1440	-32.415	-15.442	13.811	-28.525	0.29297	0.16781
1441	-32.323	-15.434	13.805	-28.445	0.29278	0.1679

Tabla 3.3-1 Parámetros S optimizados del transistor con sus redes de polarización del surtidor

Las dimensiones físicas finales de las líneas serán: $w = 0.5$ mm y $l = 9.956$ mm

Si, por último, nos fijamos en el coeficiente de estabilidad $K = 1.0172 > 1$, nos indica que el circuito es incondicionalmente estable, es decir, no existe ningún punto en la carta de Smith que pueda provocar las oscilaciones del circuito. Se representan los círculos de estabilidad de la fuente y de la carga para demostrar el resultado obtenido de forma gráfica:

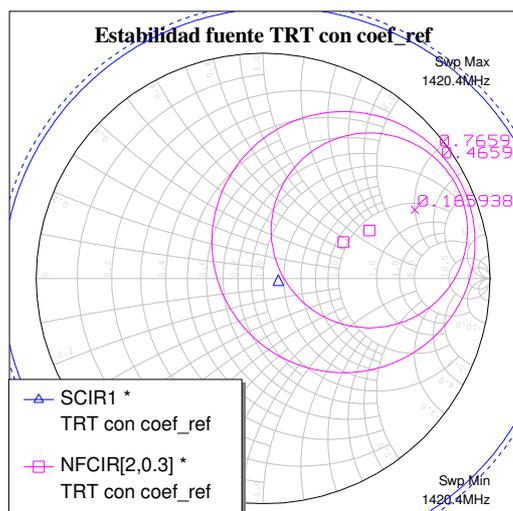


Figura 3.3-9 Círculos de estabilidad da la fuente y de ruido del TRT polarizado y con coeficientes de reflexión

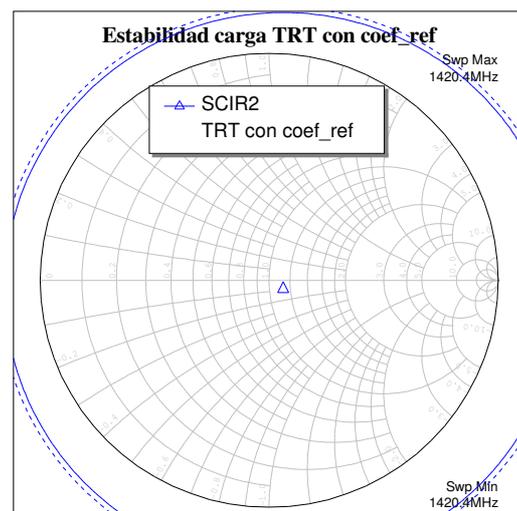


Figura 3.3-10 Círculo de estabilidad de la carga del TRT polarizado y con coeficientes de reflexión

Una vez calculados los coeficientes de reflexión de la fuente y de la carga se procede a diseñar las redes de adaptación de entrada y de salida.

3.3.4 Diferentes diseños de la red de adaptación de entrada

Se realizarán varios diseños de la red de adaptación de entrada con componentes concentrados, se analizarán los resultados obtenidos y, finalmente, se elegirá el más adecuado para el diseño del amplificador.

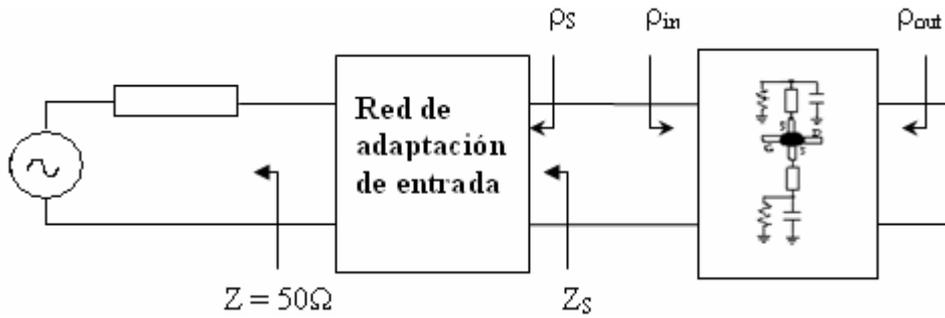


Figura 3.3-11 El esquema del transistor polarizado con una red de adaptación de entrada

Para todos los diseños que se pretende realizar el coeficiente de reflexión de la fuente será el mismo, obtenido en el apartado anterior: $\rho_s = 0.7513\angle 46.36^\circ$, a partir de su valor se determina la impedancia de la fuente normalizada con respecto a $50\ \Omega$, es la impedancia que se verá desde los terminales de la red de entrada hacia el generador:

$$\bar{Z}_s = \frac{1 + \rho_s}{1 - \rho_s} = 0.8257 + j2.0616$$

También se puede determinar la admitancia de la fuente como:

$$\bar{Y}_s = \frac{1}{\bar{Z}_s} = 0.1674 - j0.418$$

Es importante recordar que como el circuito es incondicionalmente estable, la impedancia y la admitancia calculadas pertenecerán a la región estable del circuito, evitando de esta manera las oscilaciones indeseadas.

Para conseguir adaptar la impedancia de Z_s a $50\ \Omega$ se puede emplear varios diseños. Para la elección de uno de ellos se tienen que tener en cuenta que la red ha de ser pasiva y sin pérdidas, o éstas tienen que ser muy pequeñas. Además, en el diseño se incluirá la red de polarización de la puerta con un condensador de desacoplo, cuya función es evitar que la señal DC influya en la parte RF.

3.3.4.1 Diseño 1

El primer diseño considerado para la realización de la red de adaptación estará compuesto por un condensador seguido por una línea de transmisión de $\lambda/4$.

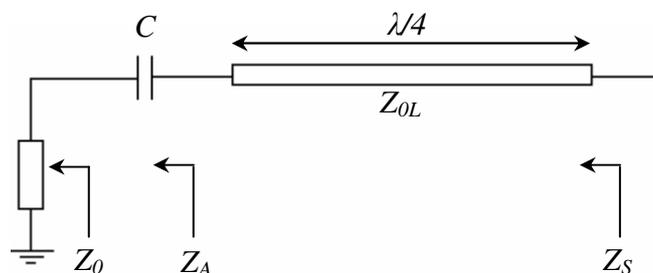


Figura 3.3-12 Diseño 1 de la red de adaptación de entrada

La línea de transmisión de $\lambda/4$ es un inversor de impedancias con una impedancia característica de Z_{0L} , que relaciona la impedancia de la fuente, Z_s , con Z_A de la siguiente manera:

$$\bar{Z}_S = \frac{\bar{Z}_{0L}^2}{\bar{Z}_A}$$

La impedancia Z_A es el resultado de las impedancias en serie de 50Ω y la del condensador:

$$\bar{Z}_A = 1 + \bar{Z}_C = 1 - j \frac{1}{X_C}$$

Si se sustituye esta expresión en la de arriba, multiplicando por su conjugado el denominador y el numerador, se obtiene:

$$\bar{Z}_S = \frac{\bar{Z}_{0L}^2 (1 + j \frac{1}{X_C})}{1 + \frac{1}{\bar{X}_C^2}}$$

Como $\bar{Z}_S = 0.8257 + j2.0616$, igualando las partes reales e imaginarias:

$$\left. \begin{array}{l} \Re: \frac{\bar{Z}_{0L}^2}{1 + \frac{1}{\bar{X}_C^2}} = 0.8257 \\ \Im: \frac{\bar{Z}_{0L}^2 \frac{1}{\bar{X}_C}}{1 + \frac{1}{\bar{X}_C^2}} = 2.0616 \end{array} \right\} \rightarrow \bar{Z}_{0L}^2 = 0.8257 \left(1 + \frac{1}{\bar{X}_C^2}\right)$$

Se sustituye la expresión encontrada para \bar{Z}_{0L}^2 en la ecuación obtenida de la igualdad de las partes imaginarias:

$$0.8257 \frac{1}{\bar{X}_C} = 2.0616 \rightarrow \bar{X}_C = 50 \omega C \rightarrow \underline{C} = \frac{0.8257}{2.0616 \cdot 50 \cdot 2\pi \cdot 1420.4 \cdot 10^6} = \underline{0.89755 \text{ pF}}$$

La solución encontrada para $\bar{X}_C = 0.4005$ se sustituye en la expresión encontrada para \bar{Z}_{0L}^2 para encontrar la impedancia característica de la línea de transmisión:

$$\underline{Z}_{0L} = 50 \sqrt{0.8257 \left(1 + \frac{1}{\bar{X}_C^2}\right)} = \underline{122.2 \Omega}$$

Una vez que se tienen los valores de los elementos de la red se puede empezar con su diseño ideal.

Diseño ideal

Se implementará un diseño ideal en *Microwave Office* a partir de los valores calculados en el desarrollo teórico, para ello se emplearán las líneas de transmisión sin pérdidas. La entrada del circuito tiene que estar adaptada a 50Ω , mientras que a la salida del circuito se tiene que “ver” un coeficiente de reflexión correspondiente al circuito del transistor con sus redes de polarización del surtidor y la red de adaptación de salida. Además este coeficiente tiene que proporcionar máxima adaptación a la salida de la red, para ello tiene que tener el valor de $\rho_s^* = 0.7513 \angle 313.6^\circ$. Inicialmente, no se incluirá la red de polarización de la puerta del transistor.

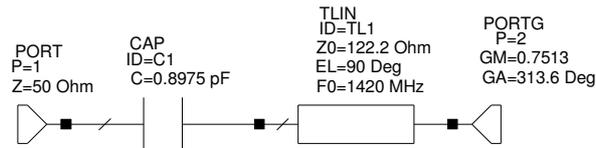


Figura 3.3-13 Red de entrada ideal incompleta diseño 1

Una vez implementado el diseño se obtienen sus parámetros S a frecuencia de 1420.4 MHz:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)
1420.4	-90.404	-1.57e-06	-1.57e-06	-90.451

Tabla 3.3-2 Parámetros S de la red de entrada ideal incompleta

Como se puede observar la red diseñada esta muy bien adaptada y no requiere la realización del paso de optimización. Entonces, se añade al diseño anterior la red de polarización de la puerta del transistor y se observan los resultados.

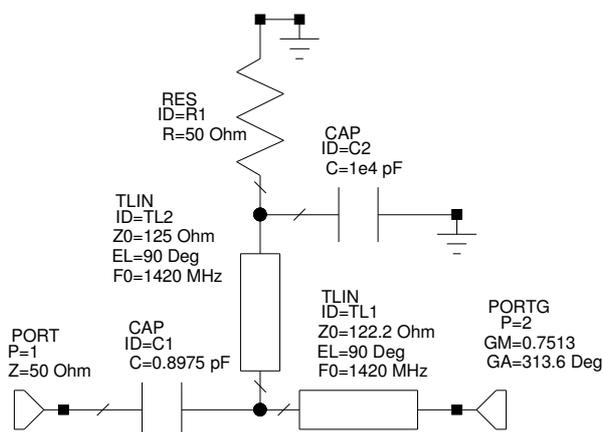


Figura 3.3-14 Red de entrada ideal diseño 1

Hay que destacar, que ya no se añade el condensador de desacoplo, ya que el propio condensador de la red de adaptación de entrada desempeña su papel, la señal de DC lo interpretará como un circuito abierto y elegirá el camino adecuado hacia el transistor. De esta manera se tiene un elemento que cumple con una doble función: adaptación y desacoplo de la señal DC.

Simulando el circuito resultante a frecuencia de interés, se obtienen los siguientes parámetros:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)
1420.4	-79.688	-1.87e-06	-1.87e-06	-79.693

Tabla 3.3-3 Parámetros S de la red de entrada ideal completa

A la vista de los resultados obtenidos ($S_{12} = S_{21} \approx 0$ dB y $S_{11} = S_{22} \rightarrow -\infty$) también se prescinde del paso de optimización y se sigue con el diseño real del circuito de la red de adaptación de entrada.

Diseño real

Para obtener el diseño real del circuito de la red de entrada, inicialmente, se realizará una transformación de los parámetros eléctricos calculados tras el paso del desarrollo teórico a parámetros físicos. Para ello se empleará la herramienta de cálculo de *Microwave Office TxLine*. En su ventana de diálogo se introducen los parámetros del sustrato a emplear y los parámetros eléctricos de la línea de transmisión, y se obtienen sus dimensiones físicas. En nuestro caso, los parámetros físicos obtenidos para la línea de transmisión que compone la red de entrada son: $w = 0.129$ mm y $l = 27.007$ mm.

Además, antes de proceder con la implementación del circuito es necesario crear un sustrato, cuyas características correspondan con el que se vaya a emplear en fabricación. Todas las líneas de transmisión que se crearán posteriormente deberán tener asignado el nombre del dicho sustrato.

Finalmente, para resolver el encuentro entre el condensador y la línea se introduce el elemento de unión MTEE y se elige un valor normalizado para el condensador más cercano al calculado (que es 1 pF), obteniendo el siguiente circuito:

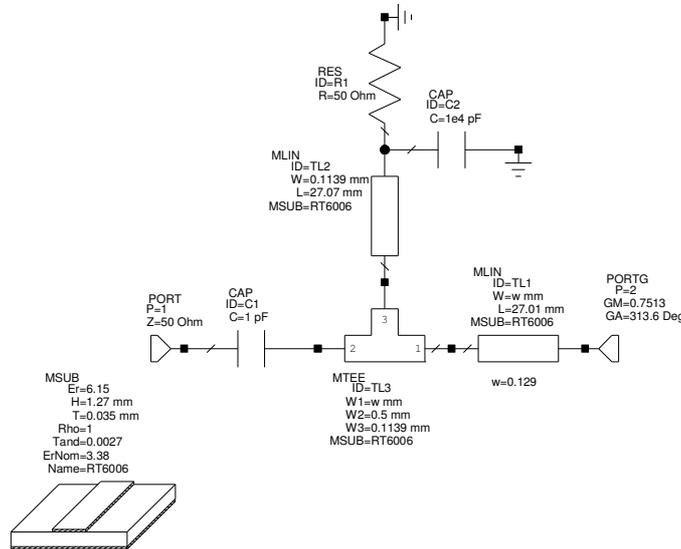


Figura 3.3-15 Red de adaptación de entrada real

Sus parámetros S obtenidos vía simulación:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)
1420.4	-21.284	-0.35088	-0.35088	-17.599	0.27473

Tabla 3.3-4 Los parámetros S y el ruido de la red real de entrada sin optimizar

Establecidos los objetivos de optimización, que consisten en mejorar la adaptación a la entrada y a la salida de la red, se llegan a los siguientes valores:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)
1400	-15.805	-0.36835	-0.36835	-15.857	0.25411
1401	-16.224	-0.35777	-0.35777	-16.268	0.25398
1402	-16.666	-0.34771	-0.34771	-16.699	0.25384
1403	-17.132	-0.33819	-0.33819	-17.153	0.25371
1404	-17.625	-0.32919	-0.32919	-17.63	0.25357
1405	-18.149	-0.32072	-0.32072	-18.133	0.25344
1406	-18.706	-0.31278	-0.31278	-18.664	0.25331
1407	-19.302	-0.30538	-0.30538	-19.227	0.25317
1408	-19.942	-0.29852	-0.29852	-19.823	0.25304
1409	-20.631	-0.29219	-0.29219	-20.456	0.25291
1410	-21.379	-0.2864	-0.2864	-21.13	0.25278
1411	-22.194	-0.28114	-0.28114	-21.845	0.25265
1412	-23.09	-0.27643	-0.27643	-22.605	0.25253
1413	-24.081	-0.27225	-0.27225	-23.409	0.2524
1414	-25.188	-0.26861	-0.26861	-24.253	0.25227
1415	-26.436	-0.26551	-0.26551	-25.123	0.25214
1416	-27.854	-0.26295	-0.26295	-25.994	0.25202
1417	-29.472	-0.26093	-0.26093	-26.821	0.25189
1418	-31.29	-0.25945	-0.25945	-27.529	0.25177
1419	-33.188	-0.2585	-0.2585	-28.023	0.25164
1420	-34.685	-0.25808	-0.25808	-28.212	0.25152
1420.4	-34.969	-0.25807	-0.25807	-28.19	0.25147
1421	-34.909	-0.2582	-0.2582	-28.055	0.2514
1422	-33.683	-0.25885	-0.25885	-27.588	0.25128
1423	-31.834	-0.26003	-0.26003	-26.9	0.25116
1424	-29.981	-0.26174	-0.26174	-26.087	0.25104
1425	-28.315	-0.26398	-0.26398	-25.225	0.25092
1426	-26.853	-0.26674	-0.26674	-24.361	0.2508
1427	-25.57	-0.27002	-0.27002	-23.524	0.25068
1428	-24.436	-0.27381	-0.27381	-22.725	0.25056
1429	-23.424	-0.27813	-0.27813	-21.969	0.25044
1430	-22.512	-0.28295	-0.28295	-21.258	0.25033
1431	-21.685	-0.28829	-0.28829	-20.59	0.25021
1432	-20.928	-0.29413	-0.29413	-19.962	0.2501
1433	-20.232	-0.30048	-0.30048	-19.371	0.24998
1434	-19.588	-0.30732	-0.30732	-18.814	0.24987
1435	-18.989	-0.31465	-0.31465	-18.288	0.24975
1436	-18.43	-0.32248	-0.32248	-17.79	0.24964
1437	-17.905	-0.3308	-0.3308	-17.319	0.24953
1438	-17.412	-0.33959	-0.33959	-16.872	0.24942
1439	-16.947	-0.34886	-0.34886	-16.447	0.24931
1440	-16.507	-0.35861	-0.35861	-16.042	0.2492

Tabla 3.3-5 Los parámetros S y el ruido de la red de entrada obtenidos tras la optimización

3.3.4.2 Diseño 2

El siguiente diseño a implementar consiste en una línea de transmisión de $\lambda/4$ con una bobina en paralelo.

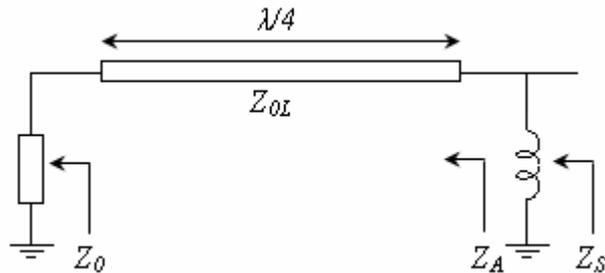


Figura 3.3-16 Red de adaptación de entrada diseño 2

En esta ocasión la impedancia de la fuente del transistor polarizado se puede determinar como el resultado de las impedancias Z_L y Z_A en paralelo, o en términos de admitancias: la admitancia de la fuente, Y_S , es el resultado de las admitancias Y_A y Y_L en serie:

$$\bar{Y}_S = \bar{Y}_A + \bar{Y}_L$$

Como la línea de transmisión de $\lambda/4$ es un inversor de impedancias, se debe cumplir $\bar{Z}_A = \frac{\bar{Z}_{0L}^2}{Z_0} = \bar{Z}_{0L}^2$, y sabiendo que $\bar{Y}_L = -j\bar{B}_L$, sustituyendo en la expresión de arriba se obtiene:

$$\bar{Y}_S = \frac{1}{\bar{Z}_{0L}^2} - j\bar{B}_L$$

Conociendo el valor de la admitancia de la fuente: $\bar{Y}_S = 0.1674 - j0.418$, se igualan las partes reales e imaginarias:

$$\Re : \frac{1}{\bar{Z}_{0L}^2} = 0.1674 \rightarrow \underline{Z_{0L}} = 50\sqrt{0.1674}^{-1} = \underline{122.2059\Omega}$$

$$\Im : \bar{B}_L = \frac{50}{wL} = 0.418 \rightarrow \underline{L} = \underline{13.4nH}$$

El valor normalizado de la bobina más cercano al encontrado es el de 15 nH. Como en el diseño anterior se implementarán a continuación los circuitos ideal y real partiendo de los valores encontrados.

Diseño ideal

A partir de los valores calculados se realiza el segundo diseño para la red de adaptación de entrada. Inicialmente, como en todos los casos, se realizará su diseño ideal para el que se empleará una línea de transmisión ideal, o sea, sin pérdidas. Además no se incluirá la red de polarización de la puerta del transistor por ahora.

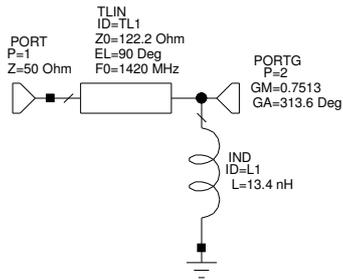


Figura 3.3-17 Red de adaptación de entrada ideal incompleta diseño 2

Los resultados de la simulación del circuito creado nos indican unos valores de adaptación a la entrada y a la salida muy buenos y, por tanto, la optimización será innecesaria.

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)
1420.4	-71.249	-3.26e-07	-3.26e-07	-71.249

Tabla 3.3-6 Parámetros S de la red de entrada ideal incompleta diseño 2

A continuación, se añadirá al circuito creado la red de polarización de la puerta y el condensador de desacoplo. En este caso prescindiremos de la línea de alta impedancia de la red de polarización, su función la va a desempeñar la bobina de la red de adaptación, ya que nos proporcionará un valor elevado de impedancia (120 Ω aprox.).

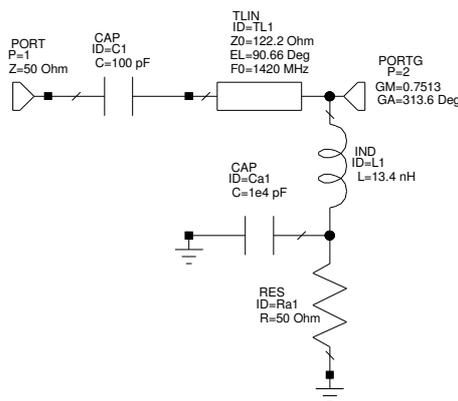


Figura 3.3-18 Red de adaptación de entrada ideal completa diseño 2

Los parámetros de adaptación que se obtienen de la simulación todavía no proporcionan buenos resultados, por lo que se pueden mejorar realizando el paso de optimización.

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)
1420.4	-38.724	-0.00058	-0.00058	-38.724

Tabla 3.3-7 Parámetros S de la red de entrada ideal diseño 2

Los parámetros resultantes tras el proceso de optimización se recogen en la siguiente tabla:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)
1420.4	-77.363	-5.2475e-07	-5.2475e-07	-77.363

Tabla 3.3-8 Parámetros S optimizados de la red de entrada ideal diseño 2

Después del proceso de optimización los parámetros de la línea de transmisión también se han modificado, obteniéndose los siguientes valores para la impedancia característica: 122.196Ω y para su longitud eléctrica: 90.659° . Estos nuevos parámetros de la línea se tendrán en cuenta a la hora del diseño real de la red.

Diseño real

Como antes, para obtener las dimensiones físicas de la línea a partir de sus parámetros eléctricos se emplea *TxLine*, resultando: la anchura de la línea igual a 0.1294 mm y la longitud 27.205 mm. Se crea el sustrato y se introduce el elemento MTEE que resuelve el encuentro entre la línea microstrip y la bobina. Teniendo en cuenta que en el diseño final el valor de la bobina debe estar normalizado se obtiene el circuito reflejado en la figura 3.3-19 y tabla 3.3-9.

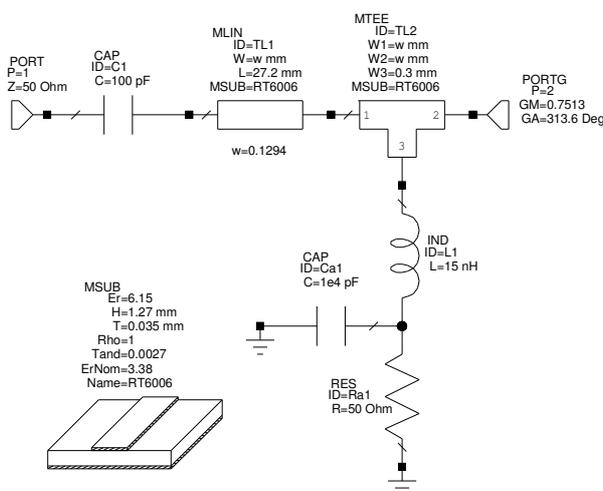


Figura 3.3-19 Red de adaptación de entrada real diseño 2

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)
1420.4	-30.146	-0.099101	-0.099101	-29.299	0.093994

Tabla 3.3-9 Los parámetros S y el ruido de la red de entrada real diseño 2

Con el objetivo de mejorar la adaptación del circuito se acude al paso de optimización, en el que se modificarán los parámetros involucrados en el diseño.

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)
1400	-27.671	-0.097568	-0.097568	-28.72	0.091733
1401	-28.068	-0.097014	-0.097014	-29.167	0.09175
1402	-28.484	-0.09649	-0.09649	-29.637	0.091766
1403	-28.919	-0.095998	-0.095998	-30.132	0.091783
1404	-29.376	-0.095537	-0.095537	-30.654	0.091799
1405	-29.857	-0.095106	-0.095106	-31.207	0.091816
1406	-30.364	-0.094707	-0.094707	-31.794	0.091832
1407	-30.9	-0.094338	-0.094338	-32.419	0.091849
1408	-31.469	-0.094	-0.094	-33.086	0.091866
1409	-32.073	-0.093693	-0.093693	-33.8	0.091882

1410	-32.718	-0.093417	-0.093417	-34.567	0.091899
1411	-33.407	-0.093171	-0.093171	-35.391	0.091915
1412	-34.147	-0.092956	-0.092956	-36.277	0.091932
1413	-34.942	-0.092771	-0.092771	-37.227	0.091949
1414	-35.799	-0.092617	-0.092617	-38.237	0.091965
1415	-36.721	-0.092494	-0.092494	-39.288	0.091982
1416	-37.709	-0.092401	-0.092401	-40.336	0.091999
1417	-38.756	-0.092338	-0.092338	-41.291	0.092016
1418	-39.836	-0.092306	-0.092306	-42.008	0.092032
1419	-40.888	-0.092304	-0.092304	-42.316	0.092049
1420	-41.794	-0.092332	-0.092332	-42.125	0.092066
1420.4	-42.078	-0.092352	-0.092352	-41.918	0.092073
1421	-42.383	-0.09239	-0.09239	-41.495	0.092083
1422	-42.494	-0.092479	-0.092479	-40.585	0.092099
1423	-42.09	-0.092597	-0.092597	-39.554	0.092116
1424	-41.295	-0.092746	-0.092746	-38.503	0.092133
1425	-40.29	-0.092925	-0.092925	-37.486	0.09215
1426	-39.217	-0.093133	-0.093133	-36.527	0.092167
1427	-38.157	-0.093371	-0.093371	-35.631	0.092184
1428	-37.148	-0.093639	-0.093639	-34.798	0.0922
1429	-36.204	-0.093937	-0.093937	-34.024	0.092217
1430	-35.327	-0.094265	-0.094265	-33.303	0.092234
1431	-34.512	-0.094622	-0.094622	-32.63	0.092251
1432	-33.756	-0.095008	-0.095008	-32.001	0.092268
1433	-33.052	-0.095424	-0.095424	-31.411	0.092285
1434	-32.395	-0.09587	-0.09587	-30.855	0.092302
1435	-31.78	-0.096345	-0.096345	-30.331	0.092319
1436	-31.203	-0.096849	-0.096849	-29.835	0.092336
1437	-30.659	-0.097382	-0.097382	-29.365	0.092353
1438	-30.146	-0.097945	-0.097945	-28.918	0.09237
1439	-29.659	-0.098537	-0.098537	-28.492	0.092387
1440	-29.198	-0.099157	-0.099157	-28.086	0.092404

Tabla 3.3-10 Los parámetros S y el ruido de la red de adaptación real diseño 2 después de optimización

En cuanto a las dimensiones de la línea finales son: $w = 0.132$ mm y $l = 26.66$ mm. Como se puede apreciar la anchura de la línea es muy pequeña, además de ser muy difícil de realizar en práctica, supone un salto de impedancia de 50Ω a 120Ω para la señal de entrada, lo que no es deseable ya que puede producir dispersión de energía. En cuanto a los parámetros de adaptación y el ruido se obtienen mejores resultados que en el diseño anterior.

3.3.4.3 Diseño 3

Este último diseño se compondrá de una línea de transmisión de $\lambda/4$ y una bobina, igualmente que el diseño anterior, pero la red de polarización se situará antes de la línea.

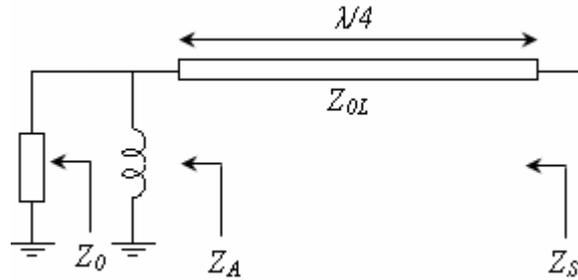


Figura 3.3-20 Red de adaptación de entrada diseño 3

En este caso la impedancia de la fuente será igual a la impedancia invertida a la entrada de la

línea: $\bar{Z}_S = \frac{\bar{Z}_{0L}^2}{\bar{Z}_A}$, mientras que $\bar{Z}_A = \bar{Z}_0 // \bar{Z}_{ind}$. Teniendo en cuenta que

$\bar{Z}_{ind} = j\bar{X}_{ind} = j\frac{wL}{50}$ y expresando las anteriores expresiones en función de las admitancias, se obtiene:

$$\bar{Z}_S = \bar{Z}_{0L}^2 \bar{Y}_A$$

y

$$\bar{Y}_A = \bar{Y}_0 + \bar{Y}_{ind} = 1 - j\bar{B}_{ind}$$

Entonces

$$\bar{Z}_S = \bar{Z}_{0L}^2 (1 - j\bar{B}_{ind})$$

Como $\bar{Z}_S = 0.8257 + j2.0616$, se igualan las partes reales e imaginarias:

$$\Re: \bar{Z}_{0L}^2 = 0.8257 \rightarrow \underline{Z_{0L}} = 50\sqrt{0.8257} = \underline{45.434}$$

$$\Im: \bar{Z}_{0L}^2 \bar{B}_{ind} = -2.0616 \rightarrow \frac{50}{wL} = -\frac{2.0616}{0.8257} \rightarrow \underline{L = -2.2436nH}$$

Como es lógico el valor de la bobina no puede ser negativo, entonces tiene que ser un condensador o la longitud de la línea ha de cambiar para modificar la fase. En el caso de introducir el condensador en paralelo, no se podrá prescindir de la línea de alta impedancia en la red de polarización de la puerta, la red se introduciría en paralelo con el condensador. Esto significa, como ya se vio en el primer diseño en comparación con el segundo, un aumento de pérdidas, debido a la presencia de la línea de alta impedancia, además de complicar y agrandar el circuito. Entonces, en este caso se elige la segunda opción, que supone la modificación de la longitud eléctrica de la línea de transmisión de $\lambda/4$.

Diseño ideal

A partir de los valores calculados para la red de adaptación se implementa su circuito, incluyendo el condensador de desacoplo y la red de polarización de la puerta, en la que la línea de alta impedancia se sustituye por la bobina de la red de adaptación.

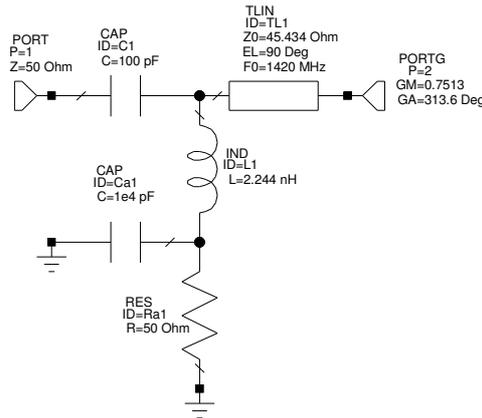


Figura 3.3-21 Red de adaptación de entrada ideal diseño 3

Simulando el circuito obtenido, se observa el resultado esperado: desadaptación en ambos puertos.

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)
1420.4	-0.65	-8.56	-8.56	-0.65

Tabla 3.3-11 Los parámetros S de la red de adaptación de entrada ideal diseño 3

Para corregir la situación se optimizan los valores involucrados en el diseño, obteniendo los siguientes resultados:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)
1420.4	-96.143	-1.5805e-06	-1.5805e-06	-96.262

Tabla 3.3-12 Los parámetros S optimizados de la red de adaptación de entrada ideal diseño 3

Como se puede observar, gracias a la modificación de la longitud eléctrica de la línea, cuyo valor final es de 47.49° , los resultados de adaptación han mejorado significativamente. La impedancia de la línea también cambia pero no excesivamente, su valor final es de 45.81Ω .

Diseño real

Al igual que en los diseños anteriores ahora, después del diseño teórico se realiza la implementación del circuito mediante la tecnología microstrip. Los parámetros de la línea se calculan empleando la herramienta de *TxLine*, resultando la anchura de la línea 2.1712 mm y su longitud 13.076 mm. Sin olvidar de sustituir el valor normalizado de la bobina que es 2.2 nH, se obtiene el siguiente diseño:

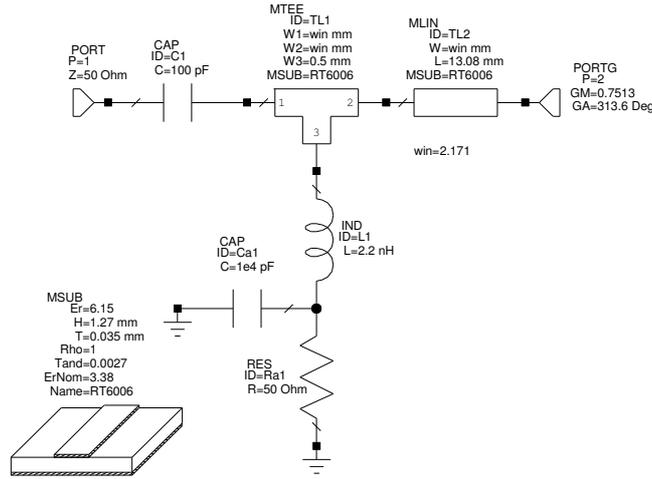


Figura 3.3-22 Red de adaptación de entrada real diseño 3

Los resultados de la simulación a frecuencia de diseño:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)
1420.4	-23.041	-0.085	-0.085	-24.833	0.0707

Tabla 3.3-13 Los parámetros S y el ruido de la red de adaptación de entrada real diseño 3

Estos resultados se pueden mejorar aplicando el paso de optimización:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)
1400	-23.692	-0.084042	-0.084042	-23.992	0.066688
1401	-24.119	-0.082332	-0.082332	-24.434	0.066659
1402	-24.567	-0.08071	-0.08071	-24.899	0.066663
1403	-25.038	-0.079177	-0.079177	-25.389	0.066602
1404	-25.536	-0.077731	-0.077731	-25.908	0.066573
1405	-26.063	-0.076373	-0.076373	-26.458	0.066545
1406	-26.623	-0.075103	-0.075103	-27.044	0.066517
1407	-27.22	-0.07392	-0.07392	-27.671	0.066488
1408	-27.858	-0.072823	-0.072823	-28.344	0.06646
1409	-28.546	-0.071814	-0.071814	-29.071	0.066432
1410	-29.289	-0.070891	-0.070891	-29.861	0.066404
1411	-30.097	-0.070054	-0.070054	-30.724	0.066376
1412	-30.982	-0.069303	-0.069303	-31.674	0.066349
1413	-31.958	-0.068638	-0.068638	-32.729	0.066321
1414	-33.044	-0.068058	-0.068058	-33.91	0.066293
1415	-34.262	-0.067564	-0.067564	-35.245	0.066266
1416	-35.64	-0.067154	-0.067154	-36.76	0.066238
1417	-37.201	-0.066829	-0.066829	-38.468	0.066211
1418	-38.946	-0.066588	-0.066588	-40.311	0.066183
1419	-40.769	-0.06643	-0.06643	-41.993	0.066156
1420	-42.267	-0.066357	-0.066357	-42.795	0.066129
1420.4	-42.601	-0.066351	-0.066351	-42.704	0.066118

1421	-42.668	-0.066367	-0.066367	-42.142	0.066102
1422	-41.676	-0.06646	-0.06646	-40.522	0.066075
1423	-39.961	-0.066635	-0.066635	-38.687	0.066048
1424	-38.159	-0.066893	-0.066893	-36.97	0.066021
1425	-36.505	-0.067233	-0.067233	-35.446	0.065994
1426	-35.042	-0.067655	-0.067655	-34.105	0.065967
1427	-33.751	-0.068158	-0.068158	-32.92	0.06594
1428	-32.608	-0.068743	-0.068743	-31.863	0.065914
1429	-31.585	-0.069408	-0.069408	-30.914	0.065887
1430	-30.664	-0.070153	-0.070153	-30.053	0.065861
1431	-29.827	-0.070979	-0.070979	-29.267	0.065835
1432	-29.061	-0.071884	-0.071884	-28.545	0.065808
1433	-28.355	-0.072869	-0.072869	-27.877	0.065782
1434	-27.702	-0.073933	-0.073933	-27.256	0.065756
1435	-27.094	-0.075075	-0.075075	-26.677	0.06573
1436	-26.525	-0.076296	-0.076296	-26.133	0.065704
1437	-25.992	-0.077595	-0.077595	-25.622	0.065678
1438	-25.489	-0.078971	-0.078971	-25.14	0.065652
1439	-25.014	-0.080425	-0.080425	-24.683	0.065626
1440	-24.565	-0.081956	-0.081956	-24.249	0.065601

Tabla 3.3-14 Los parámetros S y el ruido después del paso de optimización

Los parámetros físicos optimizados de la línea de transmisión involucrada en el diseño son: $w = 2.42$ mm y $l = 13.06$ mm. Estos valores corresponden a una impedancia de 43Ω , que a su vez nos asegura que no habrá dispersión de energía, ya que el salto entre impedancias es muy pequeño. Además, observando los resultados obtenidos, se puede afirmar que este diseño, comparado con los dos anteriores, es el que nos ofrece mejores características tanto en adaptación como en ruido. De esta manera, el último diseño se convierte en un firme candidato de ser empleado en el circuito del amplificador global.

3.3.4.4 Conclusiones

En estos apartados se han realizado varios diseños de la red de adaptación de entrada con el objetivo de encontrar el óptimo. A la vista de las altas pérdidas y factor de ruido obtenidos tras la fabricación del amplificador con líneas de transmisión, se opta por combinar tecnología microstrip con elementos concentrados. Los tres diseños realizados consisten en una línea de transmisión de $\lambda/4$ con un componente concentrado. Cabe decir que estos diseños no son los únicos, pero sí los más empleados y los que proporcionan buenos resultados.

A la hora de elegir un diseño se han valorado los siguientes criterios:

- La anchura final de la línea de transmisión ha de ser realizable en práctica, su valor no puede ser menor de 0.2 mm
- No debe haber un salto grande entre la impedancia de la línea de entrada de 50Ω y la impedancia de la línea de la red de adaptación, sino se produciría dispersión de energía.
- Los parámetros de adaptación y del ruido tienen que cumplir con las exigencias del diseño.

Evaluando los resultados obtenidos de los diseños según estos criterios, se ha optado para la realización del circuito final por el último diseño implementado.

3.3.5 Diseño de la red de adaptación de salida

Una vez elegido el diseño para la red de adaptación de entrada se sigue con el de la red de adaptación de salida.

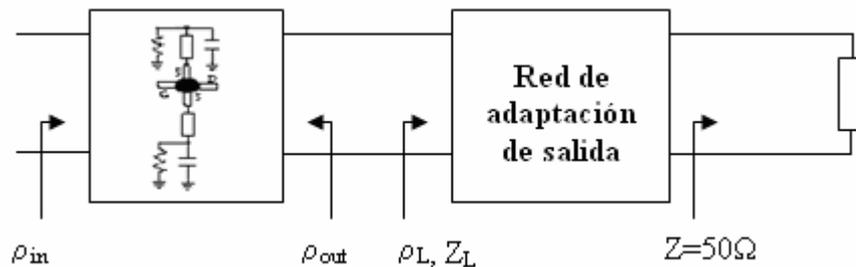


Figura 3.3-23 El esquema del transistor polarizado con una red de adaptación de salida

En este caso el objetivo es adaptar la impedancia de la carga, Z_L con respecto a la impedancia de 50Ω . Como ya se demostró en su momento, el diseño de la red de salida no influye en la medida de la figura de ruido, por lo tanto, el valor elegido para el coeficiente de carga en el apartado 3.4.3 proporciona la transferencia de máxima potencia, $\rho_L = \rho_{out}^* = 0.8012 \angle 24.62^\circ$. A partir de su valor se puede encontrar la impedancia Z_L mediante la expresión:

$$\bar{Z}_L = \frac{1 + \rho_L}{1 - \rho_L} = 1.9335 + j3.6046$$

También se puede determinar el valor de su admitancia:

$$\bar{Y}_s = \frac{1}{Z_s} = 0.1156 - j0.2154$$

Se recuerda que el circuito a adaptar es incondicionalmente estable, por lo que la impedancia calculada pertenecerá a la región estable, evitando que el circuito total tenga oscilaciones espúreas.

Aprovechando la experiencia en el diseño de la red de adaptación de entrada, se implementará un circuito para la red de salida similar al último diseño elegido para la red de entrada, que consistirá en una línea de transmisión en paralelo con una bobina. Además al diseño se incluirán la red de polarización del drenador y el condensador de desacoplo.

Entonces, siguiendo el mismo proceso de diseño que en el apartado anterior, se considerará el siguiente circuito y se calcularán sus parámetros:

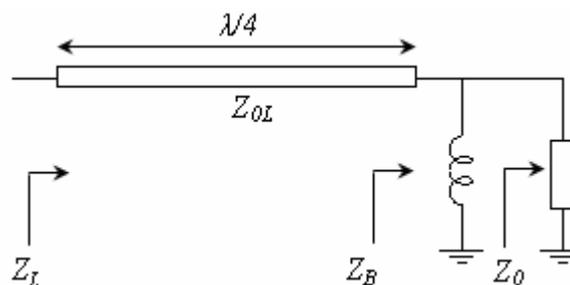


Figura 3.3-24 Red de adaptación de salida

La impedancia de carga del transistor polarizado, según el circuito de arriba se puede determinar como: $\bar{Z}_L = \frac{\bar{Z}_{0L}^2}{\bar{Z}_B}$, donde $\bar{Z}_B = \bar{Z}_0 // \bar{Z}_{ind}$ y $\bar{Z}_{ind} = j\bar{X}_{ind} = j\frac{\omega L}{50}$. En función de las admitancias:

$$\bar{Z}_L = \bar{Z}_{0L}^2 \bar{Y}_B$$

$$\bar{Y}_B = \bar{Y}_0 + \bar{Y}_{ind} = 1 - j\bar{B}_{ind}$$

Entonces:

$$\bar{Z}_L = \bar{Z}_{0L}^2 (1 - j\bar{B}_{ind})$$

Como $\bar{Z}_L = 1.9335 + j3.6046$, se igualan las partes reales e imaginarias de ambas expresiones:

$$\Re: \bar{Z}_{0L}^2 = 1.9335 \rightarrow \bar{Z}_{0L} = 50\sqrt{1.9335} = 48.3375$$

$$\Im: \bar{Z}_{0L}^2 \bar{B}_{ind} = -3.6046 \rightarrow \frac{50}{\omega L} = -\frac{3.6046}{1.9335} \rightarrow L = -3.0052nH$$

Como en el diseño de la red de entrada, se obtiene el valor negativo de la bobina, que será compensado durante el paso de optimización por la longitud eléctrica de la línea.

Diseño ideal

Una vez obtenidos en el desarrollo teórico los parámetros necesarios para el circuito se implementa su diseño ideal, teniendo en cuenta los coeficientes de reflexión que “verá” el circuito a su entrada y a su salida. Además en el diseño se incluirán el condensador de desacoplo y la red de polarización del drenador.

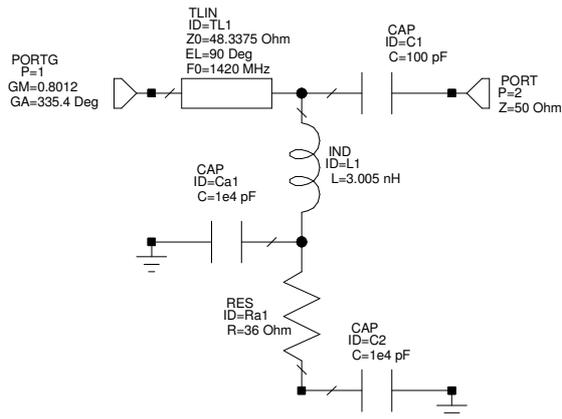


Figura 3.3-25 Red de adaptación de salida ideal

Los resultados de simulación sin el paso de optimización como se ha de esperar no son los deseados:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)
1420.4	-0.95505	-7.0464	-7.0464	-0.95505

Tabla 3.3-15 Los parámetros S de la red de adaptación de salida

Después del paso de optimización:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)
1420.4	-84.965	-1.2853e-06	-1.2853e-06	-85.01

Tabla 3.3-16 Los parámetros S optimizados de la red de adaptación de salida

Los parámetros finales de la línea son: $Z_{OL} = 70.2248 \Omega$ y $EL = 55.764^\circ$.

Diseño real

A partir de los parámetros de línea obtenidos en la optimización se determinan sus dimensiones físicas: $w = 0.91046 \text{ mm}$ y $l = 15.946 \text{ mm}$ y se implementa el diseño real de la red, teniendo en cuenta varios detalles: se sustituye el valor de la bobina por el valor normalizado más cercano, 3.3 nH y se descompone la resistencia del drenador en dos resistencias en serie de 15Ω y 22Ω para obtener su valor necesario de 37Ω .

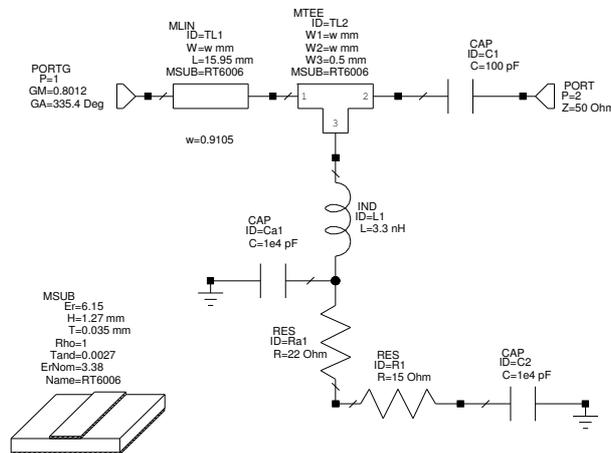


Figura 3.3-26 Red de adaptación de salida real

Los parámetros del circuito sin optimizar:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)
1420.4	-31.503	-0.0805	-0.0805	-30.472	0.0766

Tabla 3.3-17 Los parámetros S y el ruido de la red de adaptación de salida

Después del paso de optimización:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)
1420.4	-41.442	-0.0764	-0.0764	-41.631	0.0761

Tabla 3.3-18 Los parámetros S y el ruido optimizados de la red de adaptación de salida

Como se puede observar después de la optimización se logra una buena adaptación y se introducen pocas pérdidas. Las dimensiones físicas finales de línea son: $w = 0.925 \text{ mm}$ y $l = 15.8 \text{ mm}$.

3.3.6 Diseño final del amplificador de una etapa

Una vez logrados los diseños de la red de adaptación de entrada y de salida se conectan con el circuito del transistor con las redes del surtidor.

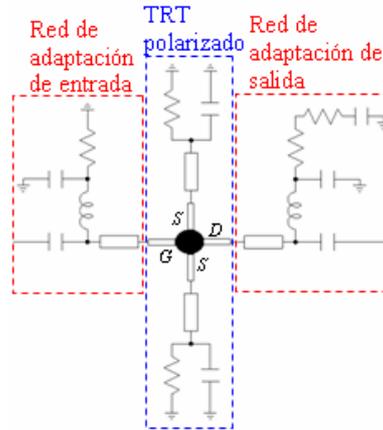


Figura 3.3-27 Esquema del amplificador final

En el diseño final del amplificador se añaden los elementos de MTEE, que resuelven los encuentros entre los componentes, segmentos cortos de línea de 50 Ω para realizar las soldaduras de los componentes y los vía holes para las conexiones a tierra. La introducción de estos elementos al diseño final hace que este sea más real.

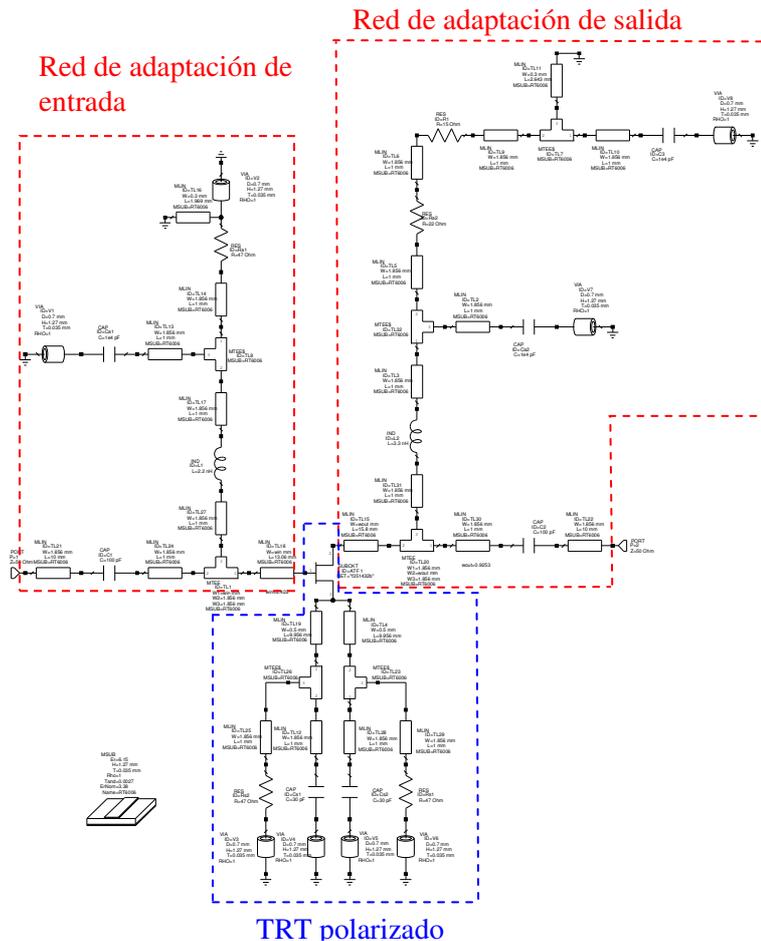


Figura 3.3-28 Diseño final del amplificador de una etapa con componentes concentrados

Los resultados de la simulación del amplificador sin optimización son los siguientes:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)	NF _{min} (dB)
1420.4	-12.277	-15.4	12.241	-27.384	0.32556	0.31462

Tabla 3.3-19 Los parámetros S y el ruido del circuito de amplificador

Se mejoran los resultados obtenidos mediante la optimización, tras la que se obtienen los siguientes parámetros:

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)	NF _{min} (dB)
1400	-24.674	-15.108	12.83	-24.102	0.40106	0.32856
1401	-25.151	-15.097	12.827	-24.534	0.40028	0.32844
1402	-25.654	-15.086	12.823	-24.986	0.39951	0.32832
1403	-26.185	-15.075	12.819	-25.46	0.39874	0.3282
1404	-26.749	-15.064	12.815	-25.958	0.39798	0.32808
1405	-27.348	-15.054	12.811	-26.482	0.39722	0.32797
1406	-27.988	-15.043	12.807	-27.036	0.39647	0.32785
1407	-28.675	-15.033	12.803	-27.621	0.39572	0.32773
1408	-29.415	-15.023	12.799	-28.243	0.39498	0.32762
1409	-30.216	-15.012	12.794	-28.903	0.39424	0.3275
1410	-31.091	-15.002	12.79	-29.606	0.39351	0.32739
1411	-32.05	-14.992	12.785	-30.356	0.39278	0.32727
1412	-33.11	-14.982	12.781	-31.157	0.39206	0.32716
1413	-34.288	-14.973	12.776	-32.011	0.39134	0.32705
1414	-35.604	-14.963	12.771	-32.917	0.39063	0.32694
1415	-37.071	-14.953	12.766	-33.867	0.38992	0.32682
1416	-38.67	-14.944	12.761	-34.842	0.38922	0.32671
1417	-40.289	-14.934	12.756	-35.798	0.38852	0.3266
1418	-41.594	-14.925	12.751	-36.657	0.38783	0.32649
1419	-42.019	-14.916	12.746	-37.302	0.38715	0.32638
1420	-41.308	-14.907	12.741	-37.606	0.38646	0.32627
1420.4	-40.791	-14.903	12.738	-37.612	0.38619	0.32623
1421	-39.889	-14.897	12.735	-37.496	0.38579	0.32617
1422	-38.284	-14.888	12.73	-37.004	0.38512	0.32606
1423	-36.75	-14.88	12.724	-36.246	0.38445	0.32595
1424	-35.359	-14.871	12.718	-35.347	0.38379	0.32584
1425	-34.117	-14.862	12.713	-34.403	0.38313	0.32574
1426	-33.006	-14.853	12.707	-33.469	0.38248	0.32563
1427	-32.009	-14.845	12.701	-32.573	0.38183	0.32553
1428	-31.107	-14.836	12.695	-31.727	0.38119	0.32542
1429	-30.287	-14.828	12.689	-30.935	0.38056	0.32532
1430	-29.535	-14.82	12.683	-30.194	0.37992	0.32522
1431	-28.842	-14.811	12.677	-29.502	0.3793	0.32511
1432	-28.201	-14.803	12.671	-28.854	0.37867	0.32501
1433	-27.605	-14.795	12.664	-28.248	0.37806	0.32491

1434	-27.047	-14.787	12.658	-27.678	0.37744	0.32481
1435	-26.524	-14.779	12.651	-27.141	0.37684	0.32471
1436	-26.032	-14.771	12.645	-26.635	0.37623	0.32461
1437	-25.568	-14.764	12.638	-26.156	0.37563	0.32451
1438	-25.128	-14.756	12.632	-25.702	0.37504	0.32441
1439	-24.711	-14.748	12.625	-25.27	0.37445	0.32432
1440	-24.315	-14.741	12.618	-24.86	0.37387	0.32422

Tabla 3.3-20 Los parámetros S y el ruido del amplificador después de optimización

A la vista de los resultados obtenidos, se puede afirmar que el circuito del amplificador simulado ha cumplido con los objetivos de buena adaptación en su entrada y salida y bajo factor de ruido muy cercano al mínimo. Este logro se debe al cuidadoso diseño de cada una de sus partes, teniendo que sacrificar en ocasiones ganancia o factor de ruido.

Las dimensiones físicas finales de las líneas de transmisión de las redes de entrada y salida son:

	Anchura (mm)	Longitud (mm)
Línea de transmisión de entrada	1.0145	11.3835
Línea de transmisión de salida	0.3045	15.472

Tabla 3.3-21 Dimensiones físicas finales de las líneas de transmisión

A continuación se representarán los parámetros S y el parámetro de ruido simulados del amplificador en un rango de 300 a 3000 MHz:

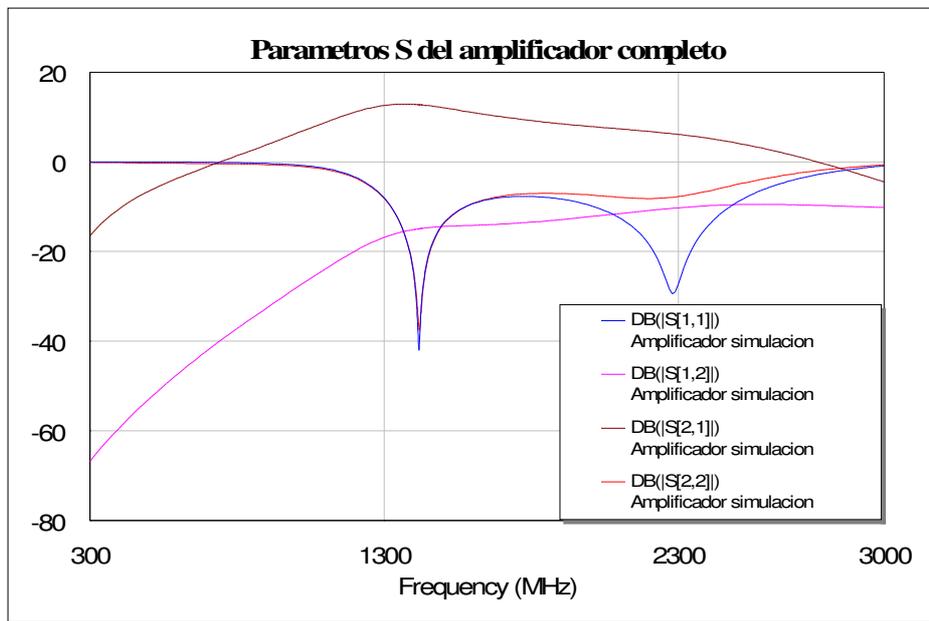


Figura 3.3-29 Representación de los parámetros S del amplificador en el rango de 300 a 3000 MHz

Con los siguientes parámetros a frecuencia de interés:

$$|S|_{f=1420.4\text{MHz}} = \begin{bmatrix} -40.791 & -14.903 \\ 12.738 & -37.612 \end{bmatrix} \text{dB y } NF = 0.38619 \text{ dB}$$

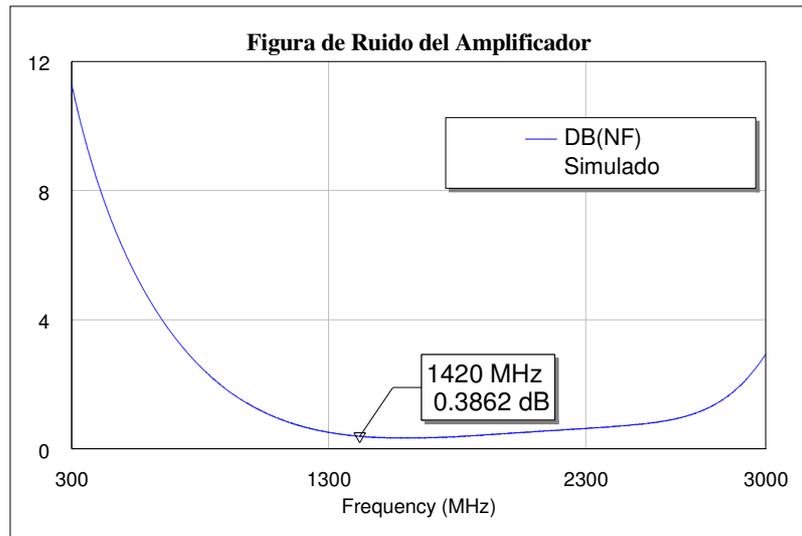


Figura 3.3-30 *Figura de ruido del amplificador simulado*

Hay que decir que existe un detalle que se tiene que tener presente. Observando múltiples procesos de fabricación realizados con la misma máquina fresadora, LPKF Promat C60/S, se ha notado que cuando se trata de una anchura de línea muy pequeña, alrededor de 0.3-0.4 mm, la máquina, en algunas ocasiones, reduce esa anchura en 0.1 mm. Entonces, para obtener en práctica la anchura de la línea de transmisión de salida de 0.3 mm, se cambia en el diseño a **0.4 mm** y se observan los resultados que se pueden obtener si esa dimensión se mantiene en práctica.

F (MHz)	S11 (dB)	S12 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	NF (dB)	NF _{min} (dB)
1400	-21.653	-15.133	12.806	-20.097	0.40102	0.32839
1401	-21.942	-15.122	12.802	-20.273	0.40024	0.32827
1402	-22.237	-15.111	12.799	-20.447	0.39946	0.32815
1403	-22.539	-15.1	12.795	-20.62	0.39869	0.32804
1404	-22.847	-15.089	12.791	-20.79	0.39793	0.32792
1405	-23.161	-15.078	12.787	-20.956	0.39717	0.3278
1406	-23.482	-15.067	12.783	-21.119	0.39641	0.32768
1407	-23.809	-15.057	12.779	-21.278	0.39566	0.32756
1408	-24.142	-15.046	12.775	-21.432	0.39492	0.32745
1409	-24.481	-15.036	12.771	-21.581	0.39418	0.32733
1410	-24.824	-15.026	12.767	-21.723	0.39345	0.32722
1411	-25.17	-15.016	12.762	-21.859	0.39272	0.3271
1412	-25.519	-15.005	12.758	-21.987	0.392	0.32699
1413	-25.869	-14.995	12.753	-22.106	0.39128	0.32688
1414	-26.218	-14.986	12.749	-22.217	0.39056	0.32676
1415	-26.563	-14.976	12.744	-22.318	0.38986	0.32665
1416	-26.901	-14.966	12.739	-22.408	0.38915	0.32654
1417	-27.229	-14.956	12.734	-22.488	0.38845	0.32643
1418	-27.542	-14.947	12.729	-22.556	0.38776	0.32632
1419	-27.834	-14.937	12.724	-22.613	0.38707	0.32621
1420	-28.102	-14.928	12.719	-22.657	0.38639	0.3261

1420.4	-28.201	-14.924	12.717	-22.671	0.38612	0.32605
1421	-28.339	-14.919	12.714	-22.689	0.38571	0.32599
1422	-28.539	-14.909	12.709	-22.708	0.38504	0.32588
1423	-28.697	-14.9	12.703	-22.715	0.38437	0.32577
1424	-28.809	-14.891	12.698	-22.709	0.38371	0.32567
1425	-28.871	-14.882	12.693	-22.69	0.38305	0.32556
1426	-28.882	-14.873	12.687	-22.66	0.3824	0.32545
1427	-28.842	-14.865	12.681	-22.617	0.38175	0.32535
1428	-28.753	-14.856	12.676	-22.564	0.38111	0.32524
1429	-28.618	-14.847	12.67	-22.5	0.38047	0.32514
1430	-28.443	-14.839	12.664	-22.425	0.37984	0.32504
1431	-28.232	-14.83	12.658	-22.342	0.37921	0.32493
1432	-27.991	-14.822	12.652	-22.249	0.37858	0.32483
1433	-27.727	-14.813	12.646	-22.149	0.37796	0.32473
1434	-27.443	-14.805	12.64	-22.041	0.37735	0.32463
1435	-27.146	-14.797	12.634	-21.926	0.37674	0.32453
1436	-26.839	-14.789	12.628	-21.806	0.37614	0.32443
1437	-26.526	-14.781	12.621	-21.68	0.37554	0.32433
1438	-26.21	-14.773	12.615	-21.549	0.37494	0.32423
1439	-25.893	-14.765	12.608	-21.415	0.37435	0.32413
1440	-25.577	-14.757	12.602	-21.277	0.37377	0.32403

Tabla 3.3-22 Parámetros S y el ruido obtenidos en el caso de que $w_{out} = 0.4$ mm

Todas las demás dimensiones de las líneas, debido a que sus dimensiones no son excesivamente pequeñas, se mantienen constantes. A continuación se realiza una representación gráfica de los parámetros S obtenidos en el rango de 300 a 3000 MHz.

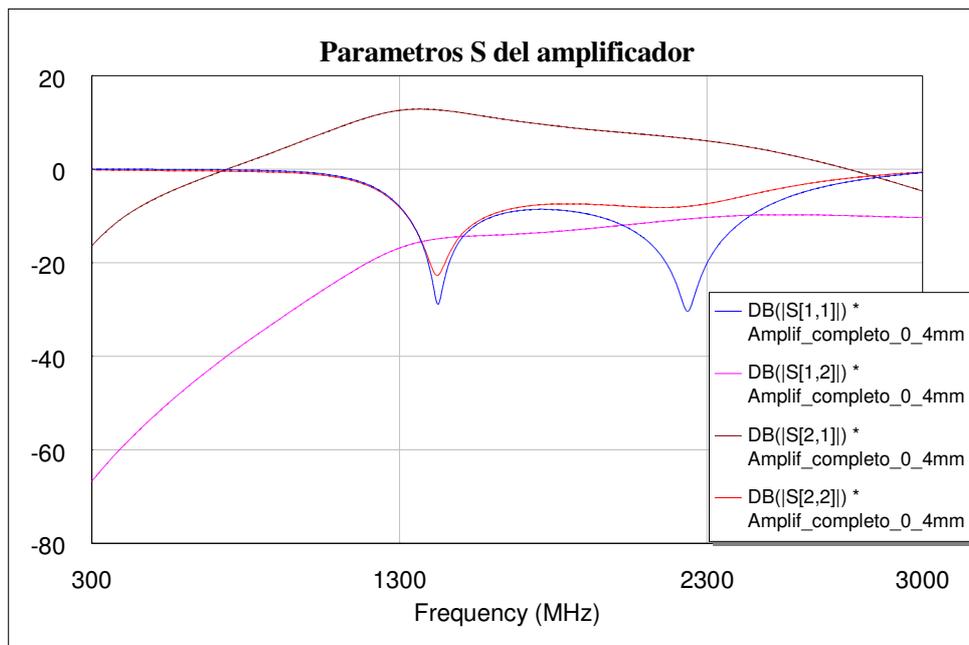


Figura 3.4-31 Representación de los parámetros S del amplificador en el caso de que $w_{out} = 0.4$ mm

Los parámetros S a la frecuencia de 1420.4 MHz esperados serían:

$$|S|_{f=1420.4MHz} = \begin{vmatrix} -28.201 & -14.924 \\ 12.717 & -22.671 \end{vmatrix} dB$$

La figura de ruido que se obtendría sería la misma que la representada en la figura 3.4-30, debido a que los parámetros de la red de salida no influyen en el parámetro de ruido.

3.3.7 Implementación física

Después de obtener el circuito que se desea realizar en práctica se procede con su implementación física. Para ello se ha de obtener su layout final listo para la fabricación. Inicialmente, como en otras ocasiones, se genera el layout inicial del circuito en *Microwave Office*, la figura de abajo recoge la representación de este layout.

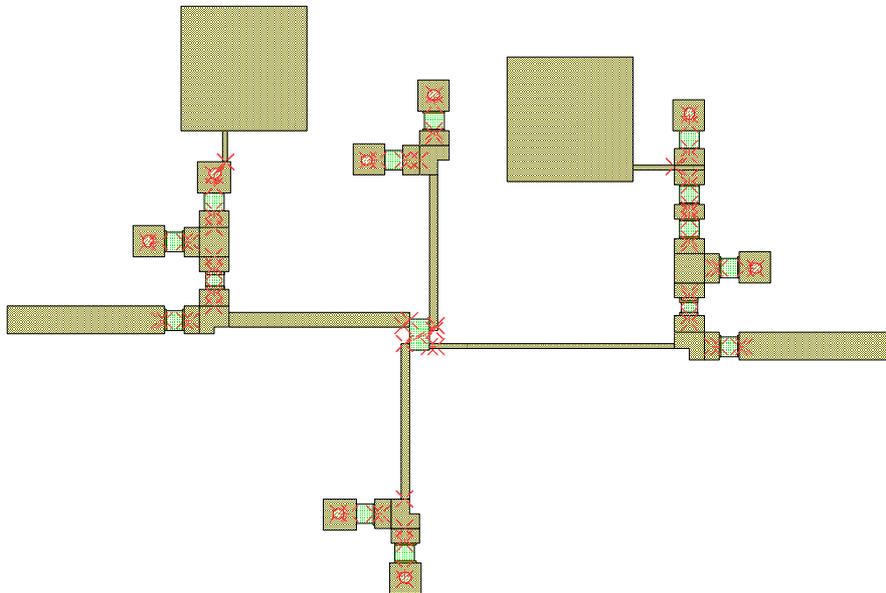


Figura 3.3-32 Layout del circuito final del amplificador

Tal y como se hizo en diseños anteriores, se generaron las superficies de soldadura para los via holes y para la alimentación del transistor. Además, se creó el layout de la bobina, siguiendo los pasos del apartado 3.1.4, teniendo en cuenta sus dimensiones físicas proporcionadas por el fabricante. El layout final fue añadido a la biblioteca de los layouts, creados anteriormente.

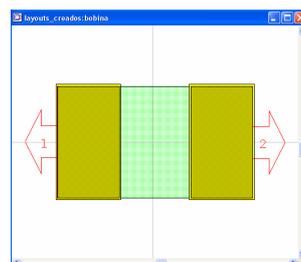


Figura 3.3-33 El layout creado de la bobina

Una vez obtenido el layout del circuito final en *Microwave Office* se exporta como un archivo *Gerber*, para ser posteriormente importado en *Circuit Cam* con el objetivo de ultimar los detalles del layout y prepararlo para la fabricación. Este proceso supone, la creación del borde del circuito, sin olvidar de los puntos de fijación a la placa, la elección del tamaño de las fresas para el vaciado de cobre “inútil” y para la determinación del contorno del cobre “útil”. Los agujeros a masa se pueden realizar manualmente después de la fabricación del circuito.

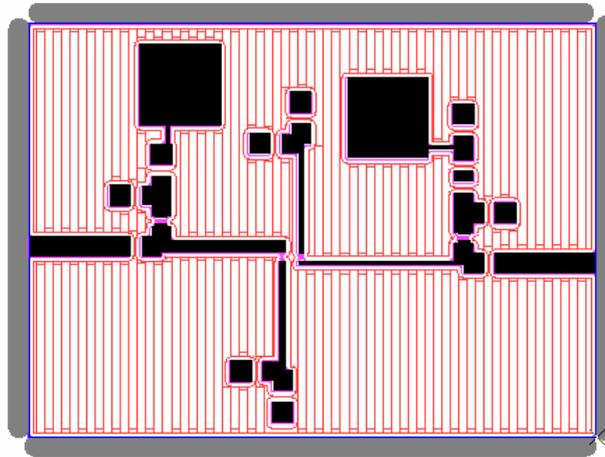


Figura 3.3-34 El layout final del amplificador

Después de obtener el layout final del circuito preparado para la fabricación se exporta como un archivo en formato “*.lmd” para ser importado en el software que controla el proceso de fabricación, *Board Master*.

Una vez realizados todos los pasos se procede a la fabricación del circuito. Inicialmente, se emplea la maquina fresadora modelo, LPKF Protomat C60/S, para determinar el “dibujo” del circuito de cobre sobre el sustrato Duroid RT6006, definido en el diseño. Como ya lo habíamos notado en otros procesos de fabricación, el sustrato elegido presenta dificultades a la hora del vaciado de cobre, dejando segmentos de cobre “inútil” sin vaciar, que posteriormente serán eliminados con una fresadora manual.

Posteriormente, se realizan los agujeros a masa con un taladro automático, se sueldan los componentes, los segmentos de hilo de cobre, que unen el plano de masa con los fragmentos de cobre realizados para los via holes y los conectores SMA.

Finalmente, la siguiente fotografía recoge al circuito amplificador obtenido.

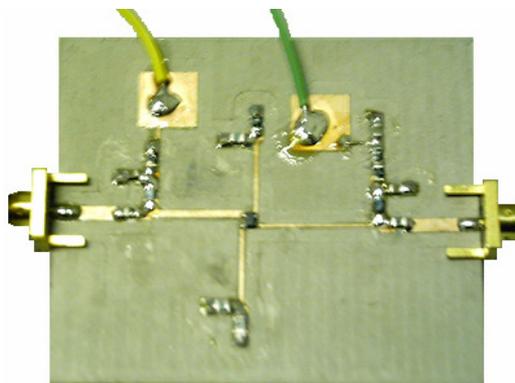


Figura 3.3-35 Fotografía del amplificador de una etapa con componentes concentrados fabricado

Una vez fabricado el amplificador, es imprescindible comprobar haciendo uso de un multímetro el estado de todas las soldaduras y la correcta polarización del transistor. Además, es de gran utilidad un test visual con la ayuda de un microscopio, en el que se comprueba la correcta implementación de la anchura de las líneas del circuito y de las soldaduras.

Realizando el test visual, se comprueba que todas las líneas corresponden con sus dimensiones físicas diseñadas, incluyendo la anchura de la línea de transmisión de salida que corresponde a al valor de 0.4 mm. Entonces, las medidas que se obtendrán se parecerán a los resultados alcanzados en el apartado 3.4.6 para $w_{out} = 0.4\text{mm}$.

Se comprueba que alimentando el transistor con 2.6 V se obtiene un voltaje entre el drenador y el surtidor de 1.59 V, que es menor que el esperado, 2V. Este hecho se puede acatar a la mayor disipación de la potencia que la esperada en las resistencias y, además, a la presencia de múltiples soldaduras. Al aumentar el voltaje de alimentación a 3 V se obtiene el valor de la tensión esperada $V_{DS} = 2\text{ V}$. Entonces, a la hora de las medidas, para obtener unos resultados próximos a los simulados, el circuito se alimentará con una tensión de 3 V en vez de 2.6 V.

3.3.8 Medidas

Una vez que el circuito del amplificador ha sido diseñado, simulado, optimizado y fabricado se procederá a realizar las medidas necesarias que comprueban su funcionamiento y revelan el cumplimiento de los objetivos propuestos. Para ello se ejecutarán las siguientes medidas:

- Medida de los parámetros S del dispositivo. En este caso se comprobarán tanto la adaptación a la entrada y salida como la ganancia obtenidos del amplificador.
- Medida del parámetro de ruido. Se obtendrá el parámetro práctico de la figura de ruido del amplificador.

Todos los parámetros medidos van a ser comparados con los obtenidos vía software y analizados. Finalmente, se realizará una comparación general entre todos los resultados obtenidos de las medidas del circuito amplificador con componentes concentrados y los resultados prácticos del amplificador con líneas de transmisión.

3.3.8.1 Medidas de los parámetros S

Para la realización de las medidas de los parámetros S se empleará el equipo de analizador de redes disponible en el laboratorio de modelo HP 8714ES y la fuente de alimentación Protek 3033B. Antes de proceder con las medidas del circuito es imprescindible calibrar el equipo empleando el kit de calibración, este proceso se describe detalladamente en el Anexo C. Para conectar todos los dispositivos se sigue el esquema 3.1-27. El resultado se resume en la fotografía de abajo:

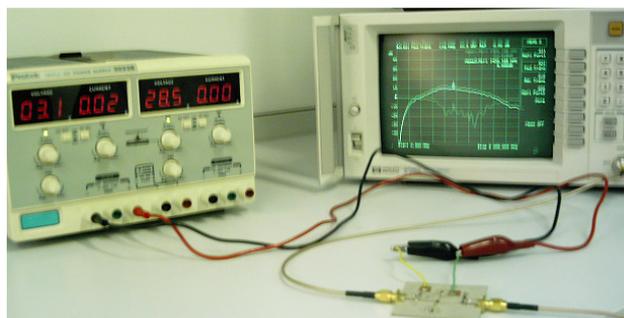


Figura 3.3-36 Fotografía del proceso de medida de los parámetros S

Para guardar los datos obtenidos en el disquete previamente introducido en el analizador, se siguen los pasos del *Protek 3033B* apartado 3.1.5. Alimentando el circuito con 3 V, que es valor de la tensión para la que se alcanza $V_{DS} = 2V$, se obtiene la siguiente representación de los módulos de los parámetros S en dBs en el rango de frecuencia de 300 a 3000 MHz:

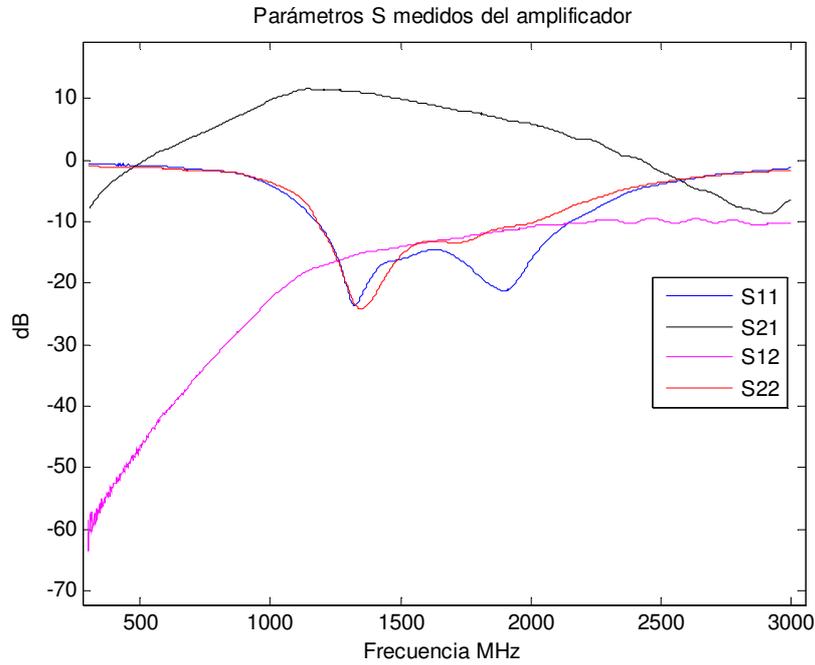


Figura 3.3-37 Parámetros S del amplificador alimentado con 3 V

Como se puede apreciar de la figura, los parámetros S medidos tienen un alto parecido con los parámetros S adquiridos en la simulación.

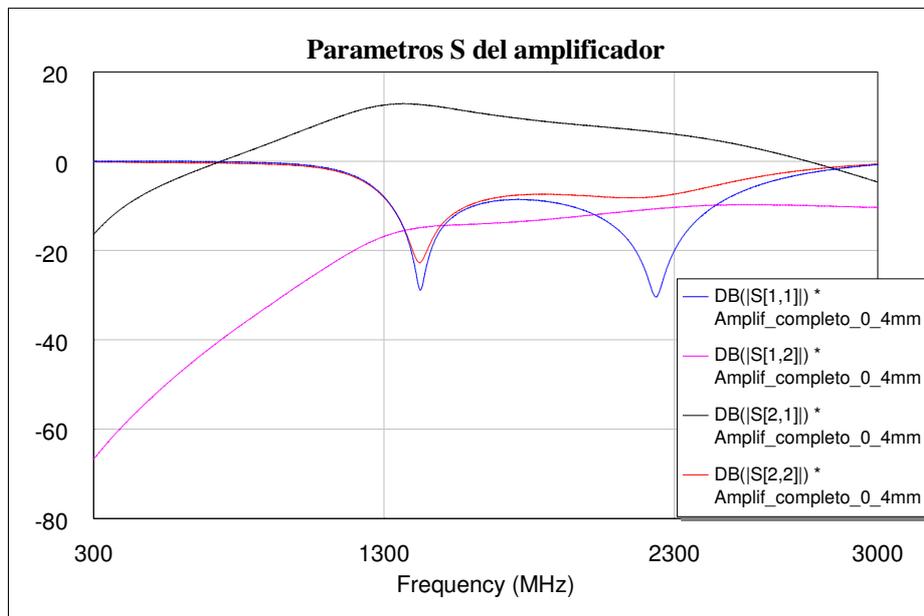


Figura 3.3-38 Parámetros S simulados del amplificador

A continuación se comprobará este parecido, representando los módulos de cada uno de los parámetros S simulados junto con los medidos para diferentes tensiones de alimentación 2.6 V, 3 V y 3.5 V.

- Módulo de S_{11}

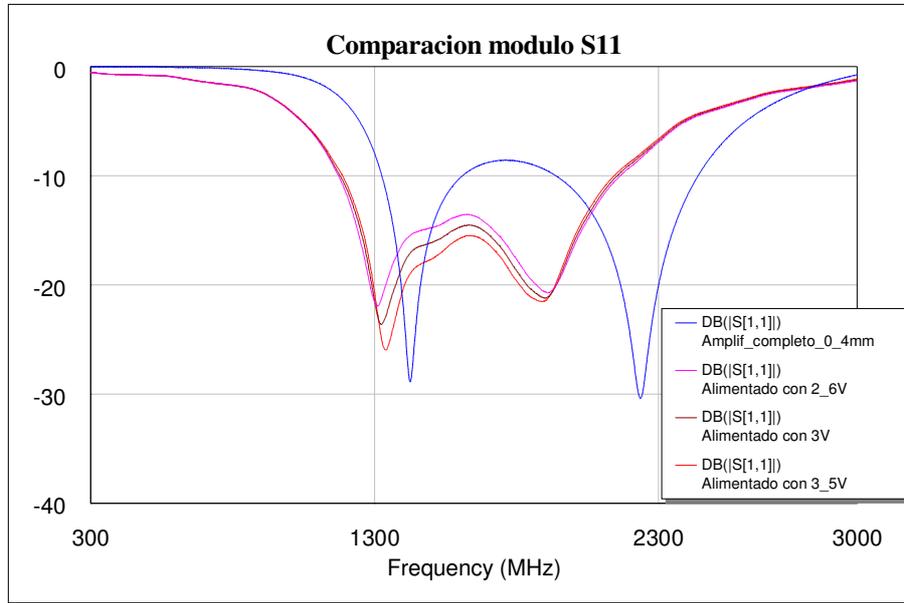


Figura 3.3-39 Comparación del módulo de S_{11}

- Módulo de S_{12}

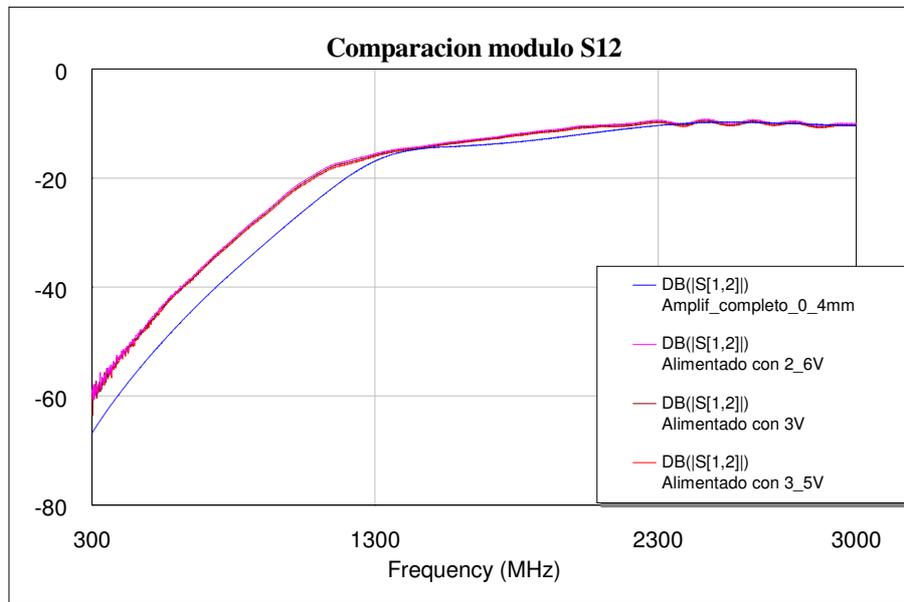


Figura 3.3-40 Comparación del módulo de S_{12}

- Módulo de S_{21}

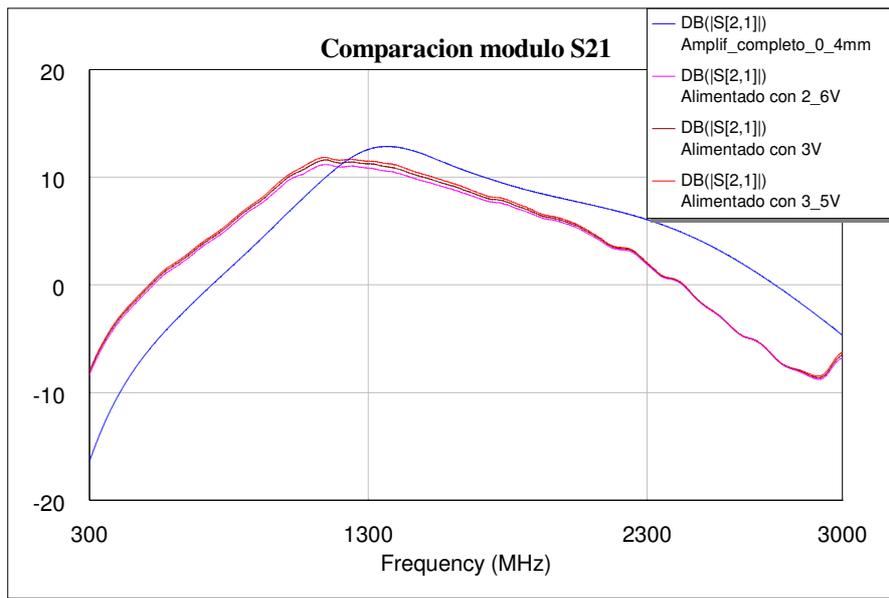


Figura 3.3-41 Comparación del módulo S_{21}

- Módulo de S_{22}

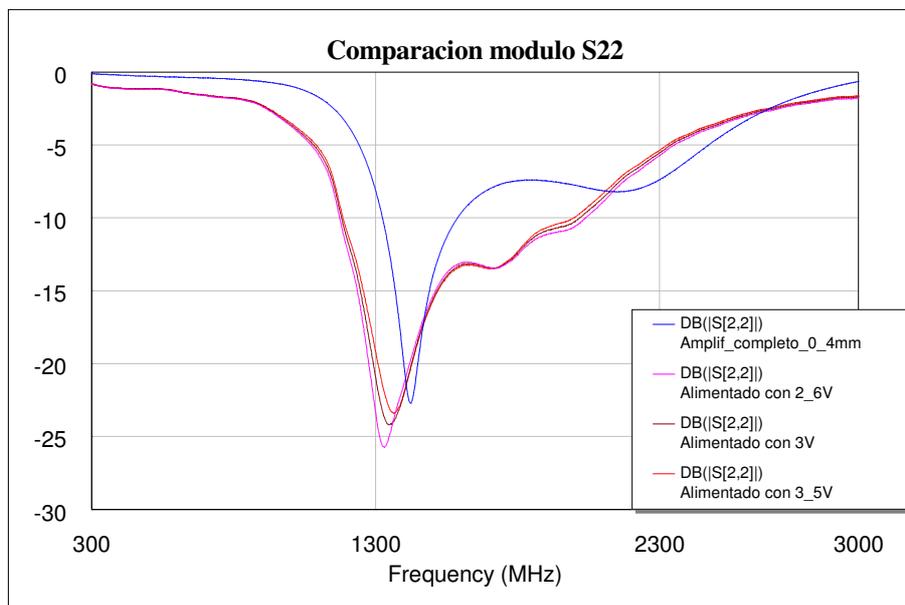


Figura 3.3-42 Comparación del módulo de S_{22}

Estas representaciones gráficas de los módulos de los parámetros S nos revelan una gran concordancia entre los parámetros medidos y simulados en los casos de S_{12} , S_{21} y S_{22} y en menor medida en el caso de S_{11} .

La diferencia entre los valores medidos y simulados a frecuencia de interés se resume en la siguiente tabla:

Parámetro	Simulado	Medido	Diferencia
$ S_{11} $ (dB)	-28.201	-17.266	10.935
$ S_{12} $ (dB)	-14.924	-14.621	0.303
$ S_{21} $ (dB)	12.717	10.664	2.053
$ S_{22} $ (dB)	-22.671	-20.539	2.132

Tabla 3.3-23 Comparación de los parámetros S simulados y medidos a frecuencia de interés

Como se puede comprobar la diferencia más notable ocurre en el caso del parámetro S_{11} .

3.3.8.2 Medida de la figura de ruido

Como en otras ocasiones, para la medida del ruido se emplearán: una fuente de ruido del modelo HP 346B y un medidor de la figura de ruido del modelo HP 8970B, disponibles en el laboratorio. Inicialmente, se realizará una calibración del equipo medidor y, posteriormente, se medirá la figura de ruido del circuito amplificador, siguiendo los pasos descritos en el apartado 3.1.6 y realizando la conexión entre los dispositivo según el esquema 3.1-43.

Para la medida del ruido del amplificador el transistor se alimentará con una fuente del modelo Protek 3033B, en el puerto de entrada del circuito se colocará la fuente de ruido y su salida se llevará a la entrada del medidor mediante un cable coaxial. La configuración realizada para la medida queda recogida en la fotografía de abajo.

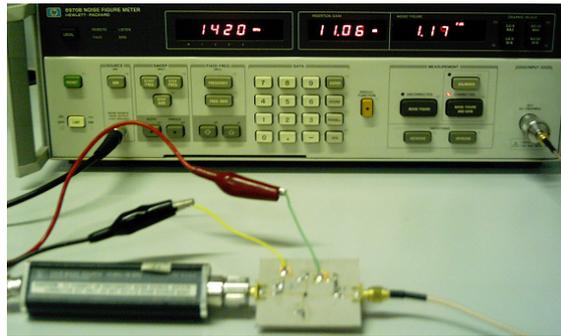


Figura 3.3-43 Fotografía de la medida del ruido del circuito amplificador

El resultado de la medida del ruido es muy satisfactorio: **1.17 dB**, que es 0.7838 dB mayor que el valor esperado: **0.38619 dB**. Comparando con el obtenido en [4]: **2.4 dB** se puede decir que se ha cumplido uno de los objetivos de este PFC, que consistía en reducir la figura de ruido.

Figura de ruido del amplificador

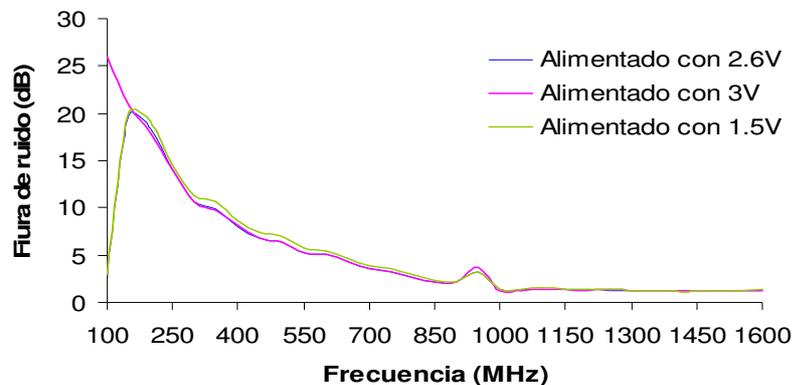


Figura 3.3-44 Figuras de ruido del amplificador para diferentes alimentaciones

3.3.9 Conclusiones

Analizados los resultados obtenidos en el diseño del amplificador con líneas de transmisión realizado previamente, y los diseños implementados en [4] y [5], se decidió elaborar otro diseño del amplificador de bajo ruido, empleando para ello tanto los componentes concentrados como líneas de transmisión, con el objetivo de encontrar una **solución al problema de ruido elevado**. A diferencia de líneas de transmisión, los componentes concentrados no introducen pérdidas al diseño, en cambio sus valores normalizados hacen que el diseño adquiera un carácter rígido, o sea, limitación en implementación y optimización y, por tanto, dificultad añadida para mejorar los parámetros del circuito. Para corregir este hecho los componentes concentrados se emplean en combinación con líneas de transmisión, que hacen posible el proceso de optimización gracias a la variación de sus dimensiones físicas.

El proceso de diseño del amplificador se resume a continuación en varios pasos:

Paso 1. El diseño de la red de polarización del transistor. El proceso seguido fue idéntico al realizado en el apartado 3.1.3 con la diferencia de que la resistencia del drenador ya no se divide en dos, sino es una única resistencia visible a la señal DC.

Paso 2. La elección de los coeficientes de reflexión de la fuente y de la carga. Esta elección se ejecutó según el criterio de mínimo ruido para el circuito del transistor con las redes de polarización del surtidor. Las redes de polarización de la puerta y del drenador se incluyen posteriormente en el diseño de la etapa de entrada y la salida respectivamente.

Paso 3. Los diseños de la red de adaptación de entrada. Se realizaron varios diseños de la red de entrada con diferentes configuraciones de una línea de transmisión de $\lambda/4$ de longitud con un componente concentrado. El objetivo fue encontrar un diseño óptimo para la implementación del diseño total.

Paso 4. Diseño de la red de adaptación de salida. Basándose en la experiencia del paso anterior se diseñó una red de adaptación de salida con la misma configuración de los componentes empleada para el diseño elegido de la etapa de entrada.

Paso 5. Diseño del amplificador final. En esta etapa del diseño se unieron todas las partes del amplificador diseñadas por separado y se mejoraron los resultados de la simulación mediante el paso de optimización.

Paso 6. Implementación física. Se obtuvo el layout del circuito final, empleando para ello herramientas de software necesarias, y se fabricó, empleando los equipos disponibles en el laboratorio.

Paso 7. Realización de medidas. Como su nombre indica, se realizaron las medidas de los parámetros S y de la figura de ruido.

- Este último paso es el que nos revela si se han obtenido los objetivos esperados. En nuestro caso, observando los resultados de las medidas y comparándolos con los esperados en cuanto a los parámetros S:

Parámetro	Simulado	Medido
$ S_{11} $ (dB)	-28.201	-17.266
$ S_{12} $ (dB)	-14.924	-14.621
$ S_{21} $ (dB)	12.717	10.664
$ S_{22} $ (dB)	-22.671	-20.539

Se puede decir que la adaptación obtenida a la entrada y a la salida a la frecuencia del diseño es bastante buena y en el caso de la salida se acerca bastante al valor esperado. Observando las curvas de los parámetros en el rango de frecuencias entre 300 y 3000 MHz en las figuras 3.4-39 a 3.4-42, se ve claramente el gran parecido entre los parámetros simulados y medidos, especialmente en los casos de S_{12} , S_{21} y S_{22} . Además, hay que destacar el alto valor de ganancia obtenido muy próximo al esperado.

En cuanto a ruido:

Parámetro	Simulado	Medido
NF (dB)	0.38619	1.17

Se puede decir que el resultado obtenido no es tan pequeño como el esperado, pero aún así es bastante pequeño.

- A continuación se comparan los resultados obtenidos del amplificador con componentes concentrados con respecto a los del amplificador con líneas de transmisión, diseñado en el apartado 3.2:

Parámetro	Amplif_3.2	Amplif_3.3
$ S_{11} $ (dB)	-13.576	-17.266
$ S_{12} $ (dB)	-19.59	-14.621
$ S_{21} $ (dB)	9.2665	10.664
$ S_{22} $ (dB)	-5.19	-20.539

Se puede decir que, aunque en el caso del amplificador con líneas de transmisión se ha conseguido “predecir” mejor los resultados prácticos, los parámetros de adaptación y de ganancia son mayores en el caso del amplificador con componentes concentrados, y, además, tampoco se alejan mucho de los simulados.

En cuanto a los resultados de la medida de la figura de ruido, el amplificador diseñado en este apartado consigue reducir el ruido en **4.03 dB** con respecto al amplificador anterior: **1.17 dB** → **5.2 dB**.

- Por último, se comparan los resultados obtenidos del amplificador diseñado en este apartado con los del amplificador diseñado en [4]:

Parámetro	Amplif_[4]	Amplif_3.3
$ S_{11} $ (dB)	-21.827	-17.266
$ S_{12} $ (dB)	-12.4	-14.621
$ S_{21} $ (dB)	8.173	10.664
$ S_{22} $ (dB)	-9.54	-20.539

Se puede observar de la tabla, que en nuestro caso se ha conseguido **mejorar la adaptación a la salida y también la ganancia**. Además, analizando las gráficas obtenidas para el amplificador de una etapa en [4], que se representan en 3.2.9 y comparándolas con las figuras 3.4-39 a 3.4-42, también se puede decir que **se ha mejorado bastante la caracterización del dispositivo**.

En cuanto al parámetro de ruido, se puede confirmar con toda la seguridad el **cumplimiento del objetivo** perseguido en este PFC, que consistía en **disminuir la figura de ruido** obtenida en [4]. Concretamente en más de 1 dB: **1.17 dB** → **2.4 dB**.

Capítulo 4

Conclusiones. Líneas futuras

4.1 Conclusiones

Antes de comentar los logros obtenidos tras la realización de este proyecto, es muy importante destacar que todos los diseños realizados han sido elaborados con los recursos disponibles y conocimientos adquiridos en la universidad. El estudio teórico de este proyecto se ha basado, entre otros, en el material expuesto en clase de la asignatura de Transmisión por Soporte Físico. Así como el software empleado en los diseños, *Microwave Office*, se ha manejado en las prácticas de dicha asignatura. Se ha elegido este programa de diseño debido a que es una herramienta gráfica de fácil manejo y que permite desarrollar diseños reales, teniendo en cuenta los efectos de las líneas con pérdidas. Resulta ser una herramienta de optimización capaz de ajustar los parámetros del circuito a los criterios exigidos por el diseño. Además los procesos de fabricación y de medidas se han efectuado con los equipos disponibles en los laboratorios del grupo de investigación GEAT (Grupo de Electromagnetismo Aplicado a Telecomunicaciones) de la universidad.

El principal objetivo perseguido en este proyecto consiste en mejorar el diseño de un amplificador de una etapa de bajo ruido, que fue realizado como el primer prototipo por el grupo de investigación del GEAT y que fue el objetivo primordial de [4].

Los resultados obtenidos tras la fabricación del primer diseño del amplificador de una etapa realizado en [4] fueron los siguientes:

- En cuanto a los parámetros S el diseño presentó la siguiente disconformidad con los parámetros simulados:

Parámetro	Simulados	Medidos	Diferencia
$ S_{11} $ (dB)	-58.96	-21.827	37.133
$ S_{12} $ (dB)	-17.94	-12.4	5.54
$ S_{21} $ (dB)	13.8	8.173	5.627
$ S_{22} $ (dB)	-56.18	-9.54	46.64

Tabla 4.1-1 Resultados de los parámetros S obtenidos en [4]

- En cuanto al parámetro de ruido:

Parámetro	Simulado	Medido	Diferencia
NF (dB)	0.46	2.4	1.94

Tabla 4.1-2 Resultados del parámetro de ruido obtenido en [4]

A la vista de los resultados obtenidos en [4] surgen múltiples propuestas para mejorar el diseño que se convirtieron en objetivos para este PFC tales como:

- Reducir el parámetro de ruido
- Mejorar la adaptación a la salida del dispositivo
- Mejorar la caracterización del circuito

Como ya se ha destacado varias veces a lo largo de este documento es **fundamental reducir la figura de ruido**. Esto se debe a que las señales que ha de captar el sistema del radiotelescopio total son extremadamente débiles, provenientes de galaxias a millones de años luz. 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 esta razón el sistema de recepción ha de ser muy preciso y sobre todo poseer un factor de ruido muy bajo, subrayando de especial importancia la primera etapa del sistema: LNB al que pertenece el circuito del amplificador. La peculiar trascendencia de este bloque se debe a su influencia decisiva en el factor de ruido total del sistema, tal y como queda reflejado matemáticamente en la fórmula de Friis:

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

Por lo que en el diseño de un amplificador de bajo ruido no atenderemos tanto al logro de una amplificación lo mayor posible sino a la consecución de ruido mínimo, ya que será el que condicione el factor de ruido global en la implementación final de un radiotelescopio.

Para conseguir los objetivos citados, en el presente proyecto fin de carrera se han realizado dos diseños diferentes del circuito de amplificador de una etapa, llevando a cabo dos procedimientos distintos.

El primer diseño se inició con la implementación física de un transistor polarizado con el objetivo de lograr su caracterización de manera experimental. El dispositivo fue caracterizado por los parámetros S prácticos y por los parámetros de ruido obtenidos vía simulación. Ha sido imposible obtener los parámetros de ruido experimentales a causa de no disponer de equipo necesario. Además durante este proceso se ha comprobado la fiabilidad de los parámetros de scattering ofrecidos por el fabricante. Posteriormente, el dispositivo creado fue adaptado a la impedancia de 50Ω , empleando línea de transmisión de $\lambda/4$ en paralelo con un stub de $\lambda/8$. Los resultados de la simulación del circuito final demostraron que no se podía llegar al compromiso completo entre buena adaptación y mínimo ruido, realizando el diseño a partir de los parámetros S experimentales y los parámetros de ruido simulados. Los parámetros correspondientes al mejor compromiso posible eran:

$$|S|_{f=1420.4MHz} = \begin{vmatrix} -7.0212 & -18.437 \\ 11.833 & -7.57 \end{vmatrix} dB \text{ y NF} = 0.52 \text{ dB}$$

El segundo diseño tuvo un proceso de implementación completamente vía software. El circuito del transistor polarizado simulado fue adaptado mediante la combinación entre líneas de transmisión y componentes concentrados. De esta manera los inconvenientes introducidos por los valores normalizados de los componentes concentrados, que podrían cambiar las características eléctricas del circuito, serán corregidos mediante la optimización, variando las dimensiones físicas de las líneas. Los resultados obtenidos vía simulación de este circuito fueron muy satisfactorios:

$$|S|_{f=1420.4MHz} = \begin{vmatrix} -28.201 & -14.924 \\ 12.717 & -22.671 \end{vmatrix} dB \text{ y NF} = 0.38619 \text{ dB}$$

Una vez diseñados, optimizados y simulados, se procede al paso de fabricación, en el que se ha empleado para la implementación física del circuito la tecnología microstrip. El dispositivo activo usado para los tres diseños es un transistor de tecnología MESFET de Arseniuro de Galio (GaAs) de modelo ATF 35143 de la casa Agilent Technologies. En cuanto al substrato

empleado ha sido de tipo Duroid RT6006 con las siguientes características: $\epsilon_r = 6.15 \pm 0.15$, $H=1.27$ mm, $T=0.035$ mm, $\text{Tan}\delta = 0.0027$. Para la realización del circuito impreso se hizo uso de la máquina fresadora modelo LPKF Protomat C60/S.

Una vez fabricados los circuitos se prosiguió con la medida de sus propiedades eléctricas empleando para ello los equipos disponibles en el laboratorio: analizador de redes de modelo HP 8714ES, medidor de ruido de modelo HP 8970B, fuente de ruido HP 346B y una fuente de alimentación Protek 3033B.

Los resultados obtenidos tanto vía software como vía experimental de ambos amplificadores, se resumen a continuación en tablas:

Parámetro	Simulado	Medido	Diferencia
$ S_{11} $ (dB)	-7.0212	-13.576	6.5548
$ S_{12} $ (dB)	-18.437	-19.59	1.153
$ S_{21} $ (dB)	11.833	9.2665	2.5665
$ S_{22} $ (dB)	-7.57	-5.19	2.38
NF (dB)	0.52	5.2	4.68

Tabla 4.1-3 Los resultados del amplificador con líneas de transmisión

Parámetro	Simulado	Medido	Diferencia
$ S_{11} $ (dB)	-28.201	-17.266	10.935
$ S_{12} $ (dB)	-14.924	-14.621	0.303
$ S_{21} $ (dB)	12.717	10.664	2.053
$ S_{22} $ (dB)	-22.671	-20.539	2.132
NF (dB)	0.38619	1.17	0.78381

Tabla 4.1-4 Los resultados del amplificador con componentes concentrados y líneas de transmisión

Como se puede observar, mediante el primer diseño se consigue mejorar la caracterización del circuito, haciéndose cumplir de esta manera uno de los objetivos de este proyecto. Sin embargo, el parámetro de ruido es muy elevado y la adaptación tanto en la entrada como en la salida del circuito es muy baja. Estos resultados poco tolerables se deben al hecho de que en el desarrollo del circuito se emplearon parámetros de ruido simulados en vez de prácticos, al no disponer del equipo necesario para su medida. En líneas futuras se propone una forma experimental de obtener el coeficiente de reflexión de la fuente óptimo, a partir del cual se realizaría el diseño de la red de adaptación de entrada.

Comparando los resultados obtenidos para el segundo diseño del amplificador con los resultados obtenidos en [4], se puede decir que se cumplen los tres objetivos propuestos simultáneamente: se consigue **reducir la figura de ruido**, la **caracterización del dispositivo** es muy buena y la **adaptación a la salida** ha mejorado considerablemente con respecto a la obtenida en [4]. Además se ha conseguido **aumentar la ganancia**, que resulta ser gratificante aunque no estaba dentro de los objetivos propuestos.

4.2 Líneas futuras

Debido a la dificultad relacionada con la fabricación de los dispositivos a frecuencias de microondas, especialmente cuando incorporan componentes activos, cabe considerar que el logro de las propiedades deseadas del LNA se producirá como el fruto de un proceso basado en la experiencia. Con el último diseño realizado se han conseguido los objetivos propuestos en

este proyecto, sin embargo todavía hay margen de mejora. Por esta razón, en este apartado se proponen distintas opciones a seguir en la mejora del diseño del LNA.

En primer lugar, a la vista de los buenos resultados obtenidos en cuanto a reducción de ruido y tamaño mediante la incorporación de componentes concentrados a las redes de adaptación, se propone realizar un diseño únicamente con componentes concentrados. Se optimizarían los valores de los componentes para conseguir las características deseadas del circuito, hasta encontrar unos valores normalizados cercanos a los obtenidos vía simulación.

Para mejorar el primer diseño realizado en este proyecto, se propone calcular ρ_{Sopt} de manera práctica. Esta propuesta ya fue comentada en el apartado 3.2.8.1 de este documento y consiste en fabricar la red de adaptación de entrada independientemente de todo el circuito con las líneas de anchura lo más fina posible (figura 3.2-42). Una vez fabricado, las anchuras de las líneas serán modificadas, haciendo uso de una cinta de plata adhesiva, colocando segmentos de ésta junto a las líneas elaboradas. Este cambio de anchura conllevará un cambio de impedancia de la fuente y con ello del coeficiente de reflexión. De esta manera, se obtendrían los parámetros de ruido experimentalmente, que sustituirían a los proporcionados por el catálogo del fabricante.

Para evitar el carácter abierto de las líneas del circuito total y evitar las interferencias indeseadas, se propone el encapsulado del diseño elaborado.

Con el objetivo de mejorar la caracterización del circuito del transistor polarizado, en este proyecto se realizó un estudio exhaustivo de la técnica de calibración TRL, pero no se pudo llevar a cabo en práctica debido a la falta de la instrumentación necesaria. En el anexo A de este documento se detalla el desarrollo matemático del proceso de calibración, que podría ser empleado en un futuro para su realización práctica.

Como se ha observado en todos los procesos de fabricación, el sustrato presentaba dificultades a la hora del vaciado de cobre, dejando pistas sin vaciar. Como solución a este problema se propone experimentar con otros sustratos.

Debido a que los efectos de los vía holes son múltiples y a que no se consideran todos en el programa de simulación, se propone realizar el plano de masa en el mismo plano del circuito impreso, dejando espacio justo para que no se produzcan acoplamientos.

También se propone la realización de otros diseños basados en la implementación de los circuitos comerciales, por ejemplo de un LNA 1400 disponible en el laboratorio.

Debido a que, como se ha dicho antes, la principal fuente de ruido en un circuito es el ruido térmico, para reducirlo no se descarta la posibilidad de criogenizar o refrigerar el amplificador final.

Anexo A. Calibración TRL

A.1 Introducción. Tipos de errores de medida

En este apartado se estudia una técnica de calibración llamada TRL, que ayuda a eliminar los errores introducidos por el equipo de medida de los parámetros S obtenidos vía experimental de un circuito fabricado.

Existen varios problemas típicos cuando se intenta determinar los parámetros de un dispositivo no coaxial. Entre éstos se puede destacar la discontinuidad de impedancia que ocurre entre los dos medios de medida microstrip y coaxial y la atenuación que sufre la señal en su recorrido por las porciones de estos dos medios. Dichos efectos alteran la medida de los parámetros S de cualquier circuito fabricado en tecnología microstrip. Por ello se acude a una técnica de calibración llamada TRL (*Thru Reflect Line*), que posee herramientas para caracterizar estos efectos y removerlos de las medidas realizadas.

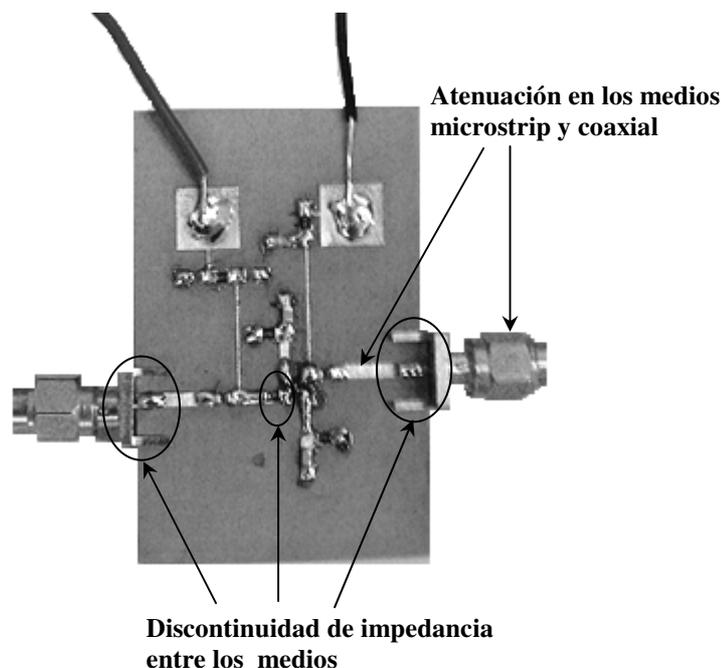


Figura A-1 Transistor polarizado con los efectos indeseados

Todos los equipos de medida introducen tres tipos de errores:

- Errores sistemáticos
- Errores aleatorios
- Errores direccionales

Los errores sistemáticos se deben a las imperfecciones del equipo de testeo. Este tipo de errores se puede caracterizar durante la calibración y eliminar durante el proceso de medida. Se deben a las corrientes indeseadas, reflexiones y respuestas en frecuencia indeseadas. Se pueden definir seis tipos de errores de este tipo:

- Errores en la directividad y diafonía relacionadas con las corrientes indeseadas.
- Desadaptación de impedancias de entrada y salida debido a las reflexiones.

- Errores de respuesta en frecuencia causados por las reflexiones y transmisiones indeseadas.

Para determinar este tipo de errores es preciso disponer de una serie de dispositivos denominados estándares, sin los que el proceso de calibración es imposible. De esta manera se determina la diferencia entre las respuestas medidas y conocidas de los estándares. Una vez caracterizados estos errores podrán ser desplazados matemáticamente.

Existe un modelo de los 12 términos de errores, que incluye los errores sistemáticos más significativos para el caso de dispositivos de dos puertos, representado en la figura de abajo.

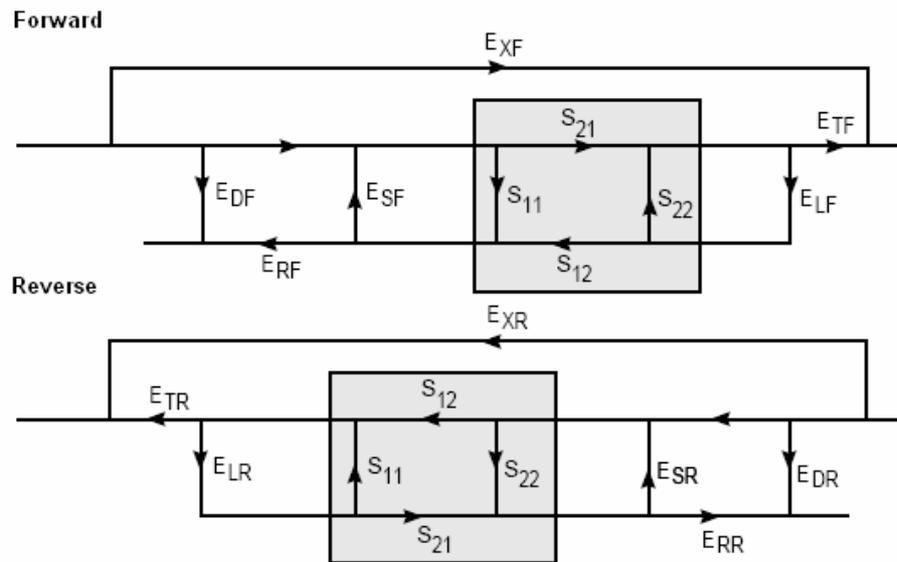


Figura A-2 Modelo de 12 términos de errores para un dispositivo de dos puertos

$E_{DF}, E_{DR} \equiv$ errores en directividad	$E_{TF}, E_{TR} \equiv$ errores de transmisión
$E_{SF}, E_{SR} \equiv$ errores de adaptación de fuente	$E_{RF}, E_{RR} \equiv$ errores de reflexión
$E_{XF}, E_{XR} \equiv$ errores debidos al aislamiento	$E_{LF}, E_{LR} \equiv$ errores de adaptación de la carga

Los errores aleatorios como su nombre indica varían aleatoriamente en función del tiempo. Éste tipo de errores no se pueden predecir y por tanto no se pueden eliminar durante la calibración. Los contribuidores más importantes al ruido aleatorio son: el ruido instrumental, repetibilidad del interruptor y repetibilidad del conector. Se puede minimizar sus efectos aumentando la potencia de la fuente, realizando el promedio, trabajando en el ancho de banda IF, etc...

Errores direccionales ocurren cuando el comportamiento del sistema cambia después de la calibración. El principal causante de este fenómeno es la variación temporal, que podrá ser corregida realizando otra calibración adicional. Normalmente, realizando las medidas a misma temperatura ambiente estos errores no suelen ser muy significativos.

A.2 Calibración TRL. Su modelo de errores

Una de las técnicas de calibración más empleada para los dispositivos de dos puertos, debido a que es simple y precisa, es la calibración TRL (*Through Reflect Line*). Se aplica para reducir la incertidumbre en las medidas de un dispositivo y obtener sus parámetros reales.

La ventaja clave de este tipo de calibración es el empleo de las líneas de transmisión como los estándares de referencia, siendo éstas los elementos más simples en el medio microstrip.

Básicamente la calibración TRL consiste en tres pasos fundamentales. El primer paso se denomina THRU. Consiste en conectar los dos puertos de medida directamente o a través de una línea de transmisión corta. Durante el siguiente paso denominado REFLECT, en cada puerto se conecta una carga con un coeficiente de reflexión elevado. Por último, se realiza el paso LINE, en el que entre los dos puertos se conecta una línea de transmisión de longitud diferente de la empleada en el paso THRU.

Durante estos tres pasos se realizarán diez medidas para determinar ocho incógnitas, que corresponden a ocho términos de error en el modelo de errores de TRL:

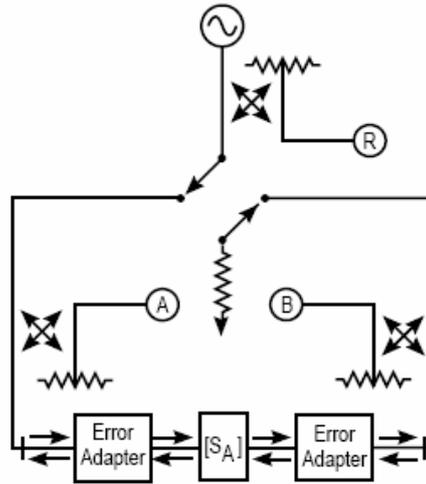


Figura A-3 Diagrama de bloque funcional para el sistema de corrección de errores de un dispositivo de dos puertos

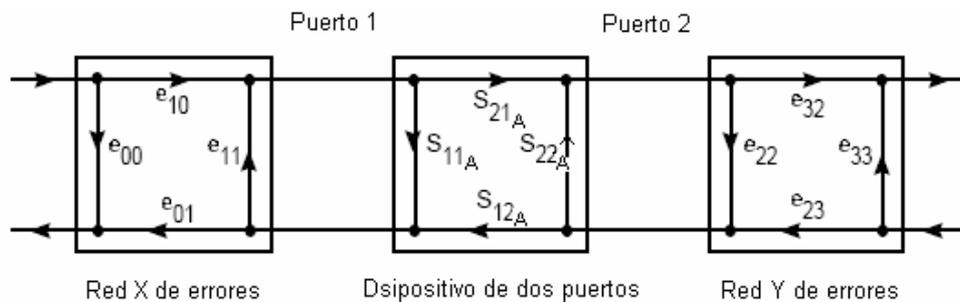


Figura A -4 El modelo de errores de 8 términos de TRL

Estos ocho términos de error del modelo TRL guardan unas relaciones específicas con diez términos del modelo de los errores sistemáticos, que son las siguientes:

$$\begin{aligned}
 e_{10} e_{01} &= E_{RF} & e_{23} e_{32} &= E_{RR} \\
 e_{00} &= E_{DF} & e_{33} &= E_{DR} \\
 e_{11} &= E_{SF}, E_{LR} & e_{22} &= E_{SR}, E_{LF}, \\
 e_{10} e_{32} &= E_{TF} & e_{01} e_{23} &= E_{TR}
 \end{aligned}
 \quad [A-1]$$

Se observa que no se incluyen los parámetros de aislamiento (E_{XF} , E_{XR}), que se pueden obtener mediante dos medidas adicionales. Aislamiento hacia delante (forward) y hacia atrás (reverse) es medido como la corriente (diafonía) provocada por el puerto 1 en el puerto 2 y viceversa en el otro caso. Normalmente, se puede prescindir de las medidas de aislamiento al no ser que el dispositivo bajo test posee grandes pérdidas (mayores que 70 dB).

A.3 Obtención teórica de los ocho parámetros de error del modelo TRL

En el proceso de cálculo durante la calibración se emplean los parámetros T:

$$[T_M] = [T_X][T_A][T_Y] \quad [A-2]$$

donde $[T_M]$ son los parámetros T del dispositivo medidos incluyendo los errores, $[T_A]$ son los parámetros T reales buscados del dispositivo y $[T_X]$ y $[T_Y]$ son los parámetros de las redes de error a la entrada y a la salida del dispositivo.

Los parámetros T guardan la siguiente relación con los parámetros S:

$$[T_M] = \begin{bmatrix} T_{11}^M & T_{12}^M \\ T_{21}^M & T_{22}^M \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21}^M} \begin{bmatrix} S_{21}^M S_{12}^M - S_{11}^M S_{22}^M & S_{11}^M \\ -S_{22}^M & 1 \end{bmatrix} \quad [A-3]$$

$$[T_A] = \begin{bmatrix} T_{11}^A & T_{12}^A \\ T_{21}^A & T_{22}^A \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21}^A} \begin{bmatrix} S_{21}^A S_{12}^A - S_{11}^A S_{22}^A & S_{11}^A \\ -S_{22}^A & 1 \end{bmatrix} \quad [A-4]$$

$$[T_X] = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{10}} \begin{bmatrix} e_{10}e_{01} - e_{00}e_{11} & e_{00} \\ -e_{11} & 1 \end{bmatrix} \quad [A-5]$$

$$[T_Y] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{32}} \begin{bmatrix} e_{32}e_{23} - e_{22}e_{33} & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{bmatrix} \quad [A-6]$$

- Primer paso: THRU

En este paso los dos puertos se conectan directamente o mediante una línea de transmisión corta con una constante de propagación desconocida y con una impedancia característica determinada.

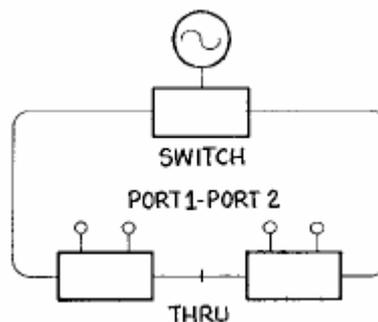


Figura A-5 Paso THRU

Quedando la expresión de los parámetros T como:

$$[T_M] = [T_X][T_A][T_Y] \quad [A-7]$$

Como $[T_{Ad}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, ya que $S_{11}^{Ar} \approx S_{22}^{Ar} \approx 0$ y $S_{12}^{Ar} \approx S_{21}^{Ar} \approx 1$; en estas condiciones se transmitiría toda la señal y nada se reflejaría, quedando la expresión de arriba como:

$$[T_{Md}] = [T_X][T_Y] \quad [\text{A-8}]$$

- Segundo paso: LINE

Durante este paso entre los dos puertos se conecta una línea de transmisión de longitud y constante de propagación desconocidos, pero de una impedancia característica determinada, misma que la del paso anterior.

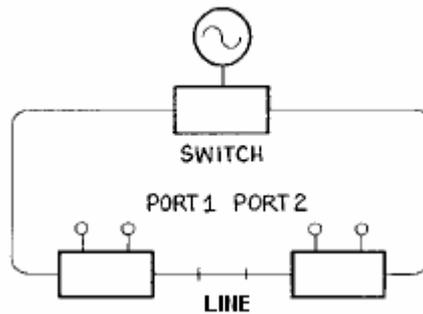


Figura A-6 Paso LINE

En este caso la expresión de los parámetros T queda como:

$$[T_{Md}] = [T_X][T_{Ad}][T_Y] \quad [\text{A-9}]$$

donde $[T_{Ad}] = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{\gamma l} \end{bmatrix}$, ya que $S_{11}^{Ad} \approx S_{22}^{Ad} \approx 0$ toda la señal se tiene que transmitir.

Por un lado, del primer paso podemos despejar la matriz de los errores de salida de [A-8]:

$$[T_Y] = [T_X]^{-1}[T_{Md}] \quad [\text{A-10}]$$

Se sustituye la expresión [A-10] en [A-9]:

$$[T_{Md}][T_{Md}]^{-1}[T_X] = [T_X][T_{Ad}] \quad [\text{A-11}]$$

Se llama al producto de la matriz de los parámetros medidos en el paso LINE por la matriz inversa de los parámetros medidos en el paso THRU como matriz [M]:

$$[M] = [T_{Md}][T_{Md}]^{-1} \quad [\text{A-12}]$$

Entonces se puede reescribir la expresión [A-11] como:

$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{\gamma l} \end{bmatrix} \quad [\text{A-13}]$$

De esta igualdad se puede obtener cuatro ecuaciones:

$$\left. \begin{aligned} m_{11}x_{11} + m_{12}x_{21} &= x_{11}e^{-\lambda} \\ m_{21}x_{11} + m_{22}x_{21} &= x_{21}e^{-\lambda} \end{aligned} \right\} \quad \text{[A-14]}$$

$$\left. \begin{aligned} m_{11}x_{12} + m_{12}x_{22} &= x_{12}e^{\lambda} \\ m_{21}x_{12} + m_{22}x_{22} &= x_{22}e^{\lambda} \end{aligned} \right\} \quad \text{[A-15]}$$

Se igualan las dos ecuaciones de [A-14], ya que

$$\left. \begin{aligned} m_{11} + m_{12} \frac{x_{21}}{x_{11}} &= e^{-\lambda} \\ m_{21} \frac{x_{11}}{x_{21}} + m_{22} &= e^{-\lambda} \end{aligned} \right\}, \text{ obteniendo:}$$

$$m_{11} + m_{12} \frac{x_{21}}{x_{11}} = m_{21} \frac{x_{11}}{x_{21}} + m_{22} \quad \text{[A-16]}$$

Se llevan todos los componentes a la izquierda, se multiplica por el término $\frac{x_{11}}{x_{21}}$ y se iguala a cero, quedando la expresión [A-16] como:

$$m_{21} \left(\frac{x_{11}}{x_{21}} \right)^2 + (m_{22} - m_{11}) \left(\frac{x_{11}}{x_{21}} \right) - m_{12} = 0 \quad \text{[A-17]}$$

donde la relación $\frac{x_{11}}{x_{21}}$ a partir de [A-5] se puede reescribir como:

$$\frac{x_{11}}{x_{21}} = \frac{e_{10}e_{01} - e_{00}e_{11}}{-e_{11}} = e_{00} - \frac{e_{10}e_{01}}{e_{11}} \quad \text{[A-18]}$$

Se define la relación $\frac{x_{11}}{x_{21}} = a$ y se resuelve la ecuación de segundo grado [A-17]:

$$m_{21}a^2 + (m_{22} - m_{11})a - m_{12} = 0 \quad \text{[A-19]}$$

$$a = \frac{-(m_{22} - m_{11}) \pm \sqrt{(m_{22} - m_{11})^2 + 4m_{21}m_{12}}}{2m_{21}} \quad \text{[A-20]}$$

Ahora se resuelve de igual manera las dos ecuaciones [A-15]:

$$m_{11} + m_{12} \frac{x_{22}}{x_{12}} = m_{21} \frac{x_{12}}{x_{22}} + m_{22} \quad \text{[A-21]}$$

Se llevan los términos a la izquierda de la igualdad y se multiplican por el término $\frac{x_{12}}{x_{22}}$, obteniendo:

$$m_{21} \left(\frac{x_{12}}{x_{22}} \right)^2 + (m_{22} - m_{11}) \left(\frac{x_{12}}{x_{22}} \right) - m_{12} = 0 \quad \text{[A-22]}$$

Se define la relación $\frac{x_{12}}{x_{22}} = b$ y se resuelve la ecuación de segundo orden:

$$b = \frac{-(m_{22} - m_{11}) \pm \sqrt{(m_{22} - m_{11})^2 + 4m_{21}m_{12}}}{2m_{21}} \quad [\text{A-23}]$$

Se observa que las soluciones [A-23] y [A-20] son idénticas, pero sabiendo que:

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{x_{11}}{x_{21}} = e_{00} - \frac{e_{10}e_{01}}{e_{11}} \\ b &= \frac{x_{12}}{x_{22}} = e_{00} \end{aligned} \right\} \quad [\text{A-24}]$$

Se sabe, que $a > b$ para un reflectómetro típico. Entonces, a partir del desarrollo realizado se obtienen las siguientes relaciones importantes:

$$e_{00} = b = \frac{-(m_{22} - m_{11}) \pm \sqrt{(m_{22} - m_{11})^2 + 4m_{21}m_{12}}}{2m_{21}} \quad [\text{A-25}]$$

$$\frac{e_{10}e_{01}}{e_{11}} = b - a \quad [\text{A-26}]$$

Por el otro lado, del primer paso se puede despejar la matriz de los errores de entrada y realizar un desarrollo idéntico al que hemos hecho para la matriz de errores de salida arriba.

$$[T_X] = [T_Y]^{-1}[T_{Mt}] \quad [\text{A-27}]$$

Se sustituye esta expresión de nuevo en [A-9], obteniendo:

$$[T_Y][T_{Mt}]^{-1}[T_{Md}] = [T_{Ad}][T_Y] \quad [\text{A-28}]$$

Se define al producto de la matriz inversa de parámetros de medida en el paso THRU y la matriz de parámetros de medida en el paso LINE como matriz N:

$$[N] = [T_{Mt}]^{-1}[T_{Md}] \quad [\text{A-29}]$$

Reescribiendo la expresión [A-28] más detalladamente se obtiene:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} \\ n_{21} & n_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma} & 0 \\ 0 & e^{\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \quad [\text{A-30}]$$

Desarrollando el sistema obtenemos cuatro ecuaciones:

$$\left. \begin{aligned} y_{11}n_{11} + y_{12}n_{21} &= y_{11}e^{-\gamma} \\ y_{11}n_{12} + y_{12}n_{22} &= y_{12}e^{-\gamma} \end{aligned} \right\} \quad [\text{A-31}]$$

$$\left. \begin{aligned} y_{21}n_{11} + y_{22}n_{21} &= y_{21}e^{\lambda} \\ y_{21}n_{12} + y_{22}n_{22} &= y_{22}e^{\lambda} \end{aligned} \right\} \quad [\text{A-32}]$$

Se desarrollan las ecuaciones [A-31] hasta obtener una ecuación de segundo orden, de manera equivalente a la realizada para la matriz M:

$$n_{11} + \frac{y_{12}}{y_{11}}n_{21} = \frac{y_{11}}{y_{12}}n_{12} + n_{22} \quad [\text{A-33}]$$

Se multiplica la expresión [A-33] por :

$$n_{12} \left(\frac{y_{11}}{y_{12}} \right)^2 + (n_{22} - n_{11}) \left(\frac{y_{11}}{y_{12}} \right) - n_{21} = 0 \quad [\text{A-34}]$$

Resolviendo la ecuación dada, definiendo la relación $\frac{y_{11}}{y_{12}} = c$, se obtiene:

$$c = \frac{-(n_{22} - n_{11}) \pm \sqrt{(n_{22} - n_{11})^2 + 4n_{21}n_{12}}}{2n_{12}} \quad [\text{A-35}]$$

Además se conoce de [A-6], que:

$$\frac{y_{11}}{y_{12}} = \frac{e_{32}e_{23}}{e_{22}} - e_{33} = c \quad [\text{A-36}]$$

Se realiza el mismo desarrollo con las ecuaciones [A-32], obteniendo:

$$n_{11} + \frac{y_{22}}{y_{21}}n_{21} = \frac{y_{21}}{y_{22}}n_{12} + n_{22} \quad [\text{A-37}]$$

$$n_{12} \left(\frac{y_{21}}{y_{22}} \right)^2 + (n_{22} - n_{11}) \left(\frac{y_{21}}{y_{22}} \right) - n_{21} = 0 \quad [\text{A-38}]$$

Se soluciona la ecuación [A-38]:

$$d = \frac{y_{21}}{y_{22}} = \frac{-(n_{22} - n_{11}) \pm \sqrt{(n_{22} - n_{11})^2 + 4n_{21}n_{12}}}{2n_{12}} \quad [\text{A-39}]$$

Conociendo que $d = \frac{y_{21}}{y_{22}} = -e_{33}$ y [A-36], c y d tienen que cumplir:

$$\frac{e_{32}e_{23}}{e_{22}} = c - d \quad [\text{A-40}]$$

Además ahora tenemos definido otro término de error:

$$e_{33} = -d$$

[A-41]

- Tercer paso: REFLECT

Durante este paso a ambos puertos se les conecta una carga con un elevado coeficiente de reflexión, idéntico para ambos puertos.

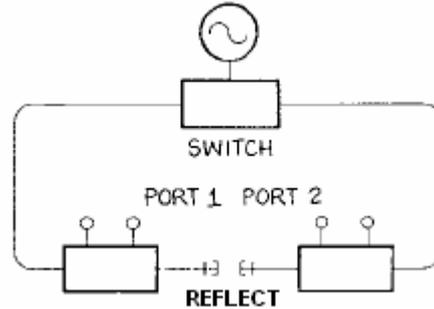


Figura A-7 Paso REFLECT

- Reflexión en el puerto 1

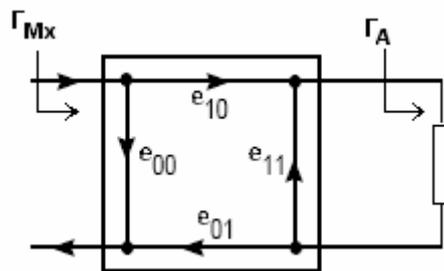


Figura A-8 Medida del coeficiente de reflexión en el puerto 1

Γ_A es el coeficiente de reflexión desconocido de la carga en el puerto 1 y Γ_{Mx} es el coeficiente de reflexión medido. Conociendo la expresión del coeficiente de reflexión en función de los parámetros S se puede escribir:

$$\Gamma_{Mx} = e_{00} + \frac{e_{10}e_{01}\Gamma_A}{1 - e_{11}\Gamma_A} \quad [A-42]$$

De [A-42] se obtiene la expresión del parámetro Γ_A :

$$(\Gamma_{Mx} - e_{00})\left(\frac{1}{\Gamma_A} - e_{11}\right) = e_{10}e_{01}$$

$$\frac{1}{\Gamma_A} = \frac{e_{10}e_{01}}{\Gamma_{Mx} - e_{00}} + e_{11} = \frac{e_{10}e_{01} + \Gamma_{Mx}e_{11} - e_{00}e_{11}}{\Gamma_{Mx} - e_{00}}$$

entonces:

$$\Gamma_A = \frac{\Gamma_{Mx} - e_{00}}{e_{10}e_{01} + e_{11}(\Gamma_{Mx} - e_{00})} = \frac{1}{e_{11}} \frac{(e_{00} - \Gamma_{Mx})}{\left(e_{00} - \frac{e_{10}e_{01}}{e_{11}} - \Gamma_{Mx}\right)} \quad [A-43]$$

Se sustituye en la relación de arriba las expresiones de [A-24], para obtener el valor del parámetro Γ_A en función de las variables ya calculadas:

$$\Gamma_A = \frac{1}{e_{11}} \frac{b - \Gamma_{Mx}}{a - \Gamma_{Mx}} \quad [\text{A-44}]$$

- Reflexión en el puerto 2

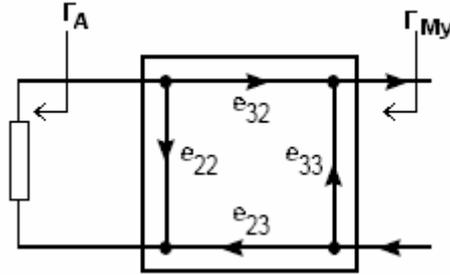


Figura A-9 Medida del coeficiente de reflexión en el puerto 2

Γ_A es el coeficiente de reflexión de la carga conectada al puerto 2, del mismo valor que el conectado al puerto 1 y Γ_{My} es el coeficiente medido. Se obtiene el valor del coeficiente medido mediante los parámetros S:

$$\Gamma_{My} = e_{33} + \frac{e_{23}e_{32}\Gamma_A}{1 - e_{22}\Gamma_A} \quad [\text{A-45}]$$

Se desarrolla esta expresión para encontrar el valor del coeficiente Γ_A en función de los parámetros de error:

$$\begin{aligned} (\Gamma_{My} - e_{33})\left(\frac{1}{\Gamma_A} - e_{22}\right) &= e_{23}e_{32} \\ \frac{1}{\Gamma_A} &= \frac{e_{23}e_{32}}{\Gamma_{My} - e_{33}} + e_{22} = \frac{e_{23}e_{32} + e_{22}(\Gamma_{Mx} - e_{00})}{\Gamma_{My} - e_{33}} \\ \Gamma_A &= \frac{1}{e_{22}} \frac{\Gamma_{My} - e_{33}}{e_{23}e_{32} - e_{33} + \Gamma_{My}} \end{aligned} \quad [\text{A-46}]$$

Se expresa ahora el coeficiente Γ_A en función de las variables obtenidas en el paso LINE, empleando las expresiones [A-36] y [A-41]:

$$\Gamma_A = \frac{1}{e_{22}} \frac{d + \Gamma_{Mx}}{c + \Gamma_{Mx}} \quad [\text{A-47}]$$

Iguando las expresiones obtenidas para Γ_A [A-44] y [A-47]:

$$\frac{1}{e_{11}} \frac{b - \Gamma_{Mx}}{a - \Gamma_{Mx}} = \frac{1}{e_{22}} \frac{d + \Gamma_{Mx}}{c + \Gamma_{Mx}}$$

$$\frac{1}{e_{11}} = \frac{1}{e_{22}} \left(\frac{d + \Gamma_{Mx}}{c + \Gamma_{Mx}} \right) \left(\frac{a - \Gamma_{Mx}}{b - \Gamma_{Mx}} \right) \quad [\text{A-48}]$$

Para resolver esta expresión en los términos conocidos se acude a la medida del coeficiente de reflexión realizada en el primer paso.

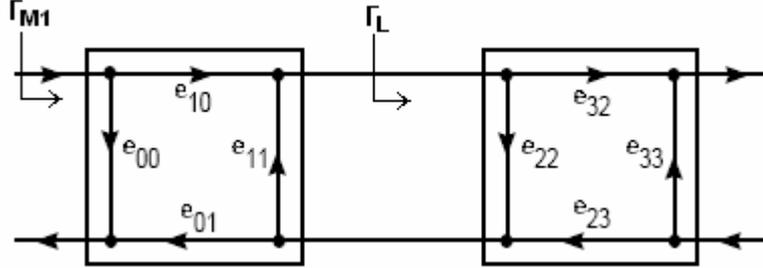


Figura A-10 Medida del coeficiente de reflexión en el paso THRU

La expresión del coeficiente de reflexión medido (Γ_{M1}) en función de los parámetros S, teniendo en cuenta que $\Gamma_L = e_{22}$ es:

$$\Gamma_{M1} = e_{00} + \frac{e_{01}e_{10}e_{22}}{1 - e_{11}e_{22}} \quad [\text{A-49}]$$

Por analogía de los desarrollos anteriores para obtener Γ_A , se obtiene la expresión de e_{22} :

$$e_{22} = \frac{1}{e_{11}} \frac{b - \Gamma_{M1}}{a - \Gamma_{M1}} \quad [\text{A-50}]$$

Sustituyendo esta expresión obtenida para e_{22} en [A-48], se consigue determinar otro término de error en función de los parámetros conocidos:

$$e_{11} = \left[\left(\frac{b - \Gamma_{M1}}{a - \Gamma_{M1}} \right) \left(\frac{c + \Gamma_{Mx}}{d + \Gamma_{Mx}} \right) \left(\frac{b - \Gamma_{Mx}}{a - \Gamma_{Mx}} \right) \right]^{1/2} \quad [\text{A-51}]$$

Todavía faltan por definir dos términos ($e_{10} e_{32}$) y ($e_{01} e_{23}$). Para ello se volverá otra vez al paso THRU, en el que las relaciones entre los parámetros son más simples. Se reescribe la relación [A-8] en función de los elementos de las matrices:

$$\begin{bmatrix} T_{11}^{Mt} & T_{12}^{Mt} \\ T_{21}^{Mt} & T_{22}^{Mt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$$

Expresando los parámetros T en función de los parámetros S:

$$\frac{1}{S_{21}^{Mt}} \begin{bmatrix} S_{21}^{Mt} S_{12}^{Mt} - S_{11}^{Mt} S_{22}^{Mt} & S_{11}^{Mt} \\ -S_{22}^{Mt} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{11}y_{11} + x_{12}y_{21} & x_{11}y_{12} + x_{12}y_{22} \\ x_{21}y_{11} + x_{22}y_{21} & x_{21}y_{12} + x_{22}y_{22} \end{bmatrix} \quad [\text{A-52}]$$

Se despeja el valor de $\frac{1}{S_{21}^{Mt}}$ y se sustituyen los parámetros T de los términos de errores (x_{ij} e y_{ij}) por los parámetros S:

$$\frac{1}{S_{21}^{Mt}} = x_{21}y_{12} + x_{22}y_{22} = -\frac{e_{11}}{e_{10}} \frac{e_{22}}{e_{32}} + \frac{1}{e_{10}} \frac{1}{e_{32}} \quad [\text{A-53}]$$

De esta expresión se puede despejar el primer término que faltaba por encontrar:

$$\boxed{e_{10}e_{32} = S_{21}^{Mt}(1 - e_{11}e_{22})} \quad [\text{A-54}]$$

Para obtener el último término que falta se acude a la expresión de S_{12}^{Mt} en función de los parámetros T (ver Anexo B):

$$\begin{aligned} S_{12}^{Mt} &= \frac{\Delta T^{Mt}}{T_{22}^{Mt}} = \frac{T_{11}^{Mt}T_{22}^{Mt} - T_{21}^{Mt}T_{12}^{Mt}}{T_{22}^{Mt}} = \\ &= \frac{(x_{11}y_{11} + x_{12}y_{21})(x_{21}y_{12} + x_{22}y_{22}) - (x_{11}y_{12} + x_{12}y_{22})(x_{21}y_{11} + x_{22}y_{21})}{x_{21}y_{12} + x_{22}y_{22}} = \\ &= \frac{x_{11}y_{11}x_{21}y_{12} + x_{11}y_{11}x_{22}y_{22} + x_{12}y_{21}x_{21}y_{12} + x_{12}y_{21}x_{22}y_{22}}{x_{21}y_{12} + x_{22}y_{22}} - \\ &\quad - \frac{x_{11}y_{12}x_{21}y_{11} + x_{11}y_{12}x_{22}y_{21} + x_{12}y_{22}x_{21}y_{11} + x_{12}y_{22}x_{22}y_{21}}{x_{21}y_{12} + x_{22}y_{22}} = \\ &= \frac{x_{11}y_{11}x_{22}y_{22} + x_{12}y_{21}x_{21}y_{12} - x_{11}y_{12}x_{22}y_{21} - x_{12}y_{22}x_{21}y_{11}}{x_{21}y_{12} + x_{22}y_{22}} = \\ &= \frac{x_{11}x_{22}(y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}) - x_{12}x_{21}(y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21})}{x_{21}y_{12} + x_{22}y_{22}} = \\ &= \frac{(x_{11}x_{22} - x_{12}x_{21})(y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21})}{x_{21}y_{12} + x_{22}y_{22}} \quad [\text{A-55}] \end{aligned}$$

Sustituyendo los parámetros T por los parámetros S:

$$\frac{\frac{1}{e_{10}^2}(e_{10}e_{01} - e_{00}e_{11} + e_{00}e_{11})}{-\frac{e_{11}}{e_{10}} \frac{e_{22}}{e_{32}} + \frac{1}{e_{10}} \frac{1}{e_{32}}} \frac{1}{e_{32}^2}(e_{32}e_{23} - e_{22}e_{33} + e_{22}e_{33}) = \frac{e_{01}e_{23}}{1 - e_{11}e_{22}} = S_{12}^{Mt}$$

De esta relación se obtiene el término que faltaba:

$$e_{01}e_{23} = S_{12}^{Mt} (1 - e_{11}e_{22})$$

[A-56]

Se resumen, finalmente, los ocho términos hallados de la calibración TRL en función de los parámetros conocidos:

$$e_{00} = b$$

$$e_{11} = \left[\left(\frac{b - \Gamma_{M1}}{a - \Gamma_{M1}} \right) \left(\frac{c + \Gamma_{Mx}}{d + \Gamma_{Mx}} \right) \left(\frac{b - \Gamma_{Mx}}{a - \Gamma_{Mx}} \right) \right]^{1/2}$$

$$e_{22} = \frac{1}{e_{11}} \frac{b - \Gamma_{M1}}{a - \Gamma_{M1}}$$

$$e_{33} = -d$$

[A-57]

$$e_{10}e_{01} = (b - a)e_{11}$$

$$e_{32}e_{23} = (c - d)e_{22}$$

$$e_{10}e_{32} = S_{21}^{Mt} (1 - e_{11}e_{22})$$

$$e_{01}e_{23} = S_{12}^{Mt} (1 - e_{11}e_{22})$$

A.4 Obtención teórica de los parámetros S corregidos del dispositivo

Una vez obtenidos los ocho términos de error de TRL, se acude a la expresión [A-1] para encontrar los diez valores de los errores sistemáticos. Además se miden los términos de aislamiento.

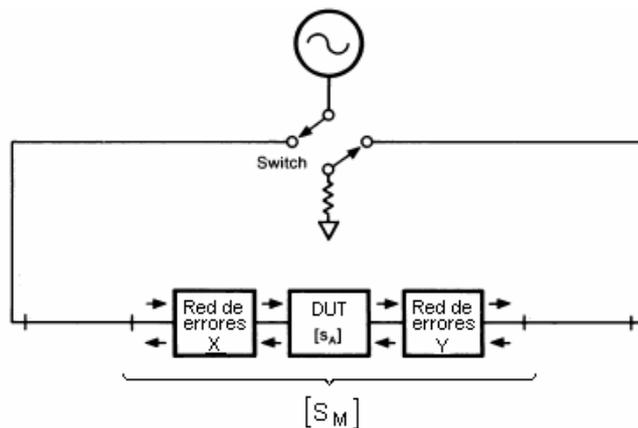


Figura A-11 Medición de los parámetros S del dispositivo

A partir de los valores de errores obtenidos y los parámetros S medidos del dispositivo se podrán obtener los parámetros S corregidos del dispositivo bajo test haciendo uso de las siguientes expresiones:

$$S_{11}^A = \frac{\left(\frac{S_{11}^M - E_{DF}}{E_{RF}}\right)\left(1 + \frac{S_{22}^M - E_{DR}}{E_{RR}} E_{SR}\right) - E_{LF} \left(\frac{S_{21}^M - E_{XF}}{E_{TF}}\right)\left(\frac{S_{12}^M - E_{XR}}{E_{TR}}\right)}{\left(1 + \frac{S_{11}^M - E_{DF}}{E_{RF}} E_{SF}\right)\left(1 + \frac{S_{22}^M - E_{DR}}{E_{RR}} E_{SR}\right) - E_{LR} E_{LF} \left(\frac{S_{21}^M - E_{XF}}{E_{TF}}\right)\left(\frac{S_{12}^M - E_{XR}}{E_{TR}}\right)}$$

$$S_{12}^A = \frac{\left(\frac{S_{12}^M - E_{XR}}{E_{TR}}\right)\left(1 + \frac{S_{11}^M - E_{DF}}{E_{RF}} (E_{SF} - E_{LR})\right)}{\left(1 + \frac{S_{11}^M - E_{DF}}{E_{RF}} E_{SF}\right)\left(1 + \frac{S_{22}^M - E_{DR}}{E_{RR}} E_{SR}\right) - E_{LR} E_{LF} \left(\frac{S_{21}^M - E_{XF}}{E_{TF}}\right)\left(\frac{S_{12}^M - E_{XR}}{E_{TR}}\right)}$$

$$S_{21}^A = \frac{\left(\frac{S_{21}^M - E_{XF}}{E_{TF}}\right)\left(1 + \frac{S_{22}^M - E_{DR}}{E_{RR}} (E_{SR} - E_{LF})\right)}{\left(1 + \frac{S_{11}^M - E_{DF}}{E_{RF}} E_{SF}\right)\left(1 + \frac{S_{22}^M - E_{DR}}{E_{RR}} E_{SR}\right) - E_{LR} E_{LF} \left(\frac{S_{21}^M - E_{XF}}{E_{TF}}\right)\left(\frac{S_{12}^M - E_{XR}}{E_{TR}}\right)}$$

$$S_{22}^A = \frac{\left(\frac{S_{22}^M - E_{DR}}{E_{RR}}\right)\left(1 + \frac{S_{11}^M - E_{DF}}{E_{RF}} E_{SF}\right) - E_{LR} \left(\frac{S_{21}^M - E_{XF}}{E_{TF}}\right)\left(\frac{S_{12}^M - E_{XR}}{E_{TR}}\right)}{\left(1 + \frac{S_{11}^M - E_{DF}}{E_{RF}} E_{SF}\right)\left(1 + \frac{S_{22}^M - E_{DR}}{E_{RR}} E_{SR}\right) - E_{LR} E_{LF} \left(\frac{S_{21}^M - E_{XF}}{E_{TF}}\right)\left(\frac{S_{12}^M - E_{XR}}{E_{TR}}\right)}$$

[A-58]

A.5 Diseño y fabricación de los estándares TRL

El analizador de redes disponible en nuestro laboratorio, modelo HP 8714-ES, no posee las herramientas necesarias para la realización de la calibración TRL, por lo tanto, se decide fabricar los estándares que son imprescindibles en el proceso. Para ello se tendrá que tener en cuenta los siguientes requisitos para cada uno de los estándares a realizar:

TRHU

- Longitud cero
 - Sin pérdidas y sin impedancia característica.
 - $S_{21} = S_{12} = 1 < 0^\circ$.
 - $S_{11} = S_{22} = 0$.
- Longitud diferente de cero
 - La impedancia característica del paso THRU ha de ser la misma que la de paso LINE.
 - No es necesario conocer la atenuación de la línea de transmisión.
 - Si durante este paso se desea establecer el plano de referencia, se tienen que conocer la fase de inserción o la longitud eléctrica de la línea. Si se desea especificar retardo cero, el plano de referencia ha de encontrarse en la mitad de la línea.

REFLECT

- Óptimamente el coeficiente de reflexión (Γ) ha de ser 1.0, pero su valor no es relevante.
- La fase de Γ tiene que estar dentro del rango de $\pm 1/4$ de la longitud de la onda ó $\pm 90^\circ$.
- Γ tiene que ser idéntico en ambos puertos.

- Si durante este paso se establece el plano de referencia, la respuesta de fase tiene que ser bien conocida y especificada.

LINE

- La impedancia característica (Z_0) de este paso establece la impedancia de referencia de la medida ($S_{11} = S_{22} = 0$). La impedancia de sistema ha de ser la misma que Z_0 de LINE.
- La fase de inserción de este paso ha de ser diferente que la del paso THRU. La diferencia entre ambos ha de ser entre $20^\circ - 60^\circ \pm 180 \cdot n$. La incertidumbre de la medida puede incrementarse significativamente cuando la fase de inserción es cerca de 0° o múltiplo entero de 180° .
- Óptima longitud de la línea de este paso ha de ser $\frac{1}{4}$ de la longitud de onda ó 90° de la fase de inserción en relación con respecto al paso THRU en la mitad del rango de frecuencia deseada.
- No es imprescindible conocer la atenuación.
- El valor de la fase de inserción se ha de encontrar dentro de $\pm \frac{1}{4}$ de la longitud de onda ó 90° .

Teniendo presentes estos requisitos se procederá a diseñar el kit de calibración TRL específico para el circuito del transistor polarizado fabricado en la etapa inicial de este PFC. Se realizará una implementación del diseño mediante *Microwave Office* y se tendrán en cuenta los parámetros físicos del sustrato ha emplear en la fabricación, Duroid RT6006. Las cuatro líneas estándar tendrán la misma impedancia característica de 50Ω y se situarán en una misma placa, según la siguiente configuración diseñada:

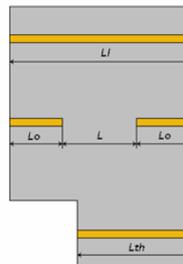


Figura A-12 Planteamiento posición líneas TRL

L_{TH} es la longitud de la línea del paso THRU, que será la suma de las longitudes de las líneas de transmisión de entrada y salida de 50Ω , que se introdujeron en el diseño final del circuito de transistor polarizado, para su conexión con los conectores. Recordamos:

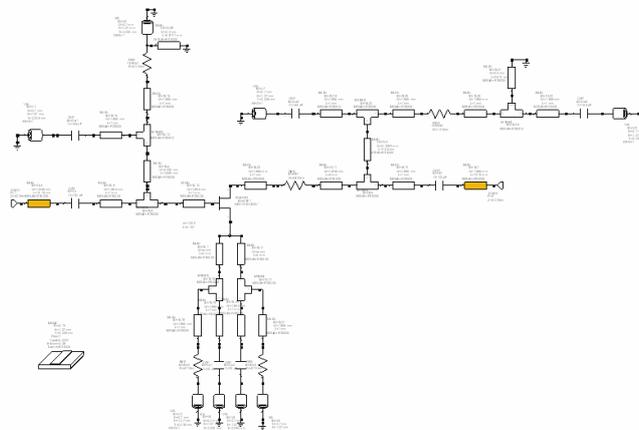


Figura A-13 Diseño final del transistor polarizado con las líneas seleccionadas del paso THRU

L_o es la longitud de la línea con alto coeficiente de reflexión del paso REFLECT, para la que se elige una línea de transmisión acabada en un circuito abierto. Su longitud es equivalente a la longitud de las líneas de transmisión de entrada y salida, introducidas en el circuito final del transistor polarizado, seleccionadas en la figura (A-12). L es la distancia entre las dos líneas con alto coeficiente de reflexión, que se considera de $\lambda/4$ para satisfacer uno de los requisitos establecidos para los estándares. Finalmente, L_L es la longitud de la línea del paso LINE, cuyo valor será la suma de L_{TH} y L . La distancia entre las líneas no es relevante, tiene que ser la suficiente para que no se produzcan acoplamientos indeseados.

Conociendo el valor de las líneas de entrada y salida del diseño final del transistor polarizado, se procede a realizar el diseño de las líneas TRL en *Microwave Office*, teniendo en cuenta las consideraciones sobre sus longitudes citadas arriba.

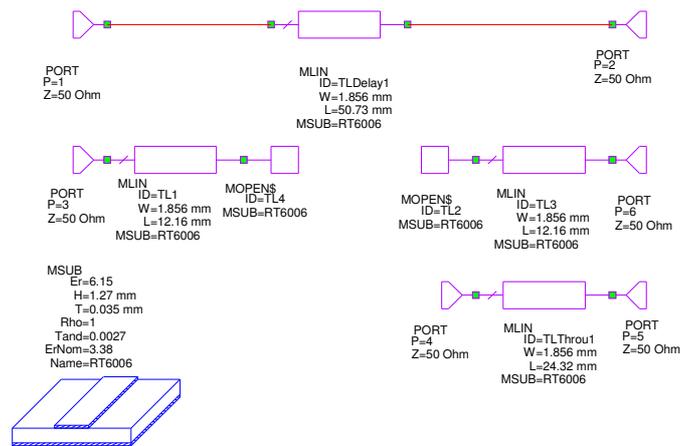


Figura A-14 Las líneas correspondientes a los pasos LINE, REFLECT y THRU (de arriba hacia abajo)

A partir del diseño realizado se genera su layout, que se puede visualizar fácilmente pinchando sobre el siguiente icono en *Microwave Office* . Como el programa muestra los componentes del layout desordenados, se ordenan debidamente, dejando entre las líneas espacio suficiente para que no se produzcan acoplamientos.

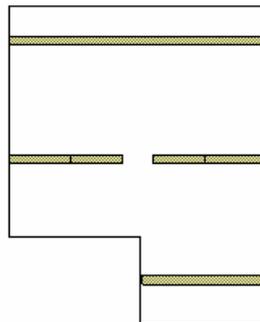


Figura A-15 Layout de las líneas estándar empleadas en calibración TRL

El layout obtenido se exporta como un archivo *Gerber*, para ser posteriormente importado en el programa para la edición de layout, *Circuit Cam*, siguiendo los pasos indicados en el apartado 3.1.4.1. Una vez importado el fichero, se crea el borde del circuito con los puntos de fijación necesarios para que la placa no se mueva, durante el proceso de delimitación del borde. También se determina el campo de vaciado de cobre y el tipo de broca para su realización. El

fichero final se exporta en formato **.lmd* para ser posteriormente importado en el software que controla la máquina fresadora modelo *LPKF C60/S, Board Master*.

Después de un sencillo proceso de fabricación, se obtiene una placa con todas las líneas necesarias para la realización de la calibración TRL

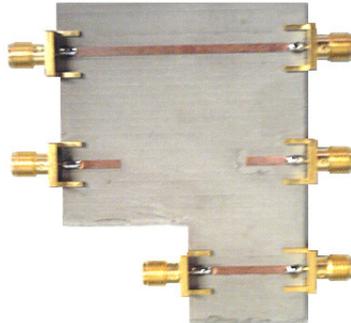


Figura A-16 Fotografía de las líneas estándar de calibración TRL fabricadas

A.6 Medida de los parámetros S en el proceso de calibración TRL

Una vez fabricadas las líneas estándar para el proceso de calibración, se puede proceder a realizar las medidas necesarias para determinar los ocho términos de error del modelo TRL. Para ello se emplea el analizador de redes disponible en el laboratorio cuyo modelo es HP 8714-ES. Antes de realizar las medidas es imprescindible calibrar el equipo (los pasos del proceso de calibración están descritos en el Anexo C).

Después de la calibración se realizan las medidas de los parámetros S de la línea THRU (figura A-16) y se guardan en un disquete, siguiendo las pautas orientativas descritas en el apartado 3.1.5 del capítulo 3.



Figura A-17 Medida de los parámetros S de la línea THRU

De igual forma, se miden y se guardan los parámetros S de las líneas de los pasos LINE y REFLECT.

Para reproducir las trazas obtenidas en cada uno de los pasos, los datos guardados se cargan en *Matlab* y se representan:

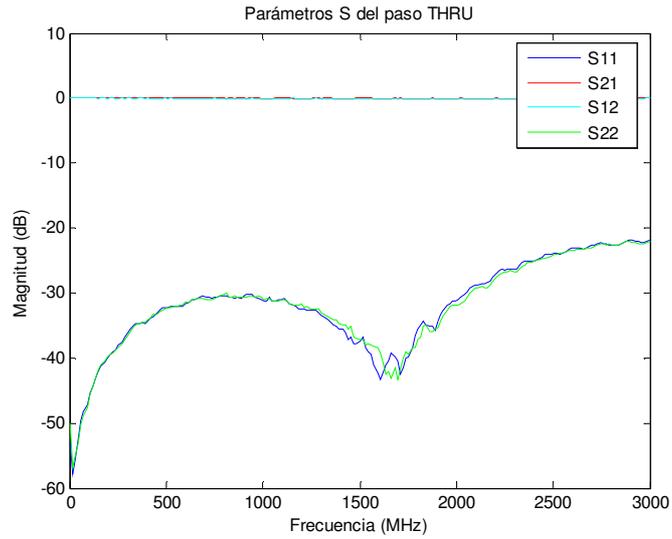


Figura A-18 Parámetros S obtenidos en el paso $TRHU$

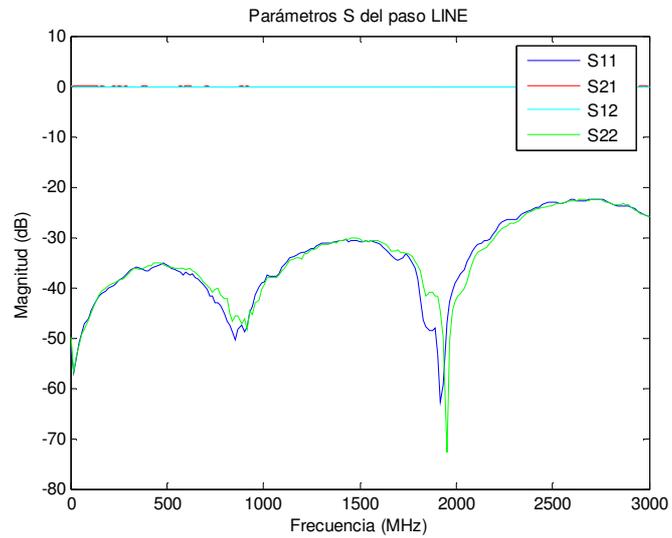


Figura A-19 Parámetros S obtenidos en el paso $LINE$

Como se puede observar en las dos gráficas anteriores los parámetros de transmisión, S_{12} y S_{21} , presentan un valor de 0 dB a lo largo de todo el rango de frecuencia. Esto se debe a que para una línea de 50Ω independientemente de su longitud se ha de transmitir toda la señal, lo que supone que el parámetro de transmisión, S_{21} , ha de alcanzar un valor cercano a 1, o sea, 0 en dB.

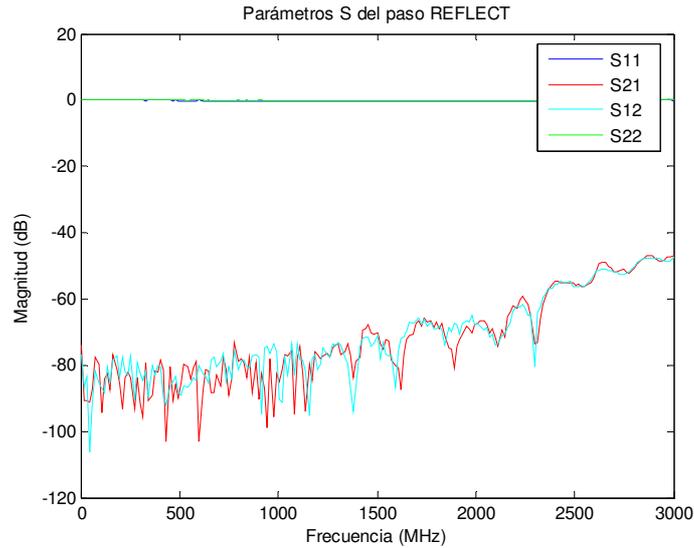


Figura A-20 Parámetros S obtenidos en el paso REFLECT

En el paso REFLECT a los dos puertos del analizador se les conecta una carga con un coeficiente de reflexión elevado y como se puede observar en la figura de arriba se obtienen unos valores de S_{11} y S_{22} muy próximos a 0 dB.

A.7 Cálculo de los parámetros S reales para el caso del transistor polarizado

Para realizar el cálculo de los parámetros S de un dispositivo de dos puertos se emplea la expresión [A-58] en la que aparecen los parámetros S del dispositivo medidos y los doce términos de errores sistemáticos. Diez de estos doce términos se pueden obtener a partir de los ocho términos de error del modelo TRL, tal y como lo muestra la expresión [A-1]. Para calcular los ocho términos de error del modelo TRL para el circuito del transistor polarizado, además de los valores de los parámetros S medidos de los pasos THRU, LINE y REFLECT se necesitan los parámetros S medidos.

Siguiendo el desarrollo matemático expuesto en el apartado A.3 y empleando las medidas obtenidas, se crea en *Matlab* un fichero con operaciones a realizar. Inicialmente, se cargan todas las medidas de los parámetros S obtenidos y se convierten a los parámetros de transmisión T, para facilitar las operaciones (Anexo B). Se encuentran las matrices M y N según las expresiones [A-12] y [A-29] y se resuelven las ecuaciones de segundo grado de las relaciones [A-27] y [A-34], cuyas raíces se encuentran mediante las expresiones:

$$x = \frac{-(m_{22} - m_{11}) \pm \sqrt{(m_{22} - m_{11})^2 + 4m_{21}m_{12}}}{2m_{21}}$$

$$y = \frac{-(n_{22} - n_{11}) \pm \sqrt{(n_{22} - n_{11})^2 + 4n_{21}n_{12}}}{2n_{12}}$$

De cada expresión se obtienen dos raíces: $x_1 = a$, $x_2 = b$ e $y_1 = c$, $y_2 = d$, que además deben cumplir $a > b$ y $c > d$.

Los ocho términos de error se calculan empleando las siguientes relaciones:

$$e_{00} = b$$

$$e_{11} = \left[\left(\frac{b - S_{11}^{Rm}}{a - S_{11}^{Rm}} \right) \left(\frac{c + S_{22}^{Rm}}{d + S_{22}^{Rm}} \right) \left(\frac{b - S_{11}^{Tm}}{a - S_{11}^{Tm}} \right) \right]^{1/2}$$

$$e_{22} = \frac{1}{e_{11}} \frac{b - S_{11}^{Tm}}{a - S_{11}^{Tm}}$$

$$e_{33} = -d$$

$$e_{10}e_{01} = (b - a)e_{11}$$

$$e_{32}e_{23} = (c - d)e_{22}$$

$$e_{10}e_{32} = S_{21}^{Mt} (1 - e_{11}e_{22})$$

$$e_{01}e_{23} = S_{12}^{Mt} (1 - e_{11}e_{22})$$

Donde a , b , c y d son las raíces encontradas, S^{Tm} son los parámetros S medidos en el paso THRU, S^{Rm} los parámetros medidos en el paso REFLECT y S^{Mt} son los parámetros S medidos del transistor polarizado.

Una vez obtenidos los ocho términos de error del modelo TRL se emplean las relaciones de [A-1] para encontrar los diez términos correspondientes a errores sistemáticos. Los parámetros de aislamiento E_{XF} y E_{XR} son dos medidas adicionales que hay que realizar con el dispositivo de medida para concluir con el cálculo de los doce términos de errores sistemáticos. Teniendo los valores de estos doce términos y de los parámetros S del dispositivo de dos puertos, se sustituyen en las expresiones [A-58] para obtener los parámetros corregidos del dispositivo.

En nuestro caso no se pueden encontrar los parámetros de aislamiento E_{XF} y E_{XR} , debido a que el dispositivo de medida empleado, analizador de redes modelo HP 8714-ES, no dispone de las opciones necesarias para ello.

A.8 Conclusiones

Lo que se pretendía en este apartado, es realizar un estudio exhaustivo de una técnica de calibración llamada TRL, que permite determinar los parámetros S reales de un dispositivo no coaxial de dos puertos, eliminando los efectos introducidos por el equipo de medida tras un proceso matemático. Para la realización del proceso de calibración es necesario de disponer de unos estándares implementados con líneas de transmisión.

Los equipos de analizadores de redes actuales incorporan una opción para la calibración TRL, que permite obtener de manera automática los parámetros S corregidos del dispositivo. Lamentablemente, nuestro equipo de medida no dispone de esta opción. Por tanto, se ha intentado realizar este proceso de calibración de forma manual para el caso del circuito de transistor polarizado implementado en 3.1. Primero, se fabrican los estándares requeridos para los pasos THRU, LINE y REFLECT, cumpliendo con los requisitos definidos en A.5. Segundo, se miden los parámetros en cada paso. Tercero, los parámetros medidos de los pasos de calibración y los parámetros medidos del circuito de transistor polarizado se emplean, según el desarrollo matemático estudiado a lo largo de este apartado, para el cálculo de los parámetros S del circuito corregidos. Sin embargo, en nuestro caso no ha sido posible llevar a cabo el proceso

de cálculo hasta el final, debido a la falta de parámetros necesarios, que ha sido imposible de determinar con nuestro equipo de medida. Por lo tanto, el método de calibración TRL se deja como futura línea de mejora, que será posible en el caso de adquisición de un equipo, que permita su realización.

Anexo B. Parámetros T

Los parámetros de transferencia o parámetros T de un dispositivo de dos puertos se representan por una matriz, que está estrechamente relacionada con la matriz de los parámetros S. Sus términos se pueden expresar mediante relaciones entre las señales normalizadas incidentes y reflejadas en cada uno de los puertos:

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

La ventaja de los parámetros T con respecto a los parámetros S es que pueden ser empleados para determinar fácilmente los efectos de dos o más dispositivos de dos puertos en cascada, simplemente multiplicando las matrices de sus parámetros T asociadas. Es decir, si se tiene tres dispositivos de dos puertos con las siguientes matrices asociadas: (T_1) , (T_2) y (T_3) y se conectan en cascada, la resultante matriz T se obtendrá como:

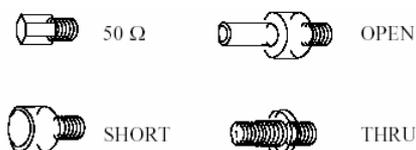
$$(T_T) = (T_1)(T_2)(T_3)$$

Así como los parámetros S, los parámetros T son valores complejos y existe una relación directa entre ambos, que se puede reflejar mediante las siguientes ecuaciones:

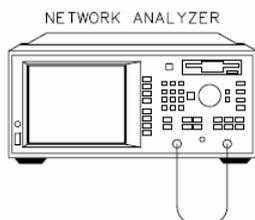
	Matriz S	Matriz T
Matriz S	$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{T_{12}}{T_{22}} & \frac{\det(T)}{T_{22}} \\ \frac{1}{T_{22}} & \frac{-T_{21}}{T_{22}} \end{pmatrix}$
Matriz T	$\begin{pmatrix} \frac{-\det(S)}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ \frac{-S_{22}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix}$

Anexo C. Calibración de Analizador de Redes.

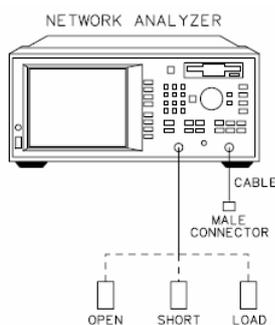
Para la calibración del analizador de redes necesitaremos de un kit de calibración, que contiene los siguientes circuitos:



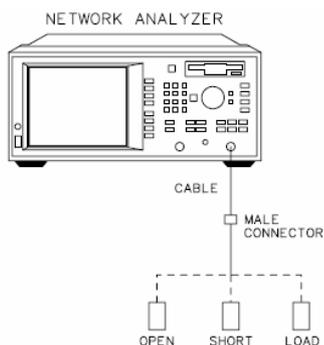
1. Se pulsa el botón “CAL”, situado en el panel de control del equipo, para empezar con el proceso de calibración.
2. En la parte derecha de la pantalla, junto a los botones, aparecen varias opciones de calibración, elegimos la opción “User 2-Port” pulsando el botón correspondiente. La siguiente pantalla nos ofrece la misma opción, que seleccionamos pulsando el botón más próximo.
3. Se conecta la línea *through* entre dos puertos, tal y como nos indica el mensaje que aparece en la pantalla y marcamos el botón correspondiente a la opción “Measure Standard”.



4. Se conecta el circuito *open* en el puerto 1 y se pulsa el botón de “Measure Standard”.
5. Se conecta el circuito de *short* en el puerto 1 y se pulsa “Measure Standard”.
6. Por último se conecta la carga en el puerto 1 y se pulsa “Measure Standard”.



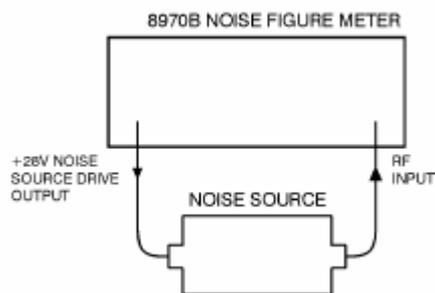
7. Los pasos 4, 5 y 6 se repiten para el puerto 2.



Anexo D. Chequeo de funcionamiento de fuente de ruido

Antes de empezar a emplear la fuente de ruido en nuestras mediciones, realizaremos un sencillo chequeo de funcionamiento de la fuente de ruido, para ello seguiremos los siguientes pasos:

1. Quitar todos los cables de la entrada del medidor de ruido, presionar la tecla "PRESET" y asegurarse que en los display aparezcan los mensajes: "30 MHz" en el de la izquierda y "-- FdB" en el de la derecha.
2. Conectar la fuente de ruido al medidor.



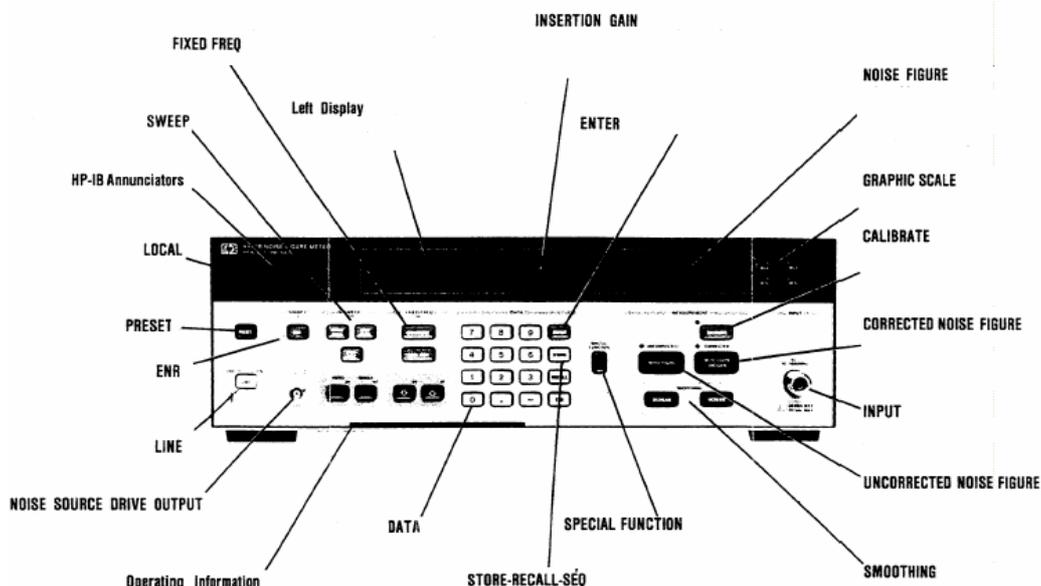
3. Introducir frecuencia de 100 MHz, para ello hay que pulsar los siguientes botones:



4. Establecer la función especial 5.3, que nos permitirá introducir el valor de ENR (Exceso Noise Ratio) a 100 MHz dado por el fabricante de la fuente.



5. Introducir el valor de ENR a 100 MHz proporcionado por el fabricante en la etiqueta de la fuente de ruido.
6. En el display de la derecha del medidor de ruido debe aparecer un valor menor de 7.4 dB, si la fuente de ruido funciona correctamente.



Anexo E. Introducción de la tabla de ENR al Medidor de la Figura de Ruido

El medidor de ruido permite guardar los datos de cinco fuentes diferentes. Antes de realizar las medidas de la figura del ruido tenemos que asegurarnos que la tabla de ENR de la fuente que vamos a emplear en la operación se encuentre almacenada en la memoria del medidor. Comprobaremos primero los datos guardados en la tabla cero, llamada tabla de referencia, para ello deberemos marcar:



Aparecerán cinco dígitos que corresponden con los cinco últimos dígitos del número de serie de la fuente, si el número no coincide se comprueba en cuatro tablas restantes, marcando:



X es el número de la tabla, que puede ser entre 1 y 4. Si no se encuentran los datos de la fuente a emplear se tienen que introducir los valores de la tabla, para ello se realizan los siguientes pasos:

1. Se pulsa el botón “ENR” en el panel del medidor y en los displays aparecerá:



FFFF corresponderá al valor de la frecuencia, EEEE es el valor de ENR correspondiente a la frecuencia, N°T es el número de tabla y N°D es la posición del dato en la tabla.

2. Se introduce el valor de la frecuencia cuando el display empiece a parpadear y presionamos “Enter”, si se equivoca antes de presionar “Enter” es suficiente con presionar “Noise Figure” para modificar el valor, si, en cambio, se equivoca después de presionar “Enter” hay que emplear los botones de “Down arrow” y “Up arrow” para corregir el valor.
3. Una vez introducida la frecuencia empieza a parpadear el display de ENR, se marca su valor se presiona “Enter”, si ocurre un error se modifica de manera explicada en el paso 2.
4. Introducidos los valores de frecuencia y de ENR correspondientes se incrementa en unidad el número de posición en la tabla y se repiten los pasos 2 y 3 hasta introducir la tabla entera.
5. Para almacenar toda la información introducida es preciso marcar:



Anexo F. Conectores SMA

Los conectores SMA (*SubMiniature version A*) son los conectores coaxiales RF desarrollados en el año 1960 como una interfaz de conexión mínima de cable coaxial. Se pueden emplear a cualquier frecuencia comprendida entre continua (DC) y 18 GHz. El tipo de acoplamiento que suelen presentar los conectores de esta familia es roscado (threaded) y, tienen una impedancia de 50Ω .

En cuanto a las posibles aplicaciones de estos conectores destacan: instrumentación, control de procesos, redes de área local, estaciones base en comunicaciones móviles y componentes en la banda de microondas (divisores de potencia, combinadores, filtros y amplificadores). Por ello este tipo de conectores ha sido el elegido para la utilización en los amplificadores y filtro diseñados en este proyecto.

Mencionar que esta familia de conectores está disponible tanto para cables flexibles como semiflexibles; y que su implementación en acero inoxidable (stainless steel) les confiere una buena precisión y gran durabilidad. No obstante, existen familias de estos conectores implementadas en latón (brass), que constituyen una solución efectiva en coste útil para aquellas aplicaciones en las cuales no se requiera implementación en acero inoxidable.

En general, los conectores SMA poseen un coeficiente de reflexión mayor que los demás conectores empleados para una frecuencia superior a 24 GHz.

Para los cables flexibles el límite de frecuencia es, normalmente, determinado por el cable y no por el conector. Esto se debe a que el tamaño de los cables empleados con los conectores tipo SMA es pequeño y, por tanto, sus pérdidas son mayores que las de conectores.

Los conectores de la familia SMA que más frecuentemente se encuentran en las aplicaciones RF son el SMA macho con terminación solder-crimp tanto para cable RG-223 (aplicaciones de microondas, alta calidad) como para RG-58 (aplicaciones en frecuencias más bajas y de peor calidad). Otro conector que puede verse en alguna ocasión es el SMA hembra de panel atornillado. Ambos conectores se recogen en la Figura 8.34.

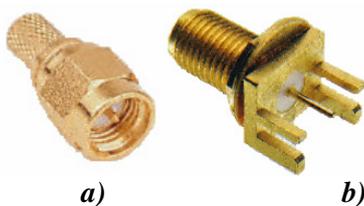


Figura F-1 Conectores tipo SMA macho a) y hembra b)

Otros conectores SMA bastante típicos son RP-SMA (*Reverse Polarity SMA*), se emplean en dispositivos *WiFi*.

Referencias

- [1] “*Microwave engineering*” M. Pozar, David, Tercera Edición
- [2] “*Microwave transistors amplifiers. Analisis and design*” Gonzalez, Guillermo, Segunda edición
- [3] “*Transmisión por soporte físico: líneas de transmisión y circuitos pasivos de microondas*” Alejandro Díaz Morcillo, María Eugenia Requena Pérez, Juna Monzó Cabrera (UPCT)
- [4] “*Diseño y fabricación de amplificadores de microondas de bajo ruido para su aplicación en radioastronomía*” PFC de Ricardo Alarcón Llamas (Universidad Politécnica de Catagena)
- [5] “*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).
- [6] Manual Microwave Office
- [7] Apuntes de clase de asignatura “*Transmisión por Soporte Físico*” de Jose Luis Gomez Tronero (UPCT)
- [8] “*Agilent Technologies Web Page*” (www.agilent.com)
- [9] Manual Analizador de redes HP 8714ES
- [10] Manual fuente de ruido HP 346B
- [11] Manual medidor de ruido HP 8970B
- [12] “*Microwave Solid State Design*” Inder Bahl, Segunda Edición
- [13] “*Circuitos de alta frecuencia*” Alejandro Delgado Gutiérrez, Juan Zapata Ferrer (UPM)
- [14] “*Microwave Radiometer Systems: Design and Analisis*” Neils Skou, Technical University of Denmark

Agradecimientos

A David Cañete Rebenaque (Departamento de Tecnologías de Información y Comunicaciones)

A Jose Luis Gómez Tornero (Departamento de Tecnologías de Información y Comunicaciones)

A David Henarejos Navarro (SAIT)

A David J. López Medina (Departamento de Matemáticas)

Muchísimas gracias por vuestra colaboración, ayuda, paciencia, apoyo, por el tiempo dedicado, por el entusiasmo transmitido, por el trato amistoso, ...por todo. Ha sido un placer trabajar con vosotros.

“Dar ejemplo no es la principal manera de influir sobre los demás; es la única manera”

Albert Einstein