

TESIS DEFENDIDA POR  
**Adrián Arturo Contreras Lizárraga**  
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

---

Dr. José Luis Medina Monroy  
*Director del Comité*

---

Dra. María del Carmen Maya Sánchez  
*Miembro del Comité*

---

Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez  
*Miembro del Comité*

---

Dr. Eugenio Rafael Méndez Méndez  
*Miembro del Comité*

---

Dra. María del Carmen Maya Sánchez  
*Coordinador del programa de posgrado en  
Ciencias en Electrónica y  
Telecomunicaciones*

---

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales  
*Director de Estudios de Posgrado*

16 de Enero de 2009

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR  
DE ENSENADA**



---

**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS  
EN ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES**

---

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO Y ALTA GANANCIA  
CON APLICACIÓN EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES PUNTO A PUNTO A 38 GHz**

**TESIS**

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de  
**MAESTRO EN CIENCIAS**

Presenta:

**ADRIÁN ARTURO CONTRERAS LIZÁRRAGA**

Ensenada, Baja California, México, Enero de 2009

**RESUMEN** de la tesis de **Adrián Arturo Contreras Lizárraga**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de **MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES** con orientación en **ALTA FRECUENCIA**. Ensenada, Baja California. Enero del 2009.

## **DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO Y ALTA GANANCIA CON APLICACIÓN EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES PUNTO A PUNTO A 38 GHz**

Resumen aprobado por:

---

Dr. José Luis Medina Monroy  
Director de Tesis

Los sistemas de comunicaciones inalámbricas punto a punto y punto - multipunto que operan a frecuencias con longitudes de onda milimétricas, han sido un tema de investigación con el propósito de conseguir anchos de banda muy grandes y transmitir mayor cantidad de información a velocidades elevadas. Al disminuir la figura de ruido en los sistemas receptores, se puede disminuir la potencia de transmisión, disminuyendo la contaminación electromagnética, el tamaño de las antenas y el consumo de energía, y aumentando el alcance del enlace.

En el presente trabajo, se propone una metodología para diseñar y construir un amplificador de bajo ruido y alta ganancia con aplicación en enlaces terrestres de punto a punto que operan en la banda de 36 a 40 GHz. El amplificador desarrollado consiste de dos etapas, en donde la primera etapa se realiza mediante un amplificador híbrido diseñado para lograr el ruido mínimo, y como segunda etapa un amplificador monolítico MMIC de alta ganancia, que permite reducir el tamaño, costo y facilitar el proceso de ensamble. El amplificador de bajo ruido diseñado utiliza un transistor HEMT y un substrato de bajo costo, sobre el cual se realizan las redes de acoplamiento y de alimentación empleando tecnología de microcinta, y utilizando transiciones coplanar -microcinta para su caracterización. Se proponen estructuras de bloqueadores de DC y de RF de bajas pérdidas y se diseñan las redes de acoplamiento para cumplir con las especificaciones de diseño. El amplificador de bajo ruido y alta ganancia desarrollado, mostró una ganancia mayor a 20dB de 31GHz a 40 GHz, con una figura de ruido menor a 3.6dB de 35GHz a 40 GHz.

**Palabras Clave:** Amplificador, bajo ruido, multietapa, alta ganancia, microondas, ondas milimétricas.

**ABSTRACT** of the thesis presented by **Adrián Arturo Contreras Lizárraga** as a partial requirement to obtain the **MASTER OF SCIENCE** degree in **ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS** with orientation in **HIGH FREQUENCY**. Ensenada, Baja California, México. January 2009.

## **DESIGN AND FABRICATION OF A LOW NOISE AND HIGH GAIN AMPLIFIER WITH APPLICATIONS IN 38 GHz POINT TO POINT COMMUNICATION SYSTEMS**

Point to point and point to multipoint wireless communication systems operating at millimeter wave frequencies, have been a subject of present research interest. These systems have the objective to get very wide bandwidths, as well as transmit large amounts of information at very high speeds. When the receiver's noise figure is diminished, it can be possible to transmit with less power, reducing the electromagnetic contamination, antenna size, power consumption, and increase the distance of the link.

In the present work, a design and fabrication methodology of low noise and high gain amplifiers, with application in point to point communication systems operating in the frequency band of 36 GHz to 40 GHz, is proposed. The developed amplifier consists of two stages, where the first stage is realized by means of a hybrid amplifier designed to obtain the minimum noise figure, whereas the second stage was made using a high gain monolithic amplifier MMIC, that allows to reduce the size, cost and facilitating assembly process. The designed low noise amplifier, uses a HEMT transistor and a low cost substrate, on which the matching and bias networks are realized using microstrip technology, as well as coplanar waveguide to microstrip transitions for its characterization. Low loss DC block and RF block structures were proposed, and the matching networks are designed to satisfy the design specifications. The low noise and high gain amplifier showed more than 20 dB gain from 31 to 40 GHz, with a noise figure below 3.6 dB from 35 to 40 GHz.

**Key Words:** Amplifier, low noise, high gain, microwaves, millimeter waves.

## DEDICATORIA

A mis padres.... Dalia y Arturo.

## AGRADECIMIENTOS

Agradezco a mis padres, por su apoyo y comprensión.

A Edna Dalila, por su cariño, apoyo y por compartir tantos momentos.

Al Dr. José Luis Medina por su toda su ayuda y su paciencia durante el desarrollo de este trabajo.

A mis compañeros de clase: Rebeca Leal, Elizabeth Obiala, Chimalli Paz y Edgar Díaz.

A la Dra. Carmen Maya, por su toda su ayuda desde que llegue a CICESE.

Al Dr. Ricardo Chávez y al Dr. Eugenio Méndez por sus comentarios, y por la revisión de este trabajo.

A todos mis profesores y a las secretarias de la división de electrónica.

A CICESE y a CONACYT, por darme la oportunidad de continuar con mis estudios.

## CONTENIDO

	Página
<b>CAPÍTULO I. Introducción</b>	<b>1</b>
I.1. Antecedentes	3
I.2. Planteamiento del problema	6
I.3. Objetivos	6
I.4. Organización del trabajo	7
<b>CAPÍTULO II. Conceptos y teoría involucrada en el diseño de amplificadores</b>	<b>9</b>
II.1 Conceptos Básicos	10
II.1.1 Estabilidad	10
II.1.2 Ganancia	12
II.2 Conceptos de ruido	14
II.2.1 Parámetros de ruido	16
II.3 Medición de parámetros de ruido	18
II.4 El transistor HEMT	22
II.4.1 Circuito eléctrico equivalente de pequeña señal	23
II.4.2 Modelo de ruido de Pospieszalski	27
II.5 Líneas de transmisión planares de microondas	29
II.6 Análisis electromagnético	33

## CONTENIDO (Continuación)

	Página
<b>CAPÍTULO III. Diseño, construcción y caracterización del amplificador de bajo ruido</b>	<b>34</b>
III.1 Objetivos de diseño	38
III.2 Selección del tipo de línea de transmisión y sustrato	39
III.3. Selección y análisis de dispositivos	42
III.4. Diseño y análisis de redes de alimentación	55
III.4.1 Bloqueador de DC	56
III.4.2 Bloqueador de RF	69
III.5 Diseño de redes de adaptación	73
III.6 Construcción de la redes de alimentación y de adaptación	75
III.7 Ensamble del amplificador	78
III.8 Caracterización del amplificador de bajo ruido	80
III.8.1 Parámetros de dispersión	81
III.8.2 Figura de ruido	83
<b>CAPÍTULO IV. Construcción y caracterización del amplificador de alta ganancia</b>	<b>86</b>
IV.2 Amplificador de bajo ruido y alta ganancia	93
<b>CAPÍTULO V. Conclusiones y recomendaciones</b>	<b>100</b>
Aportaciones	102
Recomendaciones	103
Literatura Citada	104



## LISTA DE FIGURAS

Figura		Página
1	Aplicaciones de la banda de 36 a 40 GHz.	1
2	Receptor de microondas.	2
3	Amplificador de microondas básico	9
4	Ejemplos de (a) estabilidad incondicional y (b) estabilidad condicional para $ S_{11}  < 1$ .	12
5	Figura de ruido mínima en función del coeficiente de reflexión de entrada.	17
6	Banco para la medición de ruido.	18
7	Diagrama a bloques simplificado del banco de medición de ruido.	19
8	Estructura de un HEMT de AlGaAs/GaAs.	23
9	Modelo de circuito equivalente de un FET.	24
10	Relación de la estructura física del FET con los elementos del circuito equivalente.	24
11	Circuito eléctrico equivalente a $V_{GS} > V_{bi} > 0$ , $V_{DS} = 0$ .	25
12	Circuito eléctrico equivalente del FET bloqueado.	25
13	Extracción de los elementos extrínsecos.	26
14	Topología híbrida del modelo de Pospieszalski.	27
15	Línea de microcinta.	29
16	a) Guía de onda coplanar b) Guía de onda coplanar con plano de tierra adicional.	31

## LISTA DE FIGURAS (Continuación)

Figura		Página
17	Metodología propuesta para el desarrollo del amplificador.	35
18	Estructura del amplificador propuesta.	37
19	Líneas de transmisión: a) Microcinta. b) Guía de onda coplanar.	38
20	Parámetros S medidos del transistor Fujitsu FHR20X correspondientes a cuatro polarizaciones diferentes.	42
21	Parámetros S medidos del transistor UMS EC2612 correspondientes a cuatro polarizaciones diferentes	43
22	Modelo de circuito equivalente de pequeña señal.	45
23	Comparación de los parámetros $S_{11}$ , $S_{12}$ , y $S_{22}$ medidos y modelados de 1 a 50 GHz.	46
24	Comparación del parámetro $S_{21}$ medido y modelado de 1 a 50 GHz.	46
25	Parámetro $F_{min}$ del transistor FHR20X modelado de 1 a 50 GHz.	47
26	Parámetro $R_n$ del transistor FHR20X modelado de 1 a 50 GHz.	48
27	Parámetro $\Gamma_{OPT}$ del transistor FHR20X modelado de 1 a 50 GHz.	48
28	Ilustración de las conexiones de los micro-alambres.	49
29	Efecto de los alambres de interconexión sobre la estabilidad del transistor.	50
30	Influencia de los micro-alambres sobre el parámetro $S_{21}$ .	51
31	Influencia de los micro-alambres sobre el parámetro $S_{21}$ en dB.	51
32	Influencia de los micro-alambres sobre los parámetros $S_{11}$ , $S_{12}$ , $S_{22}$ y $\Gamma_{opt}(GMN)$ .	52
33	Influencia de los micro-alambres sobre NFmin.	53
34	Influencia de los micro-alambres sobre la resistencia equivalente de ruido.	53

## LISTA DE FIGURAS (Continuación)

Figura		Página
35	Círculos de ruido y ganancia disponible a la frecuencia de 38GHz.	54
36	Red de alimentación (a) Circuito equivalente y (b) Diagrama a bloques.	56
37	Bloqueadores de DC	57
38	Capacitores ATC modelo 545L.	57
39	Transiciones Jmicro Probe point 0503. a) Dos transiciones encontradas (back to back). b) Pérdidas por inserción.	58
40	Capacitor ATC545L montado sobre dos transiciones Jmicro.	59
41	Parámetros S del capacitor ATC 545L, medidos (0.45-50 GHz) y proporcionados por el fabricante (0-40 GHz).	59
42	Capacitor interdigitado en microcinta.	60
43	Resultados del análisis electromagnético del capacitor interdigitado de la figura 25 (a) $S_{11}$ y $S_{22}$ , (b) $S_{12}$ y $S_{21}$ .	60
44	Líneas acopladas a) Estructura b) Circuito equivalente c) Matriz de parámetros S ideal.	61
45	Distribución del campo eléctrico y magnético en líneas acopladas.	61
46	Resultados del análisis electromagnético de las líneas acopladas de la Figura 44.	64
47	Transición de guía de onda coplanar a microcinta.	65
48	Resultados del análisis electromagnético de la transición de la Figura 47	65
49	Transiciones coplanar-microcinta fabricadas con el sustrato R03003.	66
50	Resultados del análisis electromagnético vs. medición de la	66
51	Bloqueadores de DC con transiciones coplanar-microcinta fabricados en el sustrato R03003. a) Capacitor interdigitado. b) Líneas acopladas.	67
52	Parámetros S medidos vs. simulados del capacitor interdigitado de la Figura 51a).	67

## LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<b>Figura</b>		<b>Página</b>
53	Parámetros S medidos y simulados de las líneas acopladas.	68
54	Filtro de RF de dos secciones.	70
55	Fórmulas para obtener las dimensiones iniciales del stub radial.	70
56	Respuesta del filtro de RF a la frecuencia de 38 GHz.	71
57	Red de alimentación de DC.	72
58	Respuesta de la red bloqueadora de RF.	73
59	Adaptación para mínima figura de ruido.	74
60	Adaptación de una sola sección para la entrada.	75
61	Detalle de una de las redes construidas.	77
62	Microsoldadora HYBOND 572.	78
63	Detalle del amplificador de bajo ruido.	79
64	Analizador de redes HP8510C conectado a la cámara criogénica.	80
65	Puntas de prueba coplanares y cables de alimentación conectados al ABR.	81
66	Parámetros S del ABR medidos___ vs. simulados ----	82
67	Ganancia del ABR medida___ vs. simulada ----.	82
68	Ganancia y aislamiento medidos del ABR.	83
69	Banco de medición de ruido.	84
70	Figura de ruido del ABR obtenida de la medición.	85
71	Detalle del MMIC UMS CHA2394.	87

## LISTA DE FIGURAS (Continuación)

Figura		Página
72	Mascarilla de la base de prueba diseñada para ensamblar el MMIC.	88
73	MMIC CHA2394 y capacitores ensamblados en la base de prueba.	89
74	Ganancia del MMIC medida y reportada por el fabricante.	90
75	Coefficientes de reflexión de entrada y salida del MMIC.	90
76	Ganancia y aislamiento del MMIC.	91
77	Banco para medición de ruido	92
78	Figura de ruido del MMIC medida vs. la reportada por el fabricante.	92
79	Amplificador de bajo ruido y de alta ganancia.	93
80	Detalles de la primera etapa del amplificador de bajo ruido	94
81	Detalle de las conexiones:: (a) del MMIC y (b) de la transición Jmicro.	95
82	Amplificador completo con las conexiones de las fuentes de alimentación.	95
83	Amplificador bajo medición conectado a las puntas de prueba coplanares.	96
84	Ganancia y aislamiento del amplificador de bajo ruido y alta ganancia.	97
85	Parámetros $S_{11}$ y $S_{22}$ del amplificador de bajo ruido y alta ganancia.	97
86	Figura de ruido del amplificador de bajo ruido y alta ganancia.	98

## LISTA DE TABLAS

<i>Tabla</i>		<b>Página</b>
I	Amplificadores de bajo ruido a base de transistores HEMT desarrollados recientemente.	4
II	Amplificadores de bajo ruido disponibles en el mercado.	5
III	Objetivos de diseño	37
IV	Comparación de los dos tipos de líneas de transmisión planares más comunes para circuitos de microondas	39
V	Características del substrato	40
VI	<i>Intervalo de impedancias para el substrato seleccionado</i>	41
VII	<i>Comparación de los transistores seleccionados</i>	41
VIII	Características del MMIC UMS CHA2394	44
IX	Valores de los elementos del modelo.	45
X	Parámetros de ruido del transistor FHR20X medidos a 38GHz.	47
XI	Conexiones del transistor utilizando micro-alambres de 18 micras de diámetro.	49
XII	Características del capacitor ATC 545L reportadas por el fabricante.	58
XIII	Síntesis de líneas acopladas.	63
XIV	Dimensiones del filtro de RF a 38 GHz.	71
XV	Parámetros S a 38 GHz modelados con el efecto de los micro-alambres.	73
XVI	Parámetros de ruido a 38 GHz modelados	73
XVII	Dimensiones de las redes de adaptación optimizadas.	75
XVIII	<i>Comportamiento de ruido del ABR en la banda de 36 a 40 GHz.</i>	85
XIX	Características del MMIC UMS CHA2394 reportadas por el fabricante.	87
XX	Comparación de las especificaciones propuestas y logradas del amplificador.	99

La demanda de sistemas de comunicaciones inalámbricos de gran ancho de banda ha tenido como respuesta el desarrollo de sistemas que operan en la banda milimétrica. En la actualidad, muchas de las aplicaciones donde se requiere manejar una gran cantidad de datos y mayores anchos de banda, se ubican en la región de 30 a 60 GHz del espectro electromagnético. Algunas de las aplicaciones de esta banda son: comunicaciones punto a punto, punto-multipunto, investigación espacial (radiómetros) y WLAN (60 GHz), entre otras. En la Figura 1 se muestran algunas de las aplicaciones dentro de la banda de frecuencias de interés (36-40 GHz). Se puede apreciar que aparte de la investigación espacial y satelital, se tienen aplicaciones terrestres de servicio fijo y móvil. En México, la banda de 38 GHz se utiliza para comunicaciones punto a punto y punto a multipunto principalmente.

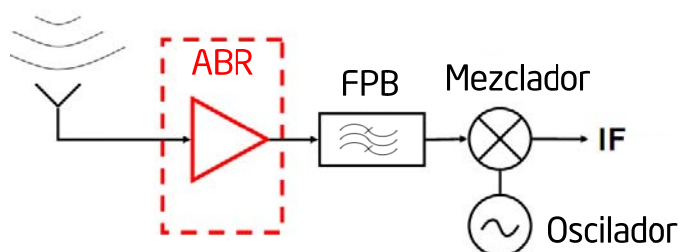


Figura 1. Aplicaciones de la banda de 36 a 40 GHz.

En otros países, se han desarrollado sistemas para comunicaciones inter-satelitales a 38 GHz (Shigaki M., *et al.*, 1992) y sistemas de radiometría que operan a 38 GHz (Aja Abelan *et al.*, 2006) y 44 GHz (Aja Abelan *et al.*, 2005).

Un canal de un sistema de comunicación que opera a la frecuencia de 38 GHz tiene una capacidad de manejar hasta 155 Mbps. Por lo anterior, los sistemas punto-punto/multipunto que operan a 38 GHz representan una buena opción para interconectar usuarios a una red de banda ancha de manera inalámbrica, en vez de enlaces mediante fibra óptica. Los beneficios de este tipo de sistemas es el bajo costo y se pueden desplegar de una manera rápida.

En la mayoría de los sistemas de comunicaciones inalámbricas se utiliza un receptor como el que se muestra en la Figura 2. Un componente primordial de este subsistema es el *Amplificador de Bajo Ruido (ABR o LNA por sus siglas en ingles)*. El ABR por lo regular es la primera etapa de amplificación del receptor, el cual es indispensable para amplificar las señales débiles que capta la antena receptora. Una de las opciones para que el sistema receptor pueda procesar señales débiles de muy baja potencia, es disminuir la figura de ruido del ABR.



*Figura 2. Receptor de microondas.*

Para conseguir disminuir el ruido en los amplificadores, se han desarrollado dispositivos de estado sólido como lo son los transistores de efecto de campo fabricados en arseniuro de galio (GaAs) o en fosfuro de indio (InP). Así como los transistores de alta movilidad electrónica (HEMTs) y los del tipo pseudomórfico (P-HEMTs) que además de tener un ruido reducido, presentan características de alta ganancia y son capaces de funcionar a frecuencias superiores a los 200 GHz.



Además, se han realizado investigaciones tendientes a reducir las pérdidas de las redes de acoplamiento y de alimentación que constituyen a los amplificadores, las cuales contribuyen de manera significativa a la figura de ruido de los mismos. Las investigaciones tendientes a reducir las pérdidas, involucran el desarrollo de nuevos tipos de sustratos y la investigación sobre redes de alimentación y de acoplamiento con elementos bloqueadores de RF y DC de muy bajas pérdidas. El presente trabajo trata sobre el diseño y construcción de un ABR de alta ganancia con aplicación a enlaces terrestres punto a punto, para su operación en la banda de 36 a 40 GHz.

## 1.1. Antecedentes

Los desarrollos tecnológicos relacionados con ABR's que iniciaron a finales de la década de los setentas, han progresado rápidamente hasta el día de hoy. Las nuevas tecnologías de dispositivos activos para microondas han permitido desarrollar amplificadores de muy bajo ruido. Actualmente la tecnología monolítica (*Microwave Monolithic Integrated Circuit- MMIC*) es la más utilizada para la implementación de amplificadores de microondas, debido a su tamaño pequeño, alta confiabilidad y excelente repetitividad en los procesos de fabricación. Los amplificadores híbridos tienen varias limitaciones en el rango de frecuencias milimétricas, siendo una de ellas, el tamaño de las redes pasivas que hacen que se generen efectos parásitos difíciles de predecir. Esta es la razón principal por la que los circuitos híbridos solo se destinan para implementar prototipos que operen por debajo de los 20 GHz. Sin embargo, si se hace un análisis electromagnético riguroso de las estructuras pasivas, es posible desarrollar amplificadores híbridos en la banda milimétrica.

La historia en el ámbito internacional referente a la evolución de los ABR ha sido cubierta ampliamente por Whelehan (2002). En México y particularmente en el CICESE, los trabajos de tesis de Hernández Balbuena (1999) y Olvera Cervantes (2005) mencionan los desarrollos en el ámbito nacional e internacional referente a ABRs a temperatura ambiente y criogénica respectivamente. Por esta razón, en este trabajo de tesis solo se hace referencia a los ABR desarrollados recientemente que operan a temperatura ambiente y que emplean transistores de alta movilidad electrónica (High Electron Mobility Transistor -HEMT).

Los primeros ABR híbridos de microondas basados en tecnología HEMT, se desarrollaron a principios de los 80s, a partir de que el Dr. Takashi Mimura desarrollo el primer HEMT de AlGaAs/GaAs (Arseniuro de Aluminio- Galio / Arseniuro de Galio) en los laboratorios de la compañía Fujitsu en 1979 (Mimura, 2002).

Después del desarrollo del HEMT, fue posible sustituir los amplificadores paramétricos que se utilizaban anteriormente en radiómetros y sistemas de comunicaciones sensitivos. Además, gracias a los amplificadores con HEMT's, se desarrollaron sistemas de televisión vía satélite comerciales y enlaces punto a punto en la banda Ku (12-18 GHz), que emplean antenas parabólicas con un diámetro menor a un metro.

A la fecha existen diferentes variantes de transistores HEMT para aplicaciones de pequeña y gran señal. El transistor HEMT de AlGaAs/GaAs, ha sido sustituido en aplicaciones comerciales de pequeña señal por el pHEMT (HEMT pseudomórfico).

En la Tabla I se resumen algunos de los avances en ABR híbridos y monolíticos que funcionan a temperatura ambiente y en la banda de 38 GHz, en los que se emplean transistores tipo HEMT.

*Tabla I. Amplificadores de bajo ruido a base de transistores HEMT desarrollados recientemente.*

Tecnología	Ancho de banda (GHz)	Figura de Ruido (dB)	Ganancia (dB)	Núm. de etapas	Referencia
Híbrida - GaAs HEMT	36-40	2.2	6	1	Hernández Balbuena, 1999
Monolítica - InP HEMT	30-40	3	30	4	Gough, R.G., 2000
Híbrida - InP HEMT	35-46	2	31	4	Pospieszalski <i>et al.</i> , 2000
Monolítica - GaAs HEMT	40-44	2.2	18	2	B.J. Jang <i>et al.</i> , 2002
Híbrida - GaAs HEMT	38-48	2	15	3	Aja Abelan, 2006
Monolítica - InP HEMT	26-40	1.4	37	6	Yu-Lung Tang <i>et al.</i> , 2006

En el CICESE se han desarrollado dos amplificadores híbridos para la banda de 36 a 40 GHz: el primero fue un preamplificador de bajo ruido de una etapa, en tecnología de guía de onda coplanar y transistores HEMT (Hernández Balbuena, 1999). En el mismo año se desarrollo

un amplificador de ganancia de dos etapas empleando las mismas tecnologías (Álvarez Guzmán, 1999). En este último, se implementaron también las redes de alimentación del amplificador empleando capacitores interdigitados de cuatro elementos, que mostraron pérdidas por inserción relativamente altas (0.8dB), limitando la ganancia del amplificador dentro de la banda de 36 GHz a 40 GHz a un valor menor a 5 dB.

Actualmente existen varias compañías que ofrecen ABRs en tecnología monolítica para la banda de 38 GHz, en la Tabla II se muestran algunos modelos disponibles en el mercado. Se puede observar que los fabricantes reportan figuras de ruido entre 2.0 dB y 3.5 dB, con ganancias entre 16 y 22 dB y que el costo del MMIC oscila entre 20 y 40 dólares.

*Tabla II. Amplificadores de bajo ruido disponibles en el mercado.*

Compañía y modelo	Tecnología	Ancho de Banda (GHz)	Figura de Ruido (dB)	Ganancia (dB)	Núm. de etapas	Costo (Dólares)
UMS CHA2394	GaAs HEMT	36 - 40	2.5	20	3	25
Hittite ALH376	GaAs HEMT	35 - 45	2	16	3	35
Northrop Grumman ALH310	GaAs pHEMT	37 - 42	3.5	22	3	38

Datos reportados por el fabricante.

Recientemente se han desarrollado ABR monolíticos que utilizan transistores bipolares de heterounión a base de Silicio-Germanio - SiGe HBT y transistores de efecto de campo de Semiconductor Complementario de Óxido Metálico a base de silicio -CMOS- (Yao, T. *et al.*, 2006, 2007). Actualmente, estos desarrollos representan el estado del arte y debido al bajo costo de los materiales a base de silicio (Si) y su gran capacidad de integración (CMOS), resultan ser fuertes competidores de las tecnologías de semiconductores compuestos del grupo III-V. El estudio de estos dispositivos está fuera del enfoque de este tema de tesis.

## **I.2. Planteamiento del problema.**

En las frecuencias cuya longitud de onda es del orden de milímetros (30GHz - 300GHz), las pérdidas de las redes pasivas de un amplificador (transiciones, redes de alimentación y de adaptación) pueden degradar considerablemente la ganancia y la figura de ruido de los amplificadores (Álvarez Guzmán, 1999). Aunque se utilicen sustratos de muy bajas pérdidas, el tipo de línea de transmisión y la topología de las estructuras de las redes de alimentación son determinantes en el desempeño del amplificador. La selección del tipo de línea de transmisión y el sustrato correcto es un paso importante en el diseño de circuitos de microondas.

En la actualidad, existen sustratos de bajas pérdidas mucho más económicos que aquellos utilizados tradicionalmente para implementar circuitos de microondas (ej. Alúmina). Además, el proceso de manufactura de circuitos de microondas empleando sustratos de bajo costo resulta mucho más conveniente desde el punto de vista económico.

En este trabajo de tesis se investiga sobre diferentes alternativas para realizar elementos bloqueadores de DC y de RF, que permitan obtener redes de alimentación con pérdidas muy bajas y que se puedan incluir en los circuitos y redes de acoplamiento que constituyen al amplificador de bajo ruido y de alta ganancia para la banda de 36 GHz a 40 GHz.

## **I.3. Objetivos.**

El objetivo principal de este trabajo de tesis, es establecer una metodología de diseño de ABRs, con alta ganancia y bajo costo, que operen a frecuencias con longitudes de onda milimétricas.

Los objetivos particulares de este trabajo son los siguientes:

- Diseñar y construir un amplificador de bajo ruido y de alta ganancia, para la banda de 36 a 40 GHz, con aplicación a sistemas de comunicaciones inalámbricas punto a punto y punto-multipunto.

- Investigar estructuras de elementos bloqueadores de DC y topologías de bloqueadores de RF que permitan obtener bajas pérdidas y buen acoplamiento en sus puertos.

- Diseñar redes de alimentación y de acoplamiento simples y con bajas pérdidas, para no degradar la figura de ruido del amplificador.

- Reducir el costo del amplificador, mediante la utilización de substratos económicos y empleando amplificadores monolíticos (MMICs) disponibles comercialmente con el propósito de aumentar la ganancia del amplificador.

#### **I.4. Organización del trabajo.**

Este trabajo de tesis está organizado de la siguiente manera:

En el capítulo II se describen los fundamentos de diseño de amplificadores de bajo ruido. Se presentan los conceptos de estabilidad, ganancia y de ruido. Asimismo, se presenta la teoría relacionada con las líneas de transmisión en tecnología de microcinta y guía de onda coplanar (GOC). Se describe el método de momentos el cual se emplea para realizar el análisis electromagnético de las redes pasivas del amplificador a desarrollar. También se describe la metodología de medición de parámetros de ruido utilizada y los modelos de pequeña señal y de ruido para transistores de efecto de campo (FET).

El capítulo III trata sobre el diseño la construcción y la caracterización del ABR híbrido de una sola etapa. En primer lugar, se describe la metodología de diseño propuesta en este trabajo. Se define la estructura del amplificador en base a los objetivos de diseño y se justifica la selección del tipo de línea de transmisión para diseñar las redes pasivas. El análisis de los dispositivos activos seleccionados se presenta en la sección 3. En la sección 4 se presenta el diseño y análisis de las redes de alimentación y en la sección 5 se describe el diseño de las

redes de adaptación. En las secciones 6 y 7 se describe el proceso de fabricación de las redes pasivas y el proceso de ensamble. En la sección 8 se muestran los resultados de la caracterización del ABR.

En el capítulo IV se reportan los resultados de las mediciones del amplificador completo (amplificador de alta ganancia y bajo ruido). Se comparan los parámetros S medidos del MMIC con los reportados por el fabricante. En la sección 2 del mismo capítulo se presenta el proceso de ensamble del amplificador de bajo ruido y alta ganancia, y los resultados de la caracterización del amplificador.

Las conclusiones de este trabajo de tesis se proporcionan en el capítulo V, resaltando las aportaciones más importantes y se incluyen algunas recomendaciones para trabajos futuros en esta línea de investigación.

### Conceptos y teoría involucrada en el diseño de amplificadores.

En este capítulo se definen de manera breve los conceptos básicos necesarios para el diseño de amplificadores de microondas de pequeña señal. Se describe la teoría de ruido y la metodología utilizada para obtener los parámetros de ruido. Asimismo, se presenta una descripción del transistor HEMT y la manera de obtener el modelo de circuito equivalente de pequeña señal y el modelo de ruido del transistor. Por último, se describen las ecuaciones necesarias para calcular las dimensiones de líneas de transmisión en tecnología de microcinta y guía de onda coplanar, así como el método de análisis electromagnético basado en el método de momentos.

Básicamente, un amplificador de microondas en su forma más simple está constituido por un transistor y dos redes de acoplamiento o de adaptación de impedancias como se muestra en la Figura 3.

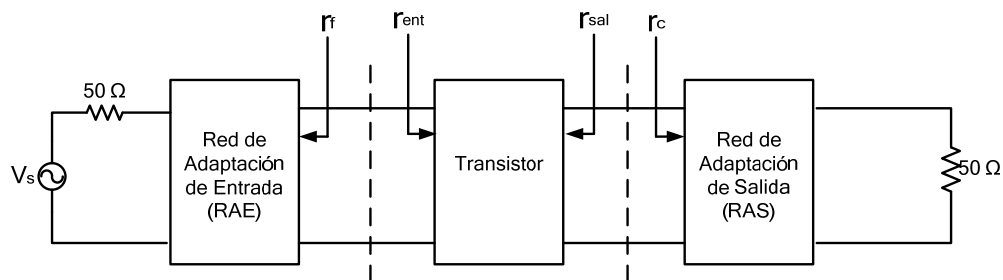


Figura 3. Amplificador de microondas básico

El comportamiento en función de la frecuencia de una red activa (un transistor, amplificador, etc.) se puede caracterizar por medio de sus parámetros de dispersión "S" (ondas

reflejadas e incidentes de un dispositivo de  $n$  puertos). En un bipuerto activo o pasivo los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  (coeficientes de reflexión) indican la adaptación a la impedancia característica del sistema, en el puerto de entrada y de salida respectivamente. Por lo general, se desea que  $S_{nn}$  tenga un valor cercano a cero. En un transistor,  $S_{12}$  indica el aislamiento entre el puerto 2 y el puerto 1 y el parámetro  $S_{21}$  representa la ganancia que se tiene cuando las cargas de entrada y salida son iguales a la impedancia característica  $Z_0$ . En el caso ideal,  $S_{12}=0$ , y al dispositivo se le llama unilateral. La magnitud de los parámetros de dispersión comúnmente se expresa en decibeles (dB).

## II.1. Conceptos básicos.

Las características más importantes que se deben tomar en cuenta en el diseño de los amplificadores son: la estabilidad, la ganancia y la figura de ruido, las cuales dependen de los parámetros "S" del transistor y de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_{ent}$  y  $\Gamma_{sal}$  presentados al mismo.

### II.1.1. Estabilidad.

Las características de estabilidad de un transistor, se pueden obtener en función de los parámetros S ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{22}$ ). Los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$  forman un lazo de retroalimentación, y dependiendo de las impedancias de la fuente o de carga, el amplificador será estable o inestable. El coeficiente de reflexión de entrada  $\Gamma_{ent}$  con una impedancia de carga  $Z_c$  y el coeficiente de reflexión de salida  $\Gamma_{sal}$  con una impedancia de fuente  $Z_f$  se expresan respectivamente por

$$\Gamma_{ent} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1 - S_{22}\Gamma_c}, \quad (1)$$

$$\Gamma_{sal} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_f}{1 - S_{11}\Gamma_f}. \quad (2)$$

Si el circuito es incondicionalmente estable, se puede conectar cualquier impedancia de fuente o de carga a la entrada o salida del circuito sin que se produzcan oscilaciones. En



términos de los parámetros S del transistor, la condición de estabilidad incondicional se asegura cuando las siguientes desigualdades se satisfacen de manera simultánea

$$|S_{11}| < 1 \text{ y } |S_{22}| < 1; \text{ y } |\Gamma_{ent}| < 1 \text{ y } |\Gamma_{sal}| < 1. \quad (3)$$

La condición de estabilidad incondicional se puede lograr si el factor de estabilidad K es mayor que la unidad y si el determinante de la matriz de parámetros S es menor que la unidad  $|\Delta| < 1$ , dados por las ecuaciones (4) y (5) respectivamente

$$K = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1, \quad (4)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}. \quad (5)$$

Otro factor de estabilidad alternativo único llamado factor  $\mu$  (Edwards, M.L., *et al.*, 1992), el cual representa una condición necesaria y suficiente para que un dispositivo de dos puertos sea incondicionalmente estable, se expresa como

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}\Delta| + |S_{12}S_{21}|} > 1. \quad (6)$$

Si los coeficientes  $|\Gamma_{ent}|$  y  $|\Gamma_{sal}|$  son iguales a la unidad, se establece un límite a partir del cual el dispositivo es inestable. Cada condición proporciona una solución de un círculo en un plano de reflexión complejo con radio ( $r$ ) y centro ( $c$ ) dados por

$$r_f = \frac{|S_{12}S_{21}|}{||S_{11}|^2 - |\Delta|^2|}, c_f = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22})}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}, \text{ para la entrada, y} \quad (7)$$

$$r_c = \frac{|S_{12}S_{21}|}{||S_{22}|^2 - |\Delta|^2|}, c_c = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11})}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \text{ para la salida,} \quad (8)$$

donde los subíndices  $f$  y  $c$  representan a la fuente y a la carga.

La Figura 4 muestra ejemplos típicos de un plano de entrada para redes incondicionalmente estables y condicionalmente estables. El área sombreada de la carta de Smith representa el área de la entrada del plano en el cual ocurre la inestabilidad. Si el circuito

es potencialmente inestable ( $K < 1$ ), la fuente y la carga deberán seleccionarse de manera que no caigan dentro de la región inestable (área sombreada de la carta de Smith de la Figura 4b). Bajo tales condiciones, se puede decir que el amplificador es condicionalmente estable y no oscilará.

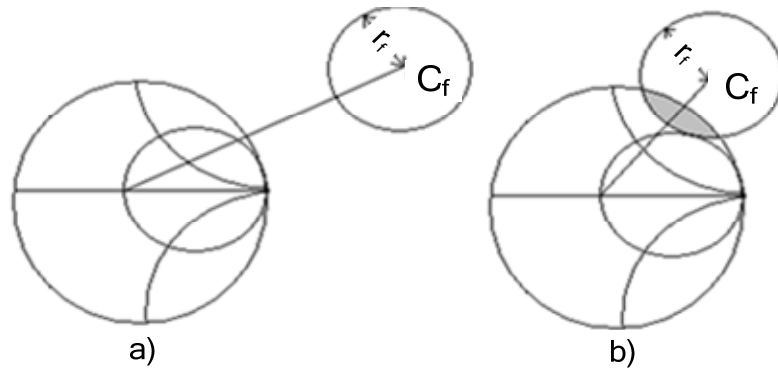


Figura 4. Ejemplos de (a) estabilidad incondicional y (b) estabilidad condicional para  $|S_{11}| < 1$ .

### II.1.2. Ganancia.

La ganancia directa de un transistor que tiene cargas de entrada y salida iguales a la impedancia característica (por lo regular  $50 \Omega$ ) se expresa por el parámetro  $S_{21}$ . Existen otras definiciones de ganancia, que dependen de los coeficientes de reflexión presentados en los puertos de entrada y salida como sigue:

La ganancia de transductor ( $G_T$ ) se define como la relación entre la potencia entregada a la carga y la potencia disponible de la fuente. Para una red de dos puertos (Figura 3) la ganancia de transductor es

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_f|^2)}{|(1 - \Gamma_{ent} \Gamma_f)|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_c|^2)}{|(1 - S_{22} \Gamma_c)|^2} \quad (9)$$

o también

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_f|^2)}{|(1 - S_{11} \Gamma_f)|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_c|^2)}{|(1 - \Gamma_{sal} \Gamma_c)|^2} \quad (10)$$

donde,  $(\Gamma_f)$  y  $(\Gamma_c)$  representan al coeficiente de reflexión de la fuente y de la carga

$$\Gamma_{c,f} = \frac{Z_{c,f} - Z_0}{Z_{c,f} + Z_0}. \quad (11)$$

Los parámetros de dispersión se miden con impedancias de entrada y salida iguales a  $Z_0$ , y como cargas terminales se conectan una impedancia de fuente  $Z_f$  y una impedancia de carga  $Z_c$ .

Para lograr la ganancia máxima o efectuar la máxima transferencia de potencia, es necesario presentar los complejos conjugados de los coeficientes de reflexión del transistor,  $\Gamma_{ent} = \Gamma_f^*$  y  $\Gamma_{sal} = \Gamma_c^*$  mostrados en la Figura 3. El procedimiento para obtener las ecuaciones para lograr un acoplamiento conjugado simultáneo se pueden consultar en (González, 1984).

La ganancia disponible  $G_d$  se define como la razón de la potencia disponible de la red a la potencia disponible de la fuente. La expresión de la ganancia disponible se puede deducir de la ecuación (10) suponiendo que  $\Gamma_c = \Gamma_{sal}^*$ ,

$$G_d = \frac{1 - |\Gamma_f|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_f|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{sal}|^2}. \quad (12)$$

En la carta de Smith se pueden representar círculos de ganancia constante. En el caso de la ganancia disponible, las expresiones para el radio y el centro del círculo son (González, 1984)

$$r_a = \frac{(1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_d + |S_{12}S_{21}|^2 g_d^2)^{1/2}}{|1 + g_d(S_{11}^2 - \Delta^2)|} \quad y \quad c_a = \frac{g_d(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{1 + g_d(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)}, \quad (13)$$

donde K es el factor de estabilidad y  $g_d = \frac{G_d}{S_{21}^2}$ .  $G_d$  es la ganancia disponible deseada.

## II.2. Conceptos de Ruido.

A cualquier señal no deseada en una conexión de un sistema electrónico se le considera ruido. El ruido, provocado por diferentes fenómenos físicos, degrada la calidad de la información que se recibe o transmite por un medio de transmisión. Algunos ejemplos de ruido son: la presencia de señales armónicas cercanas a la señal a procesar debido a la no-linealidad de los dispositivos activos (ruido de intermodulación) y el acoplamiento electromagnético entre líneas de transmisión contiguas (crosstalk).

En los dispositivos activos, existen fluctuaciones de corriente debido a la variación del flujo de carga a través de una unión p-n (ruido Schottky). En los semiconductores, se genera ruido debido a las impurezas o defectos del material (ruido de generación-recombinación). Existe también el ruido de disparo, generado por un comportamiento aleatorio del flujo de corriente.

El ruido térmico, generado por el movimiento desordenado de los portadores de carga en un conductor, es el que afecta en mayor proporción a los sistemas electrónicos. En 1927, J.B. Johnson fue el primero en observar el ruido térmico en las terminales de salida de un amplificador. Poco después, H. Nyquist, partiendo del principio de equipartición de energía, mostró que el voltaje RMS (raíz cuadrática media) del ruido térmico que aparece en las terminales de una resistencia R, dentro de un ancho de banda B, puede expresarse como

$$e_0^2 = \sqrt{4kTRB} \text{ (Volts)}, \quad (14)$$

donde k es la constante de Boltzman ( $1.38 \times 10^{-23}$  Joules/ $^{\circ}K$ ), T es la temperatura absoluta de la resistencia en grados Kelvin ( $^{\circ}K$ ), R es la resistencia en ohms ( $\Omega$ ), y B es el ancho de banda en Hertz (Hz).

En un receptor, la potencia disponible de ruido que representa la máxima cantidad de energía que se puede remover de un cuerpo, se da por (Anón, 2006):

$$P_a = kTB \text{ (Watts)}. \quad (15)$$

La figura de ruido  $F$  de una red es una figura de mérito que se define como

$$F = \frac{\text{Relación señal a ruido de la entrada}}{\text{Relación señal a ruido de la salida}} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{N_o}{GkT_0B}, \quad (16)$$

donde  $N_o$  es la potencia de ruido disponible a la salida y  $G$  es la ganancia disponible de la red sobre el ancho de banda  $B$ . La temperatura de referencia  $T_0 = 290^\circ K$ . La figura de ruido de una red provoca un incremento o degradación en la relación señal a ruido conforme la señal viaja a través de la red.

Si  $N_a$  representa a la potencia de ruido agregada por el amplificador, entonces

$$F = \frac{GkTB + N_a}{GkT_0B} = 1 + \frac{N_a}{GkT_0B}. \quad (17)$$

Por otro lado, cuando se considera un amplificador que tiene  $n$  etapas en cascada con valores de ganancia  $G_1, G_2, \dots, G_n$  y valores de figura de ruido  $F_1, F_2, \dots, F_n$ , entonces su figura de ruido total para  $n$  etapas se da por (Friis, 1944)

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}. \quad (18)$$

El principio de medición de ruido establece que la figura de ruido se puede obtener midiendo dos potencias de ruido ( $P_c$  y  $P_h$ ) a dos temperaturas diferentes ( $T_c$  y  $T_h$ ) (Anón, 2006)

$$F = \frac{((T_h/T_0) - 1) - Y((T_c/T_0) - 1)}{(Y - 1)}, \quad (19)$$

donde el factor  $Y$  representa la relación de potencias dado como

$$Y = \frac{P_h}{P_c}. \quad (20)$$

$T_c$  es la temperatura "fría" y  $T_h$  la "caliente", esta última depende de la relación de ruido en exceso ENR de un generador de ruido, y se define como

$$T_h = T_0(1 + 10^{ENR/10}). \quad (21)$$

## II.2.1 Parámetros de Ruido.

La figura de ruido de los dispositivos activos tales como los transistores, amplificadores o receptores depende del coeficiente de reflexión o admitancia de fuente presentada a su entrada. La dependencia se expresa generalmente por un conjunto de cantidades escalares denominadas parámetros de ruido, los cuales están relacionados con el punto de polarización, la frecuencia y la temperatura de operación. Estos parámetros son: la figura de ruido mínima ( $F_{\min}$ ), la resistencia equivalente de ruido ( $R_n$ ) y la admitancia óptima ( $Y_{\text{opt}}$ ), la cual tiene una parte real (conductancia:  $G_{\text{opt}}$ ) y una parte imaginaria (suceptancia:  $B_{\text{opt}}$ ). La admitancia  $Y_{\text{opt}}$ , se puede representar como un coeficiente de reflexión  $\Gamma_{\text{opt}}$ .

El factor de ruido en función de los parámetros de ruido y de la admitancia de fuente  $Y_s$  es

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{\text{opt}}|^2, \quad (22)$$

mientras que en función del coeficiente de reflexión de la entrada  $\Gamma_s$  se da por

$$F(\Gamma_s) = F_{\min} + 4 \frac{R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 (1 - |\Gamma_s|)^2}. \quad (23)$$

La resistencia equivalente de ruido,  $R_n$ , indica la rapidez con que cambia la figura de ruido cuando se varía la admitancia presentada al dispositivo y se aleja de la admitancia de fuente óptima. Para bajos valores de resistencia de ruido, se tiene una sensibilidad baja en el ruido. Generalmente, la resistencia de ruido se normaliza a la impedancia característica  $Z_0$ ,

$$r_n = \frac{R_n}{Z_0}. \quad (24)$$

La figura de ruido mínima ( $F_{\min}$ ) de los dispositivos activos depende de la estructura, las dimensiones, el tipo de material semiconductor, las condiciones de polarización y la temperatura ambiente. Si se conocen los parámetros de ruido:  $R_n$ ,  $\Gamma_{\text{opt}}$  y  $F_{\min}$  se pueden representar círculos de ruido constante en la carta de Smith, donde su centro y radio se dan por

$$C_F = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N_i} \text{ (centro)} \quad , \quad r_F = \frac{1}{1 + N_i} \sqrt{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_{opt}|^2)} \text{ (radio)} \quad (25)$$

donde

$$N_i = \frac{F_i - F_{min}}{4R_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2 \quad (26)$$

y  $F_i$  es el valor de la figura de ruido del círculo de ruido deseado.

En la Figura 5 (Maya Sánchez, 2003) se observa la relación entre el factor de ruido y los coeficientes de reflexión complejos que se representan en la carta de Smith. El factor de ruido puede tener el mismo nivel para varios coeficientes de reflexión presentados a la entrada, pero conforme el nivel de ruido disminuye, el número de coeficientes que lo generan también disminuye. El factor de ruido mínimo  $F_{min}$  se obtiene cuando el coeficiente de reflexión de la entrada  $\Gamma_s$  es igual al coeficiente de reflexión óptimo  $\Gamma_{opt}$ .

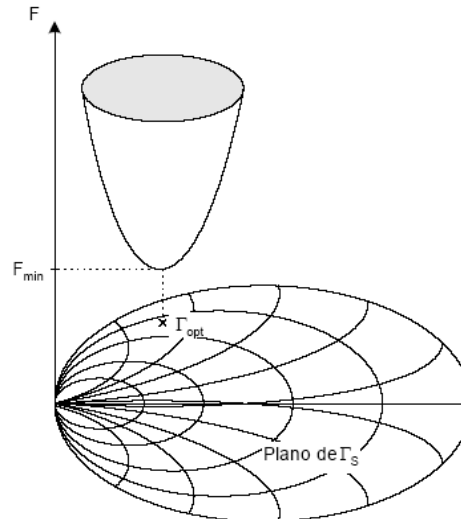


Figura 5. Figura de ruido mínima en función del coeficiente de reflexión de entrada.

### II.3. Medición de parámetros de ruido.

La metodología para determinar los parámetros de ruido que se utiliza en este trabajo se reporta en (Medina-Monroy, J.L. *et al.*, 2008). A continuación se describen los pasos básicos para obtener los parámetros de ruido de un dispositivo o componente mediante el banco experimental que se muestra en la Figura 6, el cual permite medir tanto los parámetros "S" como los de ruido.

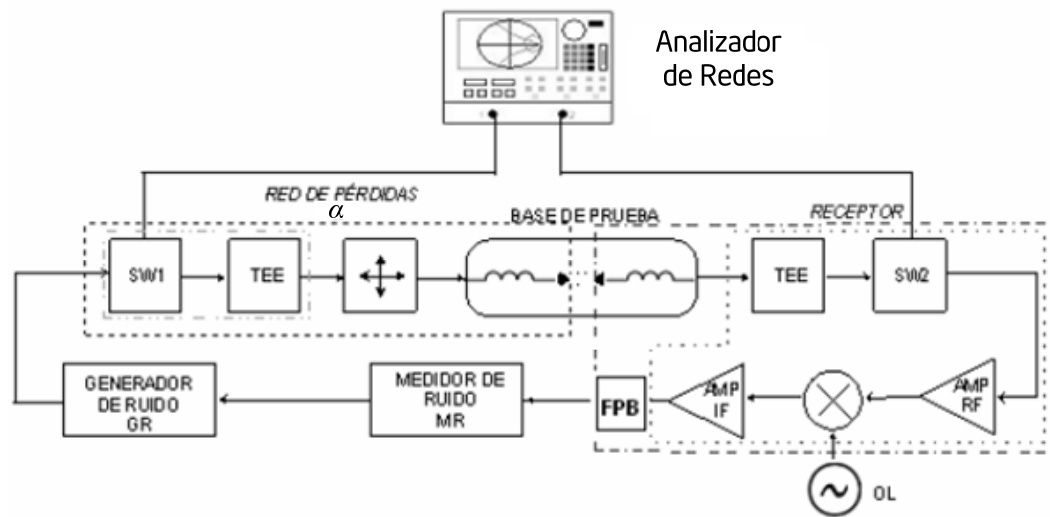


Figura 6. Banco para la medición de ruido.

El banco consiste de un generador de ruido el cual se conecta a una red de entrada (denotada como de pérdidas  $\alpha$ ), una base de pruebas donde se coloca el dispositivo bajo prueba (DBP), un receptor que amplifica la señal de RF y la convierte a una frecuencia intermedia IF, y un medidor de ruido. Además, se conecta un analizador de redes vectorial, el cual permite medir los parámetros S del DBP y los coeficientes de reflexión del banco de medición.

El banco de ruido simplificado se muestra en la Figura 7. La red de entrada o de pérdidas  $\alpha$ , está formada por los elementos que le siguen al generador de ruido y hasta el plano del DBP. Esta red contiene conectores, un interruptor, una tee de polarización, un sintonizador de impedancias, un cable y la punta de prueba de entrada. Al receptor lo



constituyen la punta de prueba de salida, cables, una tee de polarización, un interruptor, un amplificador de RF, un mezclador, un amplificador de frecuencia intermedia y un filtro pasabanda (FPB), el cual se conecta con el medidor de ruido. El receptor opera en el rango de frecuencias de 18GHz a 42 GHz, y este convierte las señales de este rango a una frecuencia intermedia de 70 MHz establecida por el FPB y por un oscilador local (OL) de alta estabilidad.

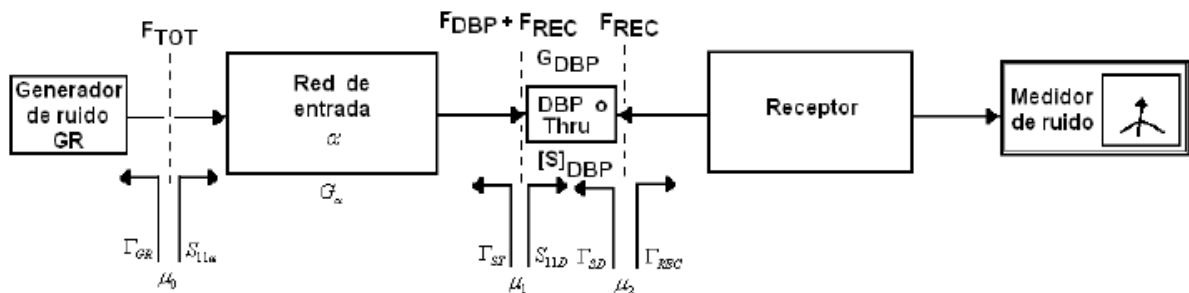


Figura 7. Diagrama a bloques simplificado del banco de medición de ruido.

La metodología se puede resumir en los siguientes puntos:

1. Configurar el banco de medición.
2. Calibrar el analizador de redes en cable coaxial.
3. Medir el coeficiente del generador de ruido.
4. Calibrar el medidor de ruido.
5. Establecer una constelación de impedancias.
6. Calibrar el analizador de redes con las puntas de prueba.
7. Medir el coeficiente de entrada del receptor.
8. Determinar las pérdidas de la entrada.
9. Calcular los factores de desacoplamiento.
10. Medir el ruido total del sistema.
11. Corregir el plano de medición.
12. Extraer los parámetros de ruido.

Siguiendo estos pasos, primero se configura el banco de medición como se muestra en la Figura 6. Antes de conectar el analizador de redes, se calibra con conectores coaxiales mediante la técnica SOLT (Short-Open-Load-Thru), con el propósito de corregir los errores

sistemáticos, y se mide el coeficiente de reflexión del generador de ruido  $\Gamma_{GR}$ . Enseguida se conecta el generador de ruido directamente al medidor de ruido y se calibra. El siguiente paso consiste en establecer una constelación de impedancias que se presentarán al DBP, para lo cual se tienen varios criterios (Pradell, L. 1991), (Martinez G., Sannino M., 1994). Esta constelación es necesaria para determinar los parámetros de ruido, en donde se debe de presentar un conjunto de impedancias (o coeficientes de reflexión) distribuidos de manera adecuada a la entrada del dispositivo y medir el ruido correspondiente a cada impedancia. Debido a que los parámetros de ruido representan cuatro incógnitas, el número de impedancias presentadas, debe ser igual o mayor a 4, sin embargo se recomienda utilizar más de 7. El siguiente paso es calibrar el analizador de redes vectorial con las puntas de prueba mediante la técnica LRM (Rytting, D., 1982). En la técnica LRM se utilizan tres estándares: una carga, un circuito abierto y una línea de transmisión corta (Thru). En el punto 7 se mide el coeficiente de reflexión de entrada del receptor con el interruptor 1 hacia el analizador de redes y el dos hacia el receptor de ruido. En este paso, el plano de la punta de prueba 1 se desplaza hasta el plano de la punta 2.

Posteriormente, para determinar las pérdidas de la red de entrada  $\alpha$  mostrada en la Figura 7, se calcula su ganancia disponible en función de sus parámetros "S" y del coeficiente de reflexión presentado por el generador de ruido, mediante

$$G_{\alpha} = \frac{1 - |\Gamma_{GR}|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_{GR}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{ST}|^2}, \quad (27)$$

donde  $\Gamma_{ST}$  es el coeficiente de reflexión de salida de la red  $\alpha$ , dependiente del presentado a su entrada  $\Gamma_{GR}$  el cual se puede medir o calcular por

$$\Gamma_{ST} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{GR}}{1 - S_{11}\Gamma_{GR}}. \quad (28)$$

Los parámetros S de la red de entrada se obtienen colocando tres estándares conocidos  $\Gamma_{ei}$  a su entrada (plano del generador de ruido) y midiendo tres coeficientes de reflexión  $\Gamma_{mi}$

$$\Gamma_{mi} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{ei}}{1 - S_{11}\Gamma_{ei}}, \quad (29)$$

en el plano de salida de la red o de la entrada del DBP.

Con  $i=1,3$  para los tres estándares, se forman tres ecuaciones con tres incógnitas y resolviéndolas se obtienen  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ , y  $S_{12}S_{21}$ . Debido a que la red de entrada es pasiva y recíproca, se tiene que  $S_{12}=S_{21}$ , y entonces aplicando la raíz cuadrada y corrigiendo la fase se determinan  $S_{12}$  y  $S_{21}$ . El siguiente paso consiste en calcular los factores de desacoplamiento  $\mu_0$ ,  $\mu_1$  y  $\mu_2$  indicados en la Figura 7, mediante

$$\mu_i = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{1 - |\Gamma_S \Gamma_L|^2}, \quad (30)$$

donde  $\Gamma_S = \Gamma_{GR}$  o  $\Gamma_{ST}$  o  $\Gamma_{SD}$  y  $\Gamma_L = S_{11\alpha}$  o  $S_{11D}$  o  $\Gamma_{REC}$  para  $\mu_0$ ,  $\mu_1$  y  $\mu_2$  respectivamente.

En el punto 10, se mide el ruido total del sistema  $F_{TOT}$  para cada impedancia o coeficiente de reflexión  $\Gamma_{ST}$  presentado por el sintonizador al DBP o al receptor. Este se determina con las ecuaciones (19) y (20) en función de la potencia de ruido  $P_c$ ,

$$F_{TOT} = \frac{P_c}{kGB\mu_2 T_0} - \frac{T_c}{T_0} + 1, \quad (31)$$

donde

$$KGB = \frac{\frac{P_H}{T_H} - \frac{P_C}{T_C}}{\mu_2}. \quad (32)$$

Enseguida se corrige el plano de medición trasladándolo hasta el plano del DBP o al plano del receptor según sea el caso, con las pérdidas de la red de entrada  $G_\alpha$  determinadas previamente,

$$F_{DBP} = F_{TOT} - G_\alpha \quad (33)$$

$$F_{REC} = F_{TOT} - G_\alpha - P_{THRU} \quad (34)$$

donde  $P_{THRU}$  son las pérdidas del Thru, que la mayoría de las veces se desprecian por ser tan pequeñas. En el receptor,  $F_{REC}$  se afecta por el factor de desacoplamiento  $\mu_2$  y debe corregirse.

Cuando se desea medir un DBP activo, se consideran dos etapas en cascada y se utiliza la ecuación de Friis, de la cual se resuelve para  $F_{DBP}$  resultando

$$F_{DBP} = F_{TOT} + \frac{F_{REC} - 1}{G_{DBP}}. \quad (35)$$

Con el ruido medido a cada impedancia presentada en el plano deseado (receptor o DBP), se aplica alguna técnica adecuada de extracción de parámetros de ruido (Lane, 1969), (Vasilescu G., *et al.*, 1989). R. Lane, linealiza la ecuación (23) considerando cuatro nuevos parámetros A, B, C y D y encuentra la solución para cada uno de los parámetros. Según Lane

$$F_{\min} = A + \sqrt{4BC - D^2}, \quad (36)$$

$$R_n = B, \quad (37)$$

$$G_0 = \frac{\sqrt{4BC - D^2}}{2B}, \quad (38)$$

$$\text{y } B_0 = \frac{-D}{2B}. \quad (39)$$

$G_0$  y  $B_0$  son la parte real e imaginaria de la admitancia óptima para mínimo ruido  $Y_{opt}$ , la cual se puede transformar al coeficiente de reflexión  $\Gamma_0$ .

Por otro lado, el método de Vasilescu (Vasilescu G., *et al.* 1989) se basa en cuatro mediciones de figura de ruido correspondientes a cuatro coeficientes de reflexión (o admitancias). Con las cuatro mediciones se forma un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas, y después se van eliminando hasta reducirlo a uno de dos ecuaciones con dos incógnitas y se resuelve para encontrar  $R_n$  y  $B_0$ , después para  $G_0$  y por último para  $F_{\min}$ .

## II.4.El transistor HEMT.

El transistor de alta movilidad electrónica (HEMT:High Electrón Mobility Transistor) es un transistor de efecto de campo (FET) en el que se reemplaza el canal de conducción por una unión de dos materiales semiconductores con diferentes anchos de banda prohibida (a esto se le llama heterounión).

En un HEMT como el que se muestra en la Figura 8, el canal de conducción está formado por un semiconductor dopado de banda prohibida ancha (AlGaAs) y un semiconductor no dopado de banda prohibida más pequeña (GaAs). Los electrones en el borde del AlGaAs dopado se transfieren al semiconductor de menor banda prohibida y se juntan en un "pozo cuántico". Los electrones se confinan en el pozo cuántico, el cual tiene un espesor del orden de 20 a 30 Å. La distribución de electrones en el pozo cuántico es esencialmente de dos dimensiones, debido a que el espesor es mucho más pequeño que el largo y ancho del canal. Por esta razón se le da el nombre de gas de electrones de 2 dimensiones (2DEG).

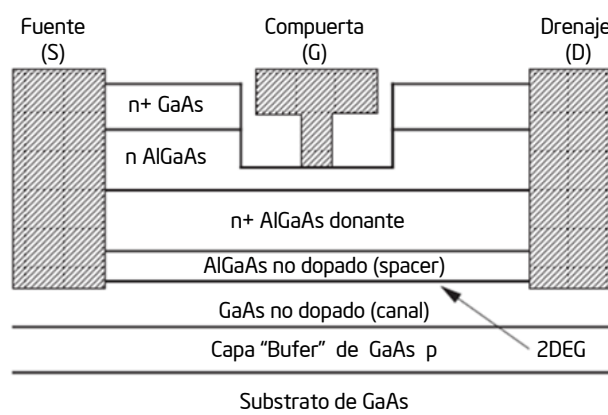


Figura 8. Estructura de un HEMT de AlGaAs/GaAs.

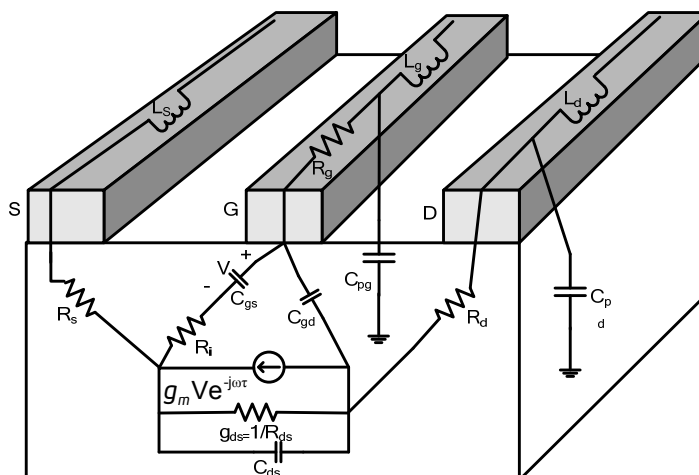
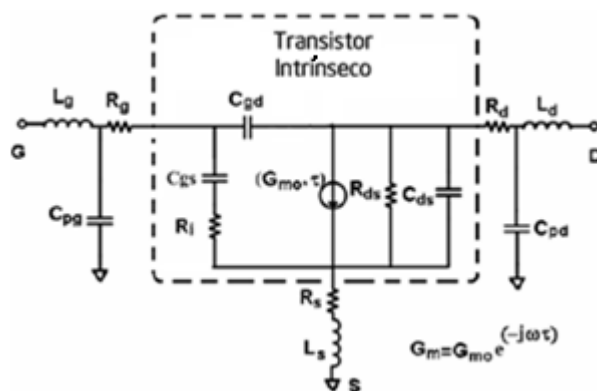
La ventaja del 2DEG es que no existen átomos de impurezas en la capa del GaAs no dopado, ni en el pozo cuántico, y los electrones en el canal de conducción no experimentan una dispersión de impurezas significativa. Debido a lo anterior, los portadores de carga adquieren una movilidad muy alta y una velocidad de saturación elevada, habilitándolos para reaccionar a campos que varían a muy altas frecuencias. También la resistencia del canal es muy baja, lo que provoca que los HEMT presenten bajo ruido en altas frecuencias.

#### II.4.1 Circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.

En la Figura 9 se muestra el circuito equivalente de pequeña señal del FET. El circuito está constituido por 2 tipos de elementos: los elementos parásitos extrínsecos, los cuales no dependen de la polarización: las resistencias  $R_g$ ,  $R_d$  y  $R_s$ , las inductancias  $L_g$ ,  $L_d$  y  $L_s$  y las

capacitancias  $C_{pg}$  y  $C_{pd}$ . Por otro lado, los elementos intrínsecos, son dependientes de los voltajes de polarización  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$  y son: las capacitancias  $C_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$ ,  $C_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$  y  $C_{ds}(V_{GS}, V_{DS})$ , la resistencia interna  $R_i(V_{GS}, V_{DS})$ , la conductancia de salida  $g_{ds}(V_{GS}, V_{DS})$ , la transconductancia ( $g_m(V_{GS}, V_{DS})$ ) y la constante de tiempo de transición ( $\tau(V_{GS}, V_{DS})$ ).

Cada uno de los elementos tiene un significado físico relacionado con la estructura del transistor, como se puede apreciar en la Figura 10:



Las resistencias e inductancias extrínsecas se pueden obtener utilizando la técnica de medición "FET en frío" (Dambrine *et al.*, 1988) o con la técnica propuesta por (Reynoso

Hernández *et al.* 1996). Esta técnica utiliza mediciones de parámetros  $S$  en polarización directa en la compuerta  $V_{GS} > V_{bi} > 0$  y  $V_{DS} = 0$  (manteniendo el drenaje abierto). Al hacer esto el circuito equivalente del transistor se representa como se muestra en la Figura 11. En esta figura,  $n$  es el factor de idealidad del diodo,  $K$  es la constante de Boltzman,  $T$  es la temperatura en  $^{\circ}K$ ,  $q$  es la carga del electrón,  $I_G$  es la corriente de la compuerta y  $R_{CH}$  es la resistencia del canal.

Las resistencias e inductancias parásitas se determinan a partir de los parámetros  $Z$  del circuito de la Figura 11, como se describe en (Reynoso Hernández *et al.*, 1996).

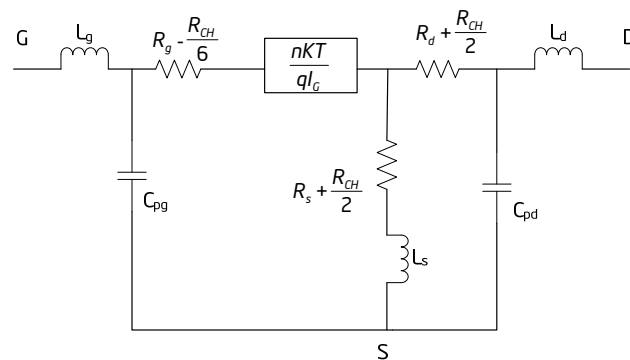


Figura 11. Circuito eléctrico equivalente a  $V_{GS} > V_{bi} > 0$ ,  $V_{DS} = 0$ .

Para determinar las capacitancias  $C_{pg}$  y  $C_{pd}$ , se realizan mediciones de parámetros  $S$  en inversa, bloqueando al transistor: a  $V_{DS} = 0$  V y  $V_{GS} \ll V_T$  (Dambrine *et al.*, 1988), como se muestra en la Figura 12, donde  $V_T$  es el voltaje de oclusión del canal del transistor.

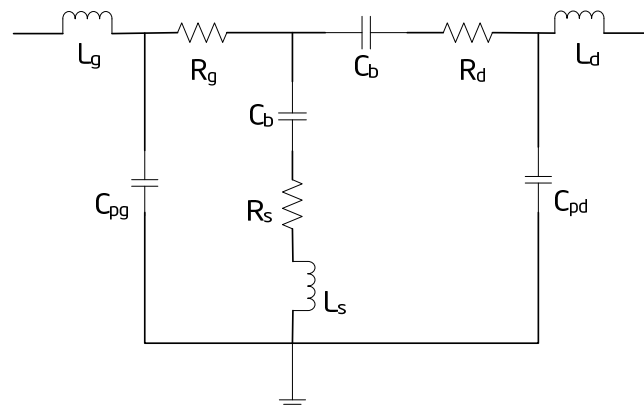


Figura 12. Circuito eléctrico equivalente del FET bloqueado.

Si se obtiene la matriz de admitancia de la Figura 12, se pueden determinar las capacitancias  $C_{pg}$  y  $C_{pd}$ . Donde  $C_b$  es la capacitancia de borde debido a la extensión de la zona de deserción en cada lado de la compuerta del transistor.

Los elementos intrínsecos se determinan a partir de mediciones de parámetros S en el punto de polarización deseado. Básicamente, se retiran los elementos parásitos del FET, por medio de un proceso llamado "de-embedding" que se muestra en la Figura 13, hasta llegar a los elementos del circuito intrínseco, los cuales se calculan utilizando fórmulas exactas (Berroth y Bosch, 1991), Olvera Cervantes *et al.* (2008).

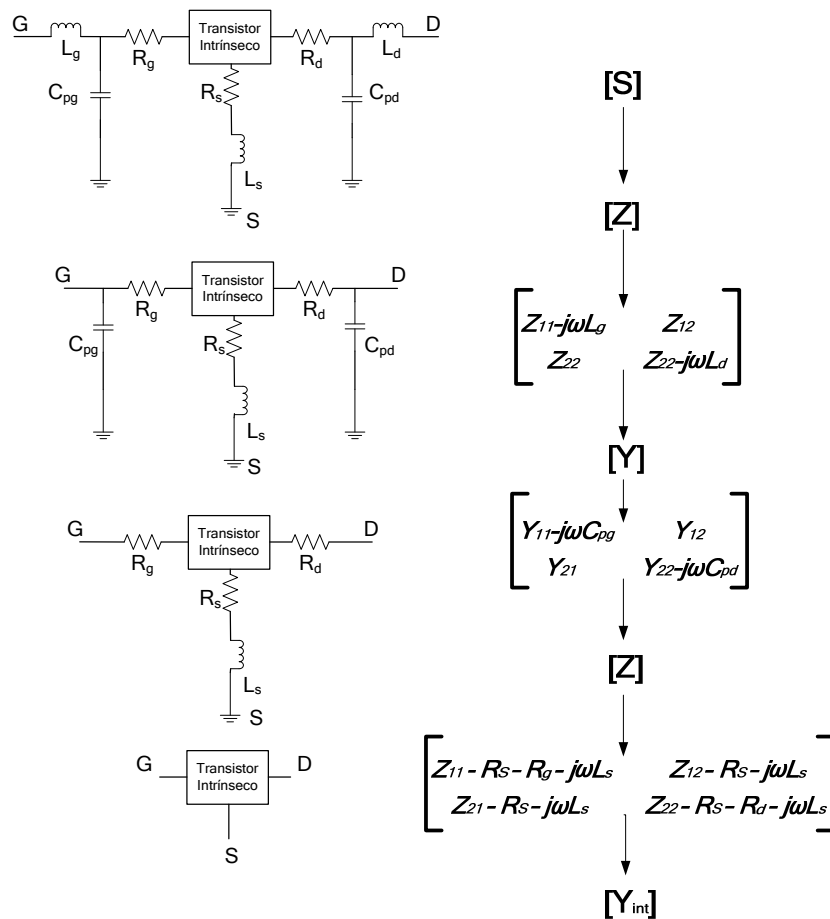


Figura 13. Extracción de los elementos extrínsecos.



### II.4.2 Modelo de ruido de Pospieszalski.

El comportamiento del ruido del transistor intrínseco puede modelarse por un bipuerto libre de ruido, con dos fuentes de ruido asociadas: una para la compuerta y otra para el drenaje del transistor (Rothe, H. Dahlke, W., 1956).

El modelo de ruido de Pospieszalski o de dos temperaturas (Pospieszalski, M.W., 1989), emplea una topología híbrida que se muestra en la Figura 14. En este modelo, las densidades espectrales de voltaje y corriente se expresan en función de dos temperaturas equivalentes de ruido,  $T_g$  y  $T_d$  (temperaturas de la compuerta y el drenador del transistor respectivamente). Se considera una fuente de voltaje de ruido entre la compuerta y la fuente,  $e_{gs}$  y una fuente de corriente de ruido,  $i_{ds}$ , entre el drenador y la fuente del transistor. Nótese que se desprecia la capacitancia de compuerta a fuente  $C_{gd}$ . Si se tiene la matriz de admitancia de los elementos intrínsecos  $[Y^{INT}]$  sin considerar la capacitancia  $C_{gd}$ , es posible obtener la relación de las fuentes de corriente de ruido  $i_g$  e  $i_d$  en función de  $e_{gs}$  e  $i_{ds}$ ,

$$i_g = Y_{11}^{INT} e_{gs}, \quad e \quad i_d = Y_{21}^{INT} e_{gs} + i_{ds}. \quad (40)$$

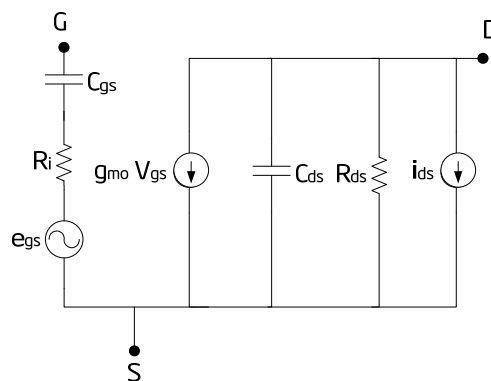


Figura 14. Topología híbrida del modelo de Pospieszalski.

Las fuentes de voltaje y corriente mostradas en la Figura 14, se dan respectivamente por

$$\overline{e_{gs}^2} = 4kT_g R_i \Delta f, \quad (41)$$

$$\overline{i_{ds}^2} = 4kT_d \frac{1}{R_{ds}} \Delta f, \quad (42)$$

donde  $\Delta f$  es el ancho de banda de integración de la densidad espectral de ruido. Este modelo considera que las fuentes de ruido no están correlacionadas,

$$\overline{e_{gs} i_{ds}^*} = 0. \quad (43)$$

Los parámetros de ruido en función de la frecuencia, se pueden determinar conociendo los elementos del circuito equivalente, donde la figura de ruido mínima se da por

$$F_{\min} = 10 \log \left( 1 + 2 \frac{f}{T_0 f_T} \sqrt{g_{ds} R_i T_g T_d + (f/f_t)^2 R_i^2 g_{ds}^2 T_d^2} + 2(f/f_t)^2 R_i g_{ds} \frac{T_d}{T_0} \right), \quad (44)$$

donde

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}}. \quad (45)$$

La impedancia óptima

$$Z_{opt} = \sqrt{(f_T/f)^2 (R_i/g_{ds})(T_g/T_d) + R_i^2} + \frac{j}{\omega C_{gs}}, \quad (46)$$

y la resistencia equivalente de ruido,

$$R_n = \frac{T_g}{T_0} R_i + \frac{T_d}{T_0} \frac{g_{ds}}{g_m^2} (1 + \omega^2 C_{gd}^2 R_i^2). \quad (47)$$

Con la ecuación (44) se obtiene la figura de ruido mínima del dispositivo en dB. La temperatura de compuerta  $T_g$  se puede considerar igual a la temperatura ambiente, mientras que la temperatura de drenaje o de salida  $T_d$  se puede obtener mediante optimización, ajustando el valor de  $F_{\min}$  calculado con la ecuación (44) a un valor de  $F_{\min}$  medido a una sola frecuencia.

## II.5. Líneas de transmisión planares de microondas.

La estructura planar más utilizada para la transmisión de señales de microondas es la microcinta dada en la Figura 15. Una microcinta es un conductor eléctrico de un ancho  $w$ , separado de un plano de tierra por un dieléctrico de espesor  $h$ .

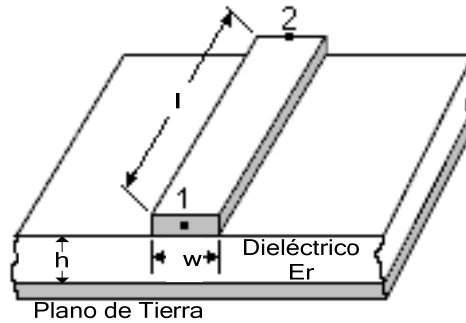


Figura 15. Línea de microcinta.

Hammerstad y Jensen (Hammerstad E., Jensen O., 1980) obtuvieron ecuaciones cerradas para el cálculo de la impedancia característica  $Z_0$  y la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$  de la microcinta, basándose en resultados obtenidos teóricamente. Las ecuaciones se obtuvieron haciendo un análisis cuasi-estático y son válidas para bajas frecuencias. La impedancia característica se puede calcular a partir de

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi} \ln \left[ (X_1 / (w/h)) + \sqrt{1 + (2 / (w/h))^2} \right] \quad (48)$$

donde  $\eta_0$  es la impedancia en el medio ( $\eta_0 = 376.73\Omega$ ) y  $X_1$  es función de la relación ancho-espesor ( $w/h$ ) dada como

$$X_1 = 6 + (2\pi - 6) e^{\left[ -\left( (30.666 / (w/h))^{0.7528} \right) \right]} \quad (49)$$

La constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$  se obtiene por aproximación funcional con valores calculados numéricamente como sigue:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} - \frac{\epsilon_r - 1}{2} [1 + (10 / (w/h))]^{-ab}, \quad (50)$$

donde los exponentes  $a$  y  $b$  son funciones de la relación  $w/h$  y  $\epsilon_r$  respectivamente, los cuales se obtienen con las ecuaciones

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[ \frac{((w/h)^4 + w/52h)^2}{((w/h)^4 + 0.432)} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[ 1 + \left( \frac{w}{h} \right) / 18.1 \right]^3 \quad (51)$$

y

$$b = 0.564 \left[ \frac{(\epsilon_r - 0.9)}{(\epsilon_r + 3)} \right]^{0.053}. \quad (52)$$

Kirschning y Jansen (Kirschning M., Jansen R. H., 1982) desarrollaron un modelo válido para mayores frecuencias que considera el efecto de dispersión, mediante una aproximación funcional con valores obtenidos con una técnica numérica de modos híbridos. La expresión para obtener la  $E_{eff}$  en función de la frecuencia se da como

$$E_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - E_{eff}}{1 + P}, \quad (53)$$

donde el polinomio P incorpora el comportamiento asintótico correcto de las estructuras de microcinta y ha sido obtenido utilizando datos proporcionados por un programa que utiliza la técnica numérica de modos híbridos:

$$P = P1 \cdot P2 \left[ (0.1844 + P3 \cdot P4) 10fh \right]^{1.5763} \quad (54)$$

donde  $fh$  es la frecuencia normalizada en GHz·cm y  $P1 - P4$  se dan por

$$P1 = 0.27488 + [0.6315 + 0.525 / (1 + 0.157fh)^{20} (w/h) - 0.065683] e^{-8.7513(w/h)}, \quad (55)$$

$$P2 = 0.33622 + [1 - e^{-0.03442 \epsilon_r}], \quad (56)$$

$$P3 = 0.0363 \cdot e^{-4.6 \frac{w}{h}} \cdot [1 - e^{-(fh/3.87)^{4.97}}], \quad (57)$$

$$P4 = 1 + 2.751 [1 - e^{-(\epsilon_r / 15.916)^9}]. \quad (58)$$

Por otro lado, la estructura de la Guía de Onda Coplanar (GOC), desarrollada por Cheng P. Wen (Wen, C.P., 1969) representa una alternativa a la de la microcinta para implementar circuitos de microondas. En la GOC los planos de tierra están al mismo nivel que el conductor de la señal, separados a una distancia (G), como se muestra en la Figura 16. En la Figura 16a se

muestra la GOC convencional y en la Figura 16b se muestra la GOC con plano de tierra adicional.

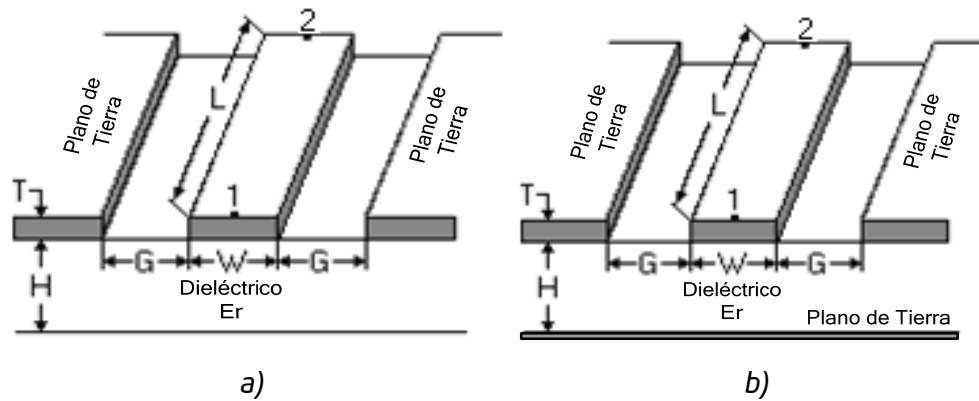


Figura 16. a) Guía de onda coplanar b) Guía de onda coplanar con plano de tierra adicional.

Una de las ventajas de la guía de onda coplanar sobre la microcinta es la facilidad con la que pueden conectarse elementos en paralelo. Otra ventaja es presenta varias combinaciones de  $G$  y  $W$  para lograr una impedancia determinada. Una desventaja, es que los planos de tierra coplanares deben ser lo más grande posible (al menos 4 veces más grandes que el conductor central) con el propósito de garantizar un modo par de propagación (Quasi-TEM), por lo que el recinto que alberga al circuito tiende a ser más grande. Además, no existen modelos de dispersión para la guía de onda coplanar.

Veyres y Fouad-Hanna obtuvieron ecuaciones para el cálculo de la impedancia característica  $Z_0$  y la constante dieléctrica efectiva  $E_{eff}$  de la GOC las cuales se reescriben como

$$Z_{oGOC} = \frac{30\pi}{\sqrt{E_{eff}}} \frac{K(k_1)}{K(k_1')}, \quad (59)$$

$$E_{eff} = 1 + \frac{(E_r - 1)}{2} \frac{K(k_1) K(k_2')}{K(k_1') K(k_2)}, \quad (60)$$

donde  $K(k_i)$  es la integral elíptica completa de primera clase de modulo  $k_i$ , y  $k_i'$  es la función complementaria dada por

$$k_i' = \sqrt{1 - k_i^2}, \quad (61)$$

donde

$$k_1 = (1 + 2D/(w + 2G)) \sqrt{\frac{1 + (w/G)}{(1 + (D/G) + (w/G))(1 + (D/G))}}, \quad (62)$$

$$k_2' = \frac{\sinh(\pi w / 4h)}{\sinh(\pi(w + 2G) / 4h)} \sqrt{\frac{\sinh^2(\pi(w + 2G + 2D) / 4h) - \sinh^2(\pi(w + 2G) / 4h)}{\sinh^2(\pi(w + 2G + 2D) / 4h) - \sinh^2(\pi w / 4h)}}, \quad (63)$$

$$\frac{K(k)}{K(k')} \approx \frac{\pi}{\ln[2(1 + \sqrt{k'}) / (1 - \sqrt{k'})]}, \quad \text{para } 0 \leq k \leq 0.707, \quad (64)$$

y

$$\frac{K(k)}{K(k')} \approx \frac{1}{\pi} \ln\left(\frac{2(1 + \sqrt{k})}{1 - \sqrt{k}}\right) \quad \text{para } 0.707 \leq k \leq 1. \quad (65)$$

En estas ecuaciones  $w$  es el ancho del conductor de la señal,  $G$  es la separación de los planos de tierra y  $k = w / (w + 2G)$ .

Cabe mencionar que Ghione y Naldi (G. Ghione, C. U. Naldi, 1987) realizaron un análisis cuasi-estático de la estructura, donde se desarrollan expresiones basándose en la técnica de mapeo conforme para obtener las ecuaciones de la impedancia característica y la constante dieléctrica efectiva de la GOC estándar y con plano de tierra adicional.

## II.6. Análisis Electromagnético.

En la banda de frecuencias con longitudes de onda milimétricas, los métodos cuasi-estáticos necesarios para analizar líneas de transmisión, solo son útiles para obtener una aproximación del comportamiento de la estructura analizada. En los métodos de análisis electromagnético se parte de las ecuaciones de Maxwell para encontrar la solución de los campos eléctricos y magnéticos, así como la distribución de corriente en el conductor, considerando los componentes longitudinales. Uno de los métodos numéricos de análisis electromagnético ampliamente utilizado en estructuras planares es el método de momentos (Harrington,1982). El método de momentos es una técnica general empleada para convertir, mediante una aproximación, ecuaciones integro diferenciales en un sistema de ecuaciones lineales que se pueden resolver mediante un algoritmo computacional. Para implementar el método de momentos se siguen los siguientes pasos:

- Se introducen los datos geométricos y eléctricos de la estructura y del substrato ( $w, s, l, \epsilon_r, h, \tan \delta, t, \mu_r, \sigma$ ).

- Se plantea la ecuación integral a partir de las ecuaciones de Maxwell y las condiciones de frontera, la cual define tanto la geometría de la estructura como el medio de propagación.

- Se discretiza o subdivide la estructura en N segmentos o celdas de forma triangular o rectangular, escogiendo el tamaño de las celdas en función de la longitud de onda.

- Se expresa la distribución de corriente como una doble sumatoria en términos de las funciones base (función techo o rooftop) que puedan representar y ensamblar la función.

- Se aplica el método de Galerkin (funciones base=funciones peso) y se obtiene el sistema de ecuaciones lineales  $[V] = [Z][I]$ .

- Se resuelve el sistema de ecuaciones para obtener la distribución de corriente  $[I] = [Z]^{-1}[V]$

- Se obtienen los parámetros "S".

### Diseño, construcción y caracterización del amplificador de bajo ruido

---

En este capítulo, se propone una metodología de diseño de amplificadores de microondas y de ondas milimétricas. Se presentan resultados del diseño y análisis de un amplificador de bajo ruido y de alta ganancia, diseñado para operar en la banda de frecuencias de 36 a 40 GHz. Asimismo, se presentan resultados de la caracterización del amplificador y su comparación con los obtenidos de manera teórica. Se da un especial énfasis en el desarrollo de las redes de alimentación y de acoplamiento que involucran elementos bloqueadores de DC y de RF, ya que un diseño adecuado de éstas, permitirá disminuir sus pérdidas por inserción que redundará en una disminución de ruido del amplificador.

Con la finalidad de disminuir las dimensiones físicas del amplificador, reducir el costo y minimizar el proceso de ensamble (número de elementos y mano de obra), se propone diseñar un amplificador de dos etapas, en donde la primera etapa es un amplificador híbrido de una sola etapa, diseñado para lograr una figura de ruido mínima en la banda de operación, mientras que la segunda etapa es un amplificador monolítico de alta ganancia. Esto se propone, debido a que es más pequeño y económico utilizar un MMIC cuyas dimensiones son: 1.8mm x 1.1mm, que tres transistores con sus redes de acoplamiento y de alimentación distribuidas realizadas en tecnología de microcinta o guía de onda coplanar, las cuales incluyen algunos elementos concentrados necesarios (resistencias y capacitores), requiriendo éste último mayor mano de obra para el montaje y soldadura de todos los elementos.



La metodología propuesta para el desarrollo del amplificador de bajo ruido y alta ganancia objeto de éste trabajo de tesis, se describe en la Figura 17:

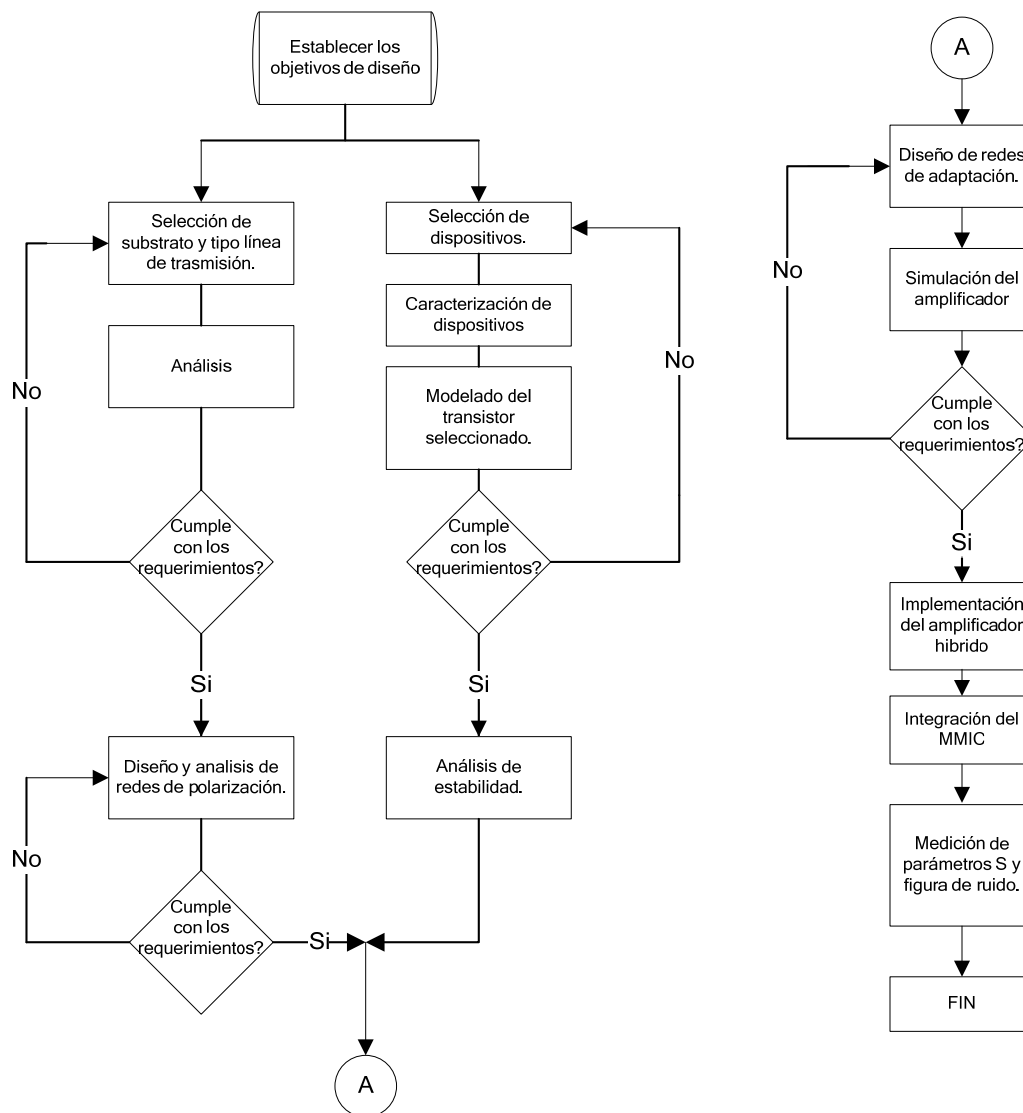


Figura 17. Metodología propuesta para el desarrollo del amplificador.

El primer paso de la metodología, consiste en establecer los objetivos o especificaciones de diseño del amplificador. Enseguida se seleccionan los dispositivos (transistores) y se caracterizan para obtener sus parámetros de dispersión y de ruido

mediante un banco de medición experimental apropiado para ello. Posteriormente, se obtiene el modelo de pequeña señal del transistor.

Al mismo tiempo, se selecciona el substrato y el tipo de línea de transmisión que se empleará para construir las redes pasivas. El margen de impedancias realizables se determina en función de las capacidades de fabricación del laboratorio, las características físicas del substrato (como la permitividad  $\epsilon_r$ , espesor  $h$ , etc.) y el tipo de tecnología de línea de transmisión a emplear (microcinta o guía de onda coplanar). Después de seleccionar el substrato, se inicia el proceso de diseño de las redes de alimentación del amplificador, las cuales deben tener pocas pérdidas por inserción, una relación de onda estacionaria de voltaje ( $v_{swr}$ ) baja y ser “transparentes” a la señal de RF en la banda de frecuencias de interés.

Tanto los parámetros medidos como el modelo de circuito equivalente, son indispensables para evaluar el efecto provocado por las conexiones necesarias (alambres del transistor hacia las redes de adaptación y hacia tierra) sobre la estabilidad y los parámetros de dispersión y de ruido. Tomando en cuenta este efecto, se seleccionan los coeficientes de reflexión que deben presentarse al transistor para lograr los valores requeridos de ganancia y figura de ruido y se procede a diseñar las redes de adaptación o acoplamiento.

Con las redes de alimentación y de adaptación diseñadas y analizadas electromagnéticamente, se efectúa un análisis de la etapa híbrida del amplificador y se realiza una optimización, ajustando los elementos de las redes antes de su construcción. Una vez construido el amplificador híbrido, se miden los parámetros  $S$  y de ruido dentro de la banda de frecuencias de interés, y se efectúa una comparación con los resultados obtenidos del análisis o de las simulaciones. Posteriormente se diseña y construye el circuito necesario para ensamblar el MMIC seleccionado y se procede a realizar la interconexión de ambos amplificadores para formar el amplificador completo de bajo ruido y de alta ganancia. Al final, se miden los parámetros de dispersión y de ruido del amplificador completo.

Enseguida se describen con mayor detalle cada uno de los pasos involucrados en la metodología propuesta y se efectúa el diseño del amplificador de una etapa.

### III.1. Objetivos de diseño.

El primer paso para diseñar cualquier componente o sistema es establecer los objetivos de diseño o especificaciones que debe cumplir. En la Tabla III se muestran las características que debe tener el amplificador de este trabajo de tesis.

Tabla III. Objetivos de diseño

Ancho de banda	36GHz - 40GHz
Ganancia	>20 dB
Figura de Ruido	<3 dB
Pérdidas por regreso de entrada	<-10 dB
Pérdidas por regreso de salida	<-10 dB

Para poder satisfacer los requerimientos de diseño, se propone la estructura del amplificador que se muestra en la Figura 18.

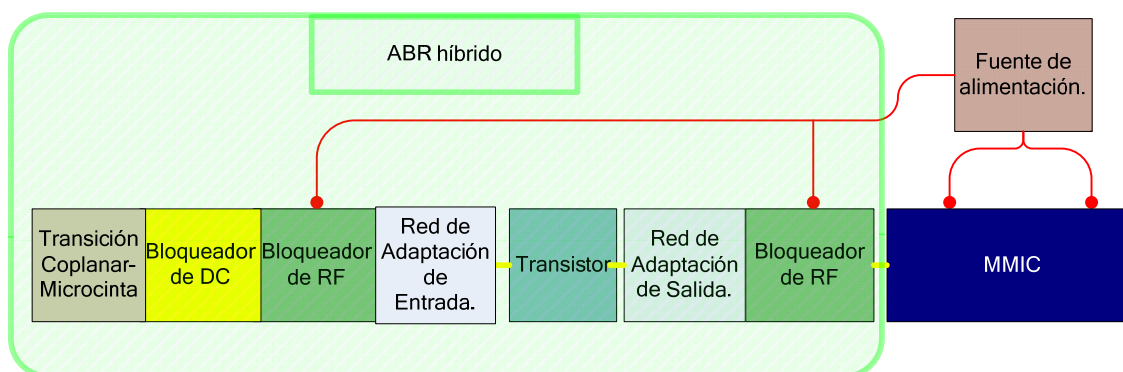


Figura 18. Estructura del amplificador propuesta.

El amplificador consiste de dos etapas de amplificación, en donde la primera etapa es un amplificador híbrido de una sola etapa diseñado para lograr una figura de ruido mínima en la banda de operación, y la segunda etapa es un amplificador monolítico (MMIC) de alta ganancia. Se puede apreciar en la Figura 18 que la primera etapa (híbrida) está formada por una transición coplanar- microcinta, dos redes de adaptación y dos redes de alimentación, en donde éstas últimas están formadas por una red bloqueadora de DC y una bloqueadora de RF de bajas pérdidas.

### III.2. Selección de tipo de línea de transmisión y sustrato.

Tanto la guía de onda coplanar (GOC) como la microcinta son tecnologías comúnmente utilizadas para la fabricación de circuitos de microondas. Se ha demostrado (Jackson, R.W., 1986), que ciertas dimensiones de la guía de onda coplanar presentan un mejor desempeño en términos de pérdidas del conductor y de dispersión que la microcinta. La Figura 19 muestra la estructura de la microcinta con un plano de tierra inferior y la de la guía de onda coplanar cuyos planos de tierra son laterales. La GOC tiene la ventaja de efectuar un montaje de dispositivos en paralelo de manera más fácil que en la microcinta, ya que no se requieren hoyos metalizados. Una de las desventajas de la GOC es el tamaño grande de las estructuras, debido a los planos de tierra laterales y a la constante dieléctrica efectiva ( $E_{eff}$ ), que generalmente tiende a ser menor que en las estructuras de microcinta. En la Tabla IV se hace una comparación de las dos tecnologías.

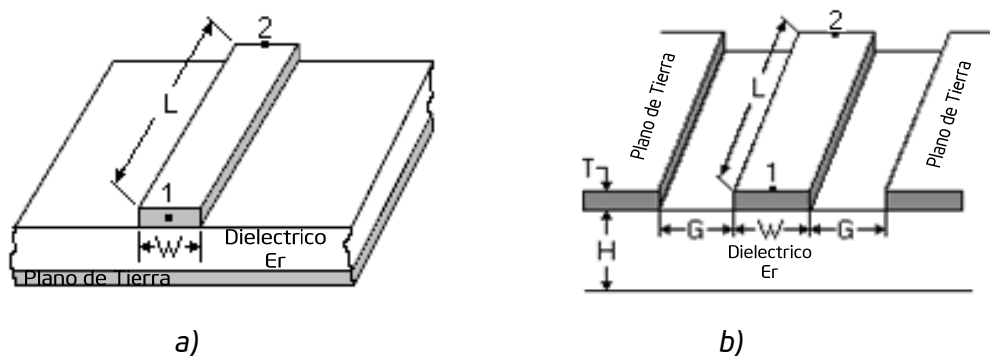


Figura 19. Líneas de transmisión: a) Microcinta. b) Guía de onda coplanar.

*Tabla IV. Comparación de los dos tipos de líneas de transmisión planares más comunes para circuitos de microondas*

<i>Característica</i>	<i>Microcinta</i>	<i>Guía de onda coplanar</i>
<i>Constante dieléctrica efectiva (para una <math>\epsilon_r=3</math> y <math>h=254 \mu\text{m}</math> ).</i>	<i>2.5</i>	<i>1.8</i>
<i>Capacidad de manejo de potencia.</i>	<i>Alta</i>	<i>Media</i>
<i>Pérdidas por radiación.</i>	<i>Baja</i>	<i>Media</i>
<i>Dispersión.</i>	<i>Baja</i>	<i>Baja</i>
<i>Dificultad para montar componentes en paralelo.</i>	<i>Requiere de hoyos metalizados.</i>	<i>Ninguna.</i>
<i>Tamaño del recinto</i>	<i>Pequeño</i>	<i>Grande</i>
<i>Facilidad de medición</i>	<i>Compleja</i>	<i>Fácil</i>
<i>Modelos disponibles</i>	<i>Si</i>	<i>No</i>

Además, cuando se emplea la GOC para desarrollar las redes alimentación en un amplificador (que incluye uniones en T y bloqueadores de DC en serie), es difícil lograr que éstas redes presenten bajas pérdidas. Cuando se opera la GOC a frecuencias elevadas, muchas veces se requiere implementar conexiones entre los planos de tierra (puentes de aire) para nivelar el potencial en ambos lados (Álvarez Guzmán, 1999). Por otro lado, cuando las dimensiones óptimas de la GOC correspondientes a una frecuencia determinada simplemente no están dentro de los márgenes requeridos por las puntas de prueba coplanares, se requiere insertar discontinuidades, las cuales pueden generar modos de transmisión no deseados, provocando que el comportamiento esperado cambie.

En éste trabajo de tesis se consideran ambas tecnologías, donde la microcinta se utiliza para diseñar las redes de acoplamiento y de alimentación del amplificador, mientras que la GOC se emplea para realizar transiciones coplanar-microcinta que se utilizarán para medir tanto las redes separadas como el amplificador completo.

El sustrato a utilizar puede ser del tipo cerámico (Alumina  $Al_2O_3$ ) o del tipo blando (Teflón, PTFE, etc.). En general los sustratos cerámicos son muy costosos y son difíciles de cortar y de perforar para hacer los hoyos metalizados (vias) que se requieren para establecer el mismo potencial que el plano de tierra. Por las razones anteriores, en este trabajo se seleccionó un sustrato blando (PTFE: Poly Tetra Fluoro Etileno) que permitirá construir y ensamblar fácilmente el amplificador de bajo ruido y alta ganancia a un costo muy bajo. En la Tabla V se enlistan las características del sustrato seleccionado.

*Tabla V. Características del sustrato*

Fabricante y material	Composición	Permitividad $\epsilon_r$	Tolerancia $\epsilon_r, \pm$	Factor de Disipación $Tan\delta$	Espesor del Dieléctrico $h$ (mm/mils)	Espesor del conductor $t$ ( $\mu$ m)
Rogers R03003	PTFE-cerámica	3	0.04	0.0013	0.254/10	17.78

El sustrato determina el margen de impedancia característica realizable y las pérdidas por inserción. Para evitar la propagación transversal o de modos superiores, es necesario limitar el ancho de las líneas. El primer modo transversal TE de la microcinta tiene como frecuencia de corte (T.C. Edwards,1981)

$$f_{CT} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}(2w + 0.8h)} \text{ (GHz)}, \quad (66)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío,  $w$  es el ancho de la línea y  $h$  el espesor del sustrato. A la frecuencia de 38 GHz, el ancho máximo que puede tener una línea fabricada en el sustrato seleccionado es de 2.15 mm. Por otro lado, las dimensiones mínimas dependen del proceso de fabricación y del espesor de la capa conductora. Para un proceso fotolitográfico estándar, es difícil lograr dimensiones menores a 30  $\mu$ m tanto para el ancho de una línea como para la separación entre dos líneas. Haciendo un análisis para determinar la impedancia en función del ancho de la línea para el sustrato seleccionado, se calculó el intervalo de

impedancias físicamente realizables para éste tipo de sustrato tal como se muestra en la *Tabla VI*.

*Tabla VI. Intervalo de impedancias para el sustrato seleccionado*

Ancho de la línea, $w$ (mm)	Impedancia característica $Z_0$ @ 38GHz (ohms)
2.15	20
0.62	50
0.03	160

### III.3. Selección y análisis de dispositivos.

Utilizando los datos que proporcionan los fabricantes de transistores, se seleccionaron dos transistores tipo HEMT de bajo ruido: el HEMT de la compañía Fujitsu modelo FHR20X y el pHEMT de la compañía UMS modelo EC2612. Utilizando un analizador de redes vectorial (ARV) HP8510C y la máquina de puntas coplanares, se midieron los parámetros S de cada dispositivo bajo diferentes polarizaciones, con el objetivo de obtener y comparar la ganancia de cada transistor. Una comparación de las características de ambos transistores se muestra en la *Tabla VII*. En la Figura 20 se muestran los parámetros "S" medidos del transistor Fujitsu y en la Figura 21 los del transistor UMS, ambos bajo cuatro condiciones de polarización diferentes. Se puede apreciar que las condiciones de  $V_{ds}=1V$ ,  $I_{ds}=10mA$  y la de  $V_{ds}=2V$ ,  $I_{ds}=10mA$ , ofrecen una ganancia mayor que las otras dos polarizaciones.

*Tabla VII . Comparación de los transistores seleccionados*

Transistor	Ganancia @ 38 GHz $V_{ds}=2V$ , $I_{ds}=10mA$ (dB)	Figura de Ruido @ 38 GHz $V_{ds}=2V$ , $I_{ds}=10mA$ (dB)
Fujitsu FHR20X	4.7	2
UMS EC2612	3.6	2

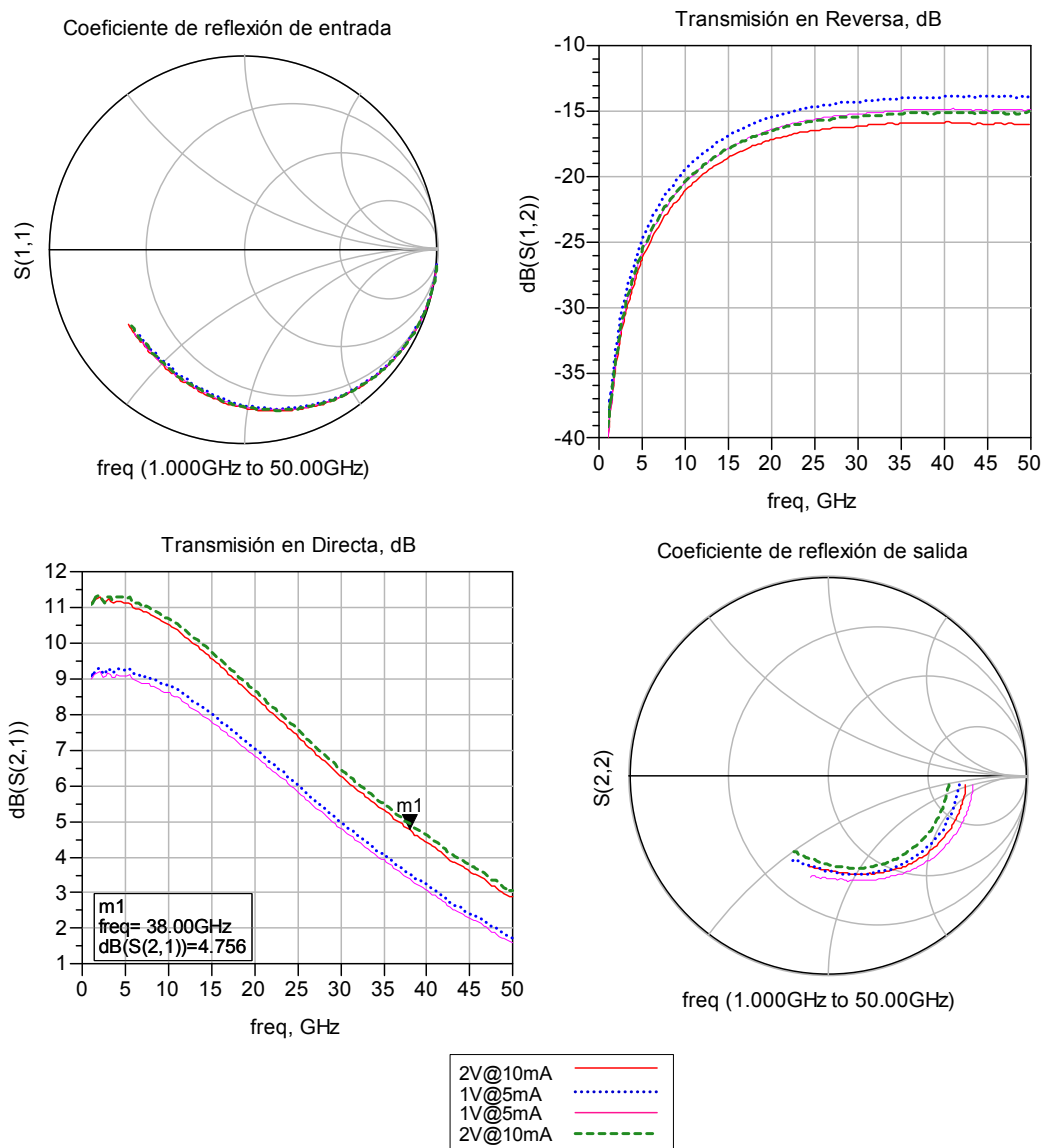


Figura 20. Parámetros  $S$  medidos del transistor Fujitsu FHR20X correspondientes a cuatro polarizaciones diferentes.



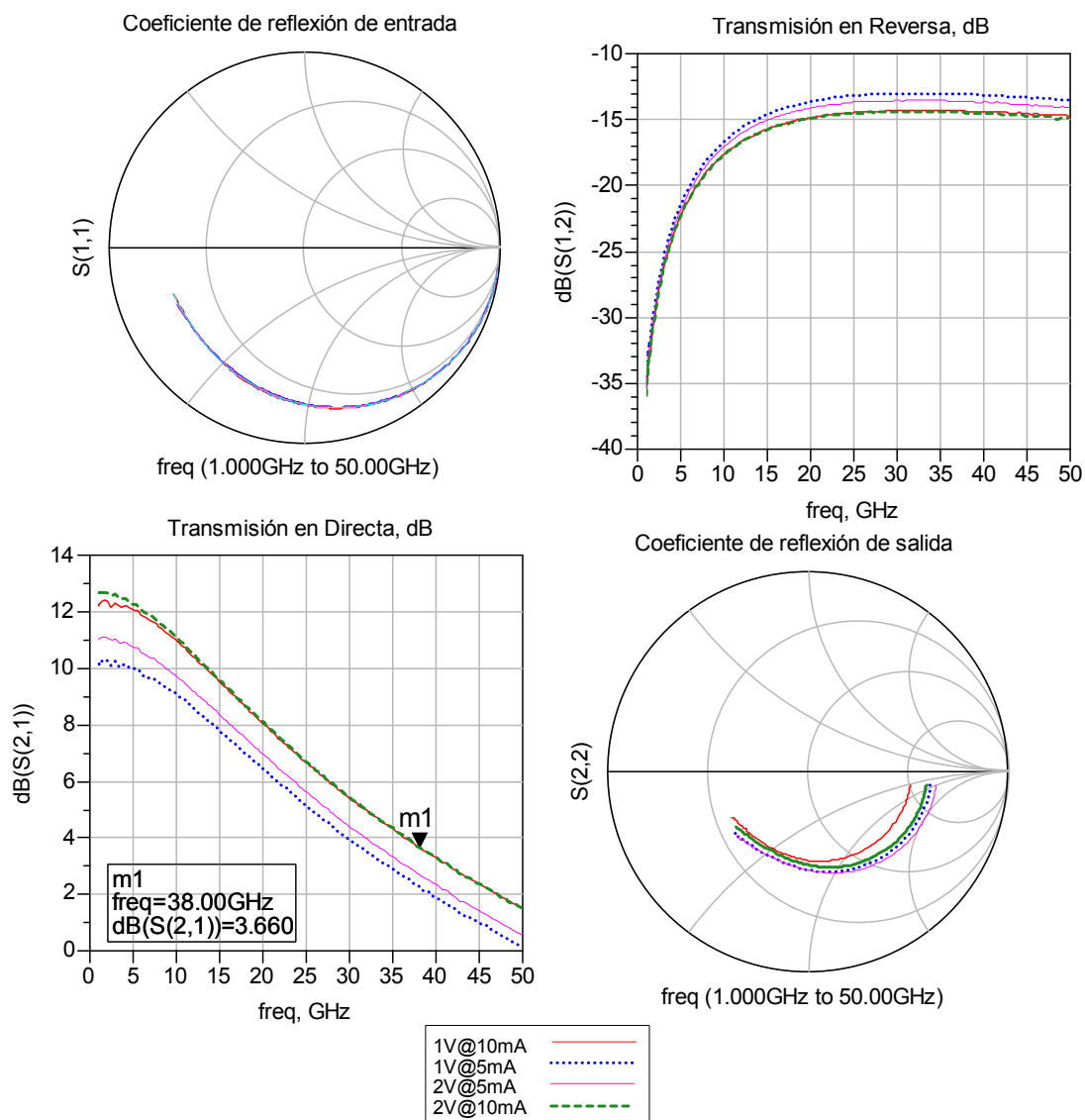


Figura 21. Parámetros  $S$  medidos del transistor UMS EC2612 correspondientes a cuatro polarizaciones diferentes.

La ganancia del transistor FHR20X es mayor que la del transistor UMS EC2612. Ambos transistores ofrecen una figura de ruido medida similar a la frecuencia de 38 GHz. Por lo tanto, se seleccionó el transistor FHR20X para diseñar la primera etapa del amplificador, ya que éste proporciona una mayor ganancia con una figura de ruido apropiada.

Es importante mencionar que comercialmente existen amplificadores monolíticos de microondas (MMIC) de alta ganancia que operan en el ancho de banda de 36 a 40 GHz. Para implementar la etapa de ganancia, se seleccionó el MMIC de la compañía UMS modelo CHA2394. En la Tabla VIII se muestran las características del MMIC reportadas por el fabricante:

*Tabla VIII. Características del MMIC UMS CHA2394*

<i>Característica a 38GHz Vd=3.5V, Id=60mA</i>	<i>Valor</i>
<i>Ganancia (dB)</i>	<i>20</i>
<i>Figura de ruido (dB)</i>	<i>2.5</i>
<i>Pérdidas por regreso de entrada (dB)</i>	<i>8</i>
<i>Pérdidas por regreso de salida (dB)</i>	<i>18</i>

Para obtener el circuito equivalente de pequeña señal del transistor, se siguen los procedimientos descritos en Dambrine *et al.* (1988), White y Healy (1993) y Olvera Cervantes *et al.* (2008).

Efectuando mediciones en directa ( $V_{ds}=0$ ,  $V_{gs}>V_{bi}$  (+)) se obtienen las resistencias ( $R_g$ ,  $R_s$ ,  $R_d$ ) e inductancias extrínsecas ( $L_g$ ,  $L_s$  y  $L_d$ ), midiendo en inversa ( $V_{ds}=0$  y  $V_{gs}$  (-)) se determinan las capacitancias extrínsecas ( $C_{pg}$  y  $C_{pd}$ ) y midiendo bajo las condiciones de polarización de interés ( $V_{ds}=2$  V,  $I_{ds}=10$ mA) se determinan los elementos intrínsecos, mediante los cuales se completa el modelo de circuito equivalente de pequeña señal del transistor FHR20X dado en la Figura 22, y cuyos valores correspondientes a cada uno de los elementos se proporcionan en la Tabla IX para  $V_{ds}=2$  V e  $I_{ds}=10$ mA..

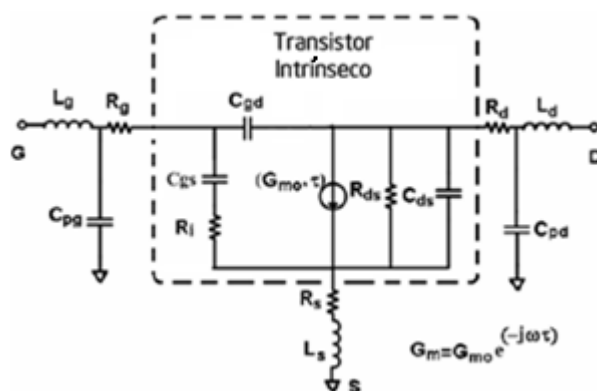


Figura 22. Modelo de circuito equivalente de pequeña señal.

Tabla IX. Valores de los elementos del modelo.

Elemento	Valor	Elemento	Valor
$L_g$	27 pH	$R_{ds}$	146.2 $\Omega$
$C_{pg}$	1.5 fF	$R_s$	4.912 $\Omega$
$R_g$	1.012 $\Omega$	$L_s$	6 pH
$R_i$	0.87 $\Omega$	$C_{ds}$	36.4 fF
$C_{gs}$	96.4 fF	$R_d$	5.476 $\Omega$
$C_{gd}$	19.8 fF	$L_d$	25.8 pH
$G_{mo}$	68.55 mS	$C_{pd}$	10.3 fF
$\tau$	0.2833 ps		

En las Figura 23 y Figura 24 se muestra una comparación entre los parámetros S medidos y los obtenidos del modelado del transistor para  $V_{ds}=2V$ ,  $I_{ds}=10mA$ . Se puede observar que los parámetros S simulados se apegan perfectamente a las mediciones, a excepción del parámetro  $S_{21}$ , el cual presenta una diferencia considerable a baja frecuencia como se puede apreciar en la Figura 24. Esto se debe a un error en el proceso de calibración, en donde se introdujo un nivel de potencia de entrada alto, que satura la ganancia del amplificador en las frecuencias bajas, reduciendo la magnitud del parámetro  $S_{21}$ . Esto sin embargo no afecta la precisión del modelo en la banda de interés de 36 GHz a 40 GHz.

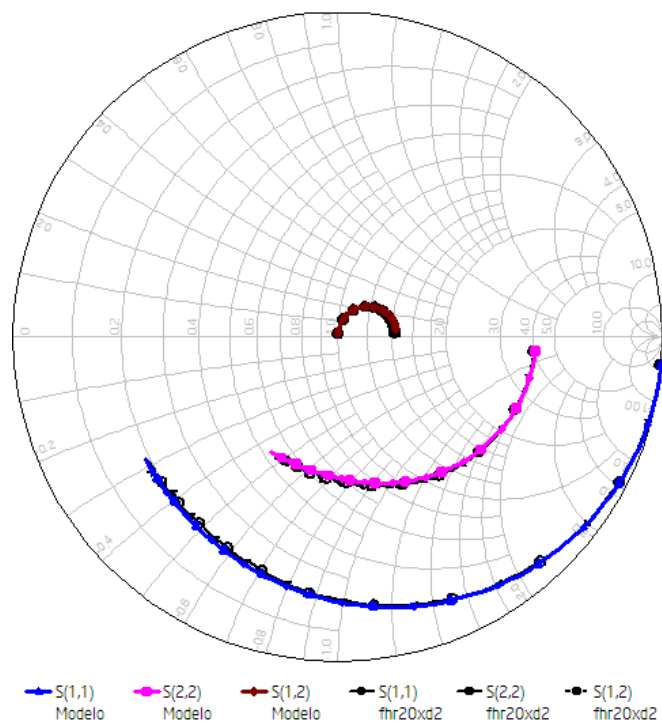


Figura 23 . Comparación de los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ , y  $S_{22}$  medidos y modelados de 1 a 50 GHz.

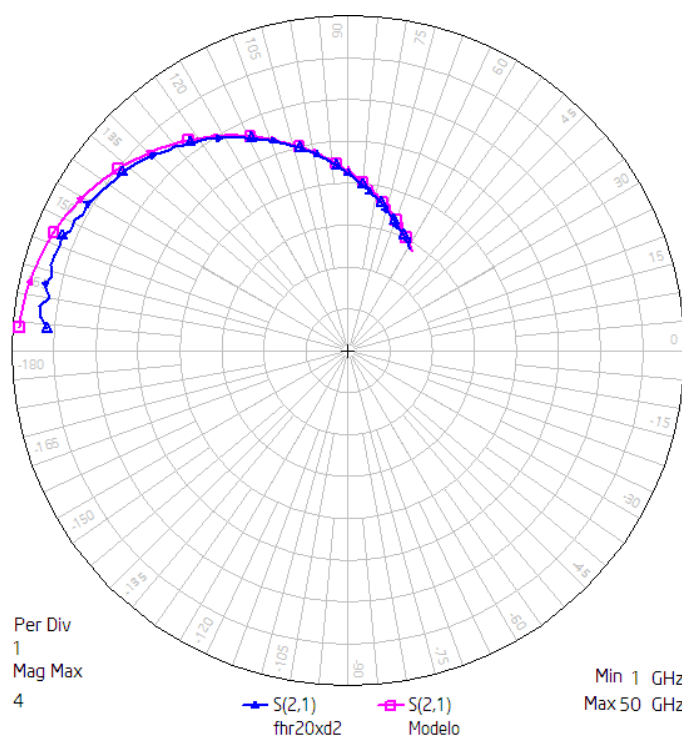


Figura 24. Comparación del parámetro  $S_{21}$  medido y modelado de 1 a 50 GHz.

Siguiendo la metodología de medición de parámetros de ruido descrita en el capítulo II, se obtuvieron los parámetros de ruido del transistor FHR20X a la frecuencia de 38 GHz, mostrados en la Tabla X, para  $V_{ds}=2V$  e  $I_{ds}=10mA$ .

Tabla X. Parámetros de ruido del transistor FHR20X medidos a 38GHz.

Parámetro	Valor
$F_{min}$	1.94dB
$R_n$	17 $\Omega$
$ \Gamma_o $	0.5
$\angle\Gamma_o$	105°

A partir del modelo de pequeña señal y de los parámetros de ruido medidos, se obtuvo el modelo de ruido de Pospieszalski (Pospieszalski, M.W., 1989) descrito en el capítulo II. La temperatura de drenaje  $T_d$  se obtiene de las mediciones de ruido del transistor a una sola frecuencia, que en este caso fue de 38 GHz y cuyos parámetros de ruido se presentan en la Tabla X. La  $T_d$  obtenida es 2258°K (2532° C) con una temperatura de compuerta  $T_g$  igual a la temperatura ambiente de 296°K (23° C). En las figuras Figura 25, Figura 26 y Figura 27 se muestran los parámetros de ruido del transistor en el intervalo de frecuencias de 1 a 50 GHz, para  $V_{ds}=2V$  e  $I_{ds}=10mA$ .

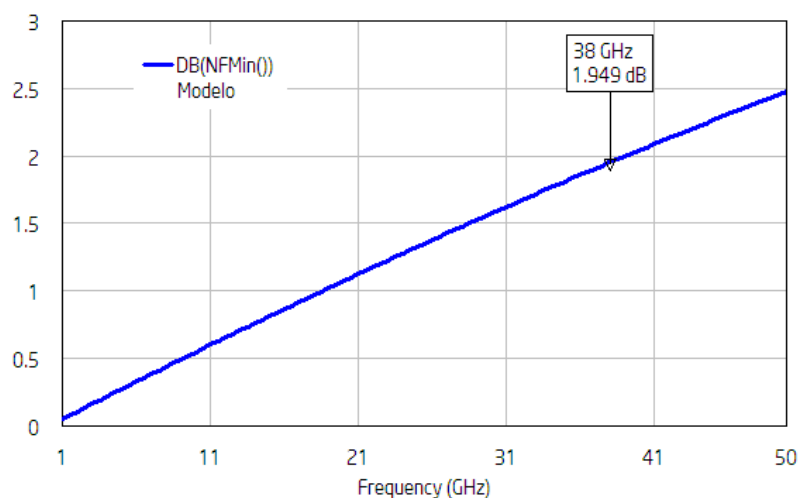


Figura 25. Parámetro  $F_{min}$  del transistor FHR20X modelado de 1 a 50 GHz.

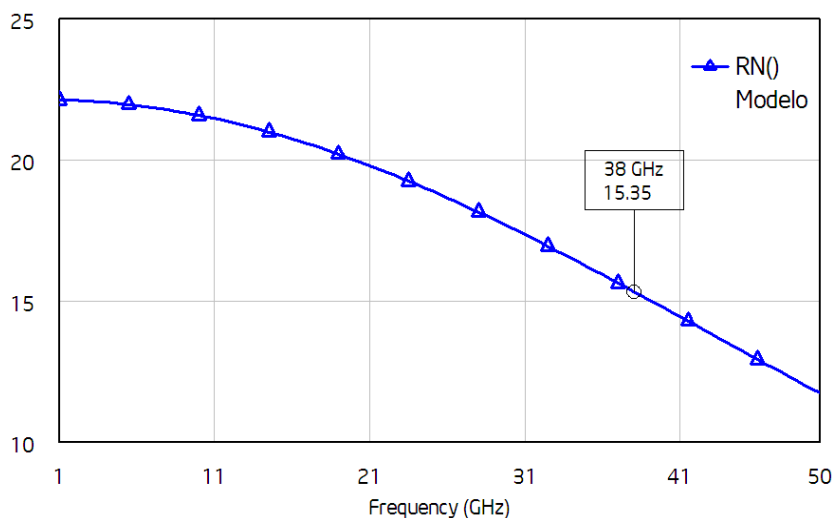


Figura 26. Parámetro  $R_n$  del transistor FHR20X modelado de 1 a 50 GHz.

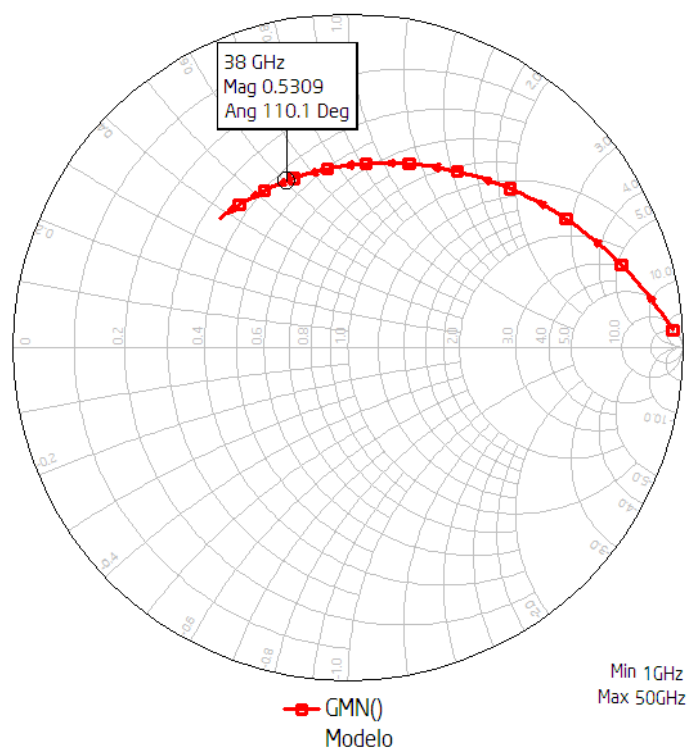


Figura 27. Parámetro  $\Gamma_{OPT}$  del transistor FHR20X modelado de 1 a 50 GHz.

Debido a que el transistor FHR20X es un dispositivo en chip (no encapsulado), es necesario usar micro-alambres para conectar las terminales del transistor a las redes de acoplamiento (compuerta, G y drenaje, D) y al plano de tierra (fuente, S). Es indispensable tomar en cuenta el efecto de los micro-alambres para diseñar el amplificador, ya que modifican

los parámetros de dispersión y de ruido. Debido a esto, se requiere analizar los cambios en el comportamiento del transistor provocados por los alambres.

En la Figura 28 se representa cada alambre por una inductancia en serie con una resistencia que toma en cuenta las pérdidas del alambre.

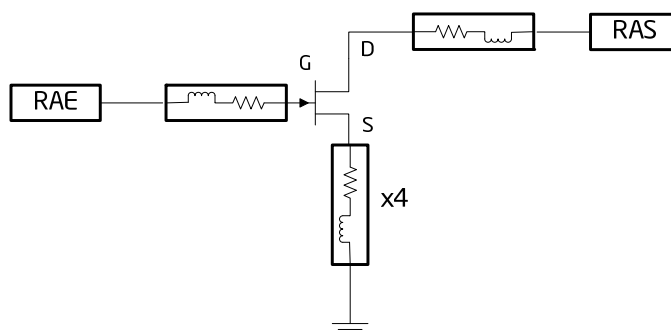


Figura 28. Ilustración de las conexiones de los micro-alambres.

En este trabajo se utilizaron micro-alambres de  $18\mu\text{m}$  de diámetro. En la Tabla XI se muestra la longitud y número de micro-alambres empleados para cada conexión:

Tabla XI. Conexiones del transistor utilizando micro-alambres de 18 micras de diámetro.

Conexión	Número de micro-alambres	Longitud aproximada ( $\mu\text{m}$ )
Red de adaptación de entrada (RAE) - Compuerta (G)	1	160
Drenaje (D)- Red de adaptación de salida (RAS)	1	190
Fuente (S) - Plano de tierra	4	250

Para la conexión de la terminal de fuente (S) al plano de tierra, se utilizan 4 micro-alambres en paralelo con el propósito de disminuir la inductancia y evitar degradar la ganancia del transistor. No es posible agregar más micro-alambres en paralelo en los demás puntos, debido a que las terminales (Pad's) de la compuerta y el drenaje son demasiado pequeñas y solo cabe un alambre.

El efecto de los micro-alambres sobre la estabilidad del transistor es positivo, ya que lo estabilizan a partir de los 35 GHz ( $K > 1$ ,  $MU > 1$ ), como se muestra en la Figura 29. Dado a que con este efecto el transistor cumple con las condiciones de estabilidad en todo el ancho de banda de operación del amplificador a diseñar, se puede seleccionar cualquier coeficiente de reflexión dentro de la carta de Smith para diseñar las redes de adaptación.

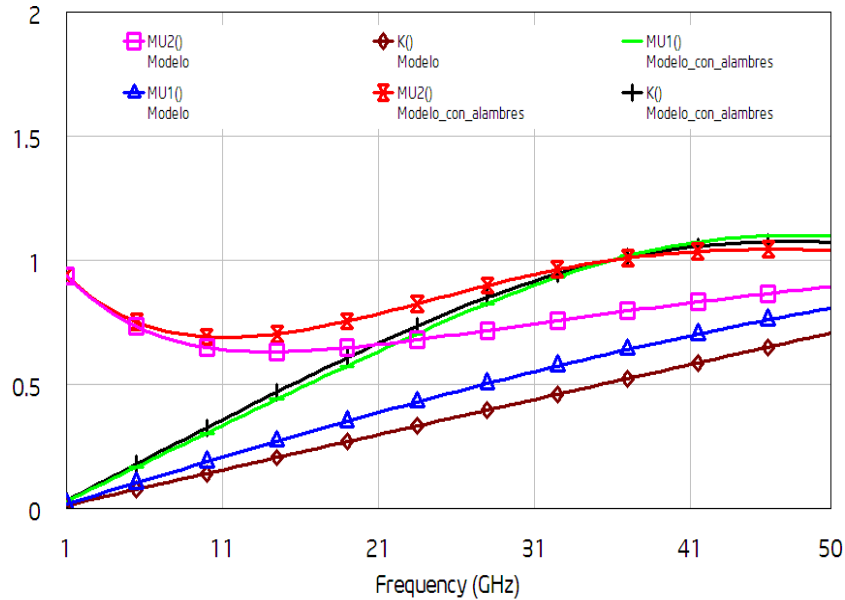


Figura 29. Efecto de los alambres de interconexión sobre la estabilidad del transistor.

La influencia de los micro-alambres sobre los parámetros de dispersión y de ruido del transistor se presentan enseguida. Los parámetros S y de ruido del modelo de ruido del transistor, tomando en cuenta los alambres de interconexión, se obtuvieron utilizando los modelos de los alambres con que cuenta el programa ADS de la compañía Agilent. En las figuras Figura 30 y Figura 31 se muestra el efecto de los alambres sobre la ganancia ( $S_{21}$ ) del transistor.



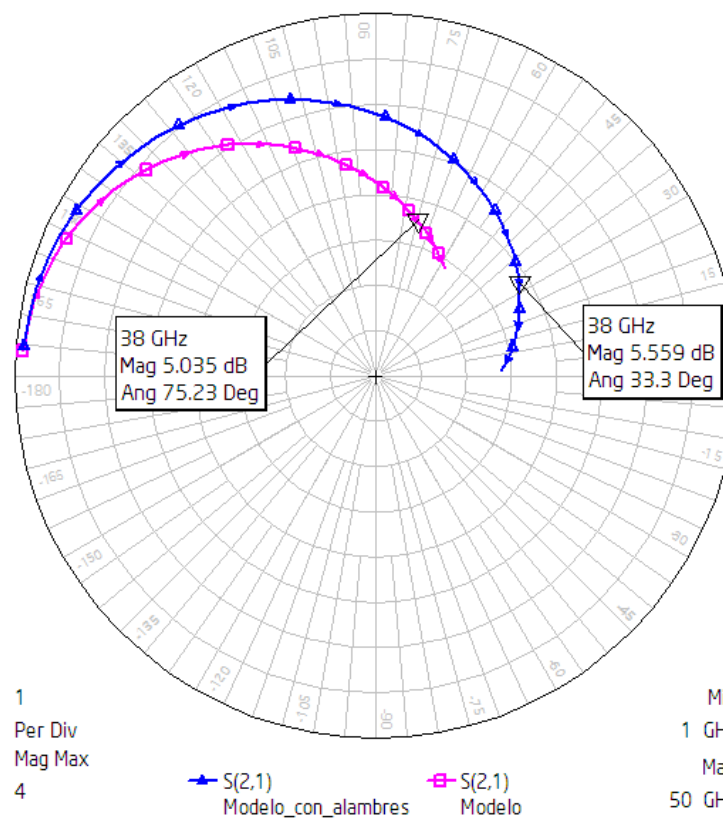


Figura 30. Influencia de los micro-alambres sobre el parámetro  $S_{21}$ .

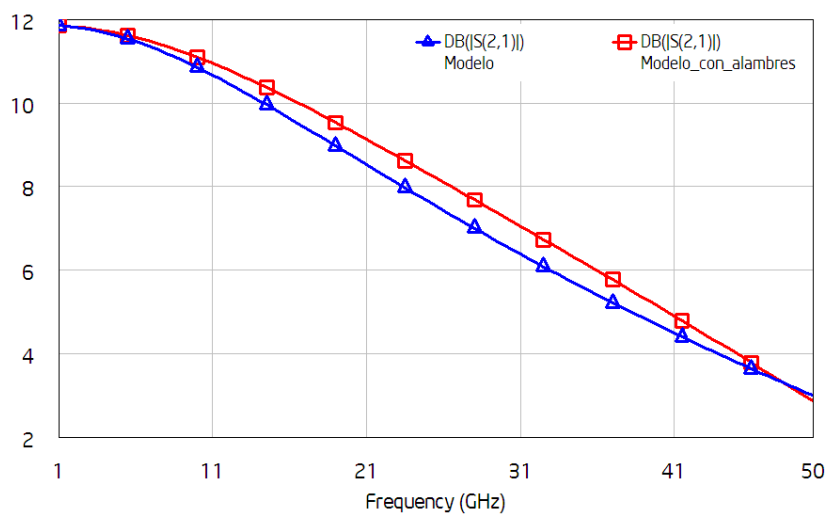


Figura 31. Influencia de los micro-alambres sobre el parámetro  $S_{21}$  en dB.

Se puede observar que el efecto inductivo de los micro-alambres provoca un cambio considerable tanto en la magnitud como en la fase de los parámetros S.

Por otro lado, en la Figura 32 se comparan los coeficientes de reflexión de entrada y de salida ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ), el aislamiento ( $S_{12}$ ) y el coeficiente de reflexión para mínimo ruido ( $r_{opt}$  (denominado GMN)) sin el efecto de los micro-alambres (Figura 32a) e incluyéndolos (Figura 32b). En esta figura también se muestra el conjugado del coeficiente de reflexión de entrada ( $S_{11}^*$ ).

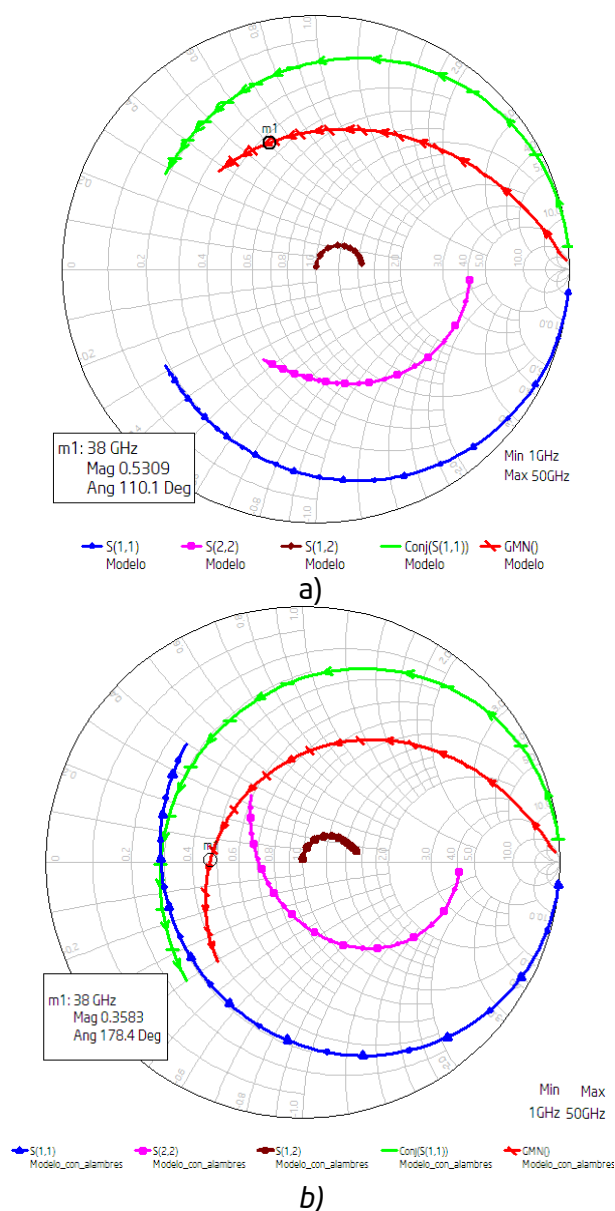


Figura 32. Influencia de los micro-alambres sobre los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{22}$  y  $\Gamma_{opt}$ (GMN).  
a) sin alambres. b) con alambres.

Se puede observar en la Figura 32 que los parámetros sufrieron un aumento en su fase y que en el  $\Gamma_{opt}$  disminuye su magnitud acercándolo hacia el centro de la carta de Smith.

El efecto de los alambres sobre los parámetros de ruido: figura de ruido mínima NFmin y la resistencia de ruido (RN) se puede apreciar en las figuras Figura 33 y Figura 34 respectivamente.

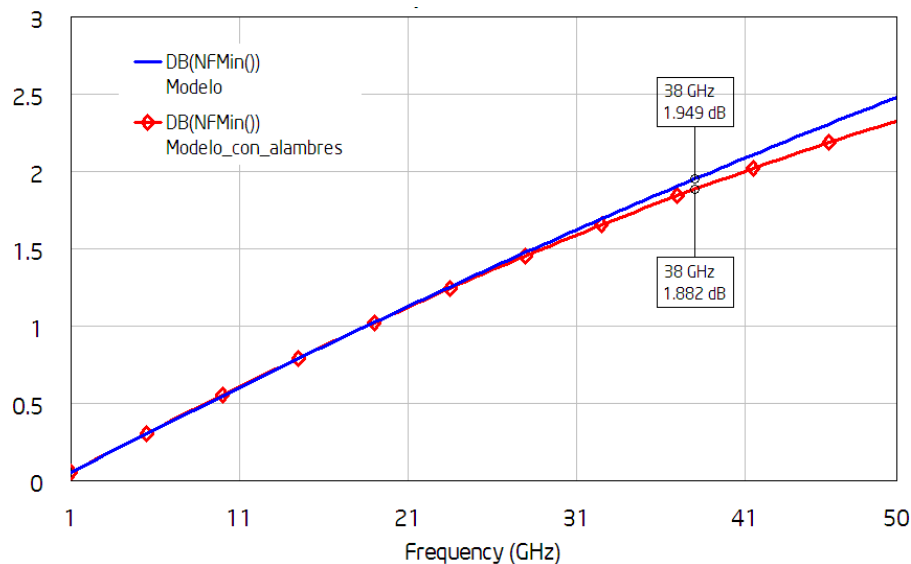


Figura 33. Influencia de los micro-alambres sobre NFmin.

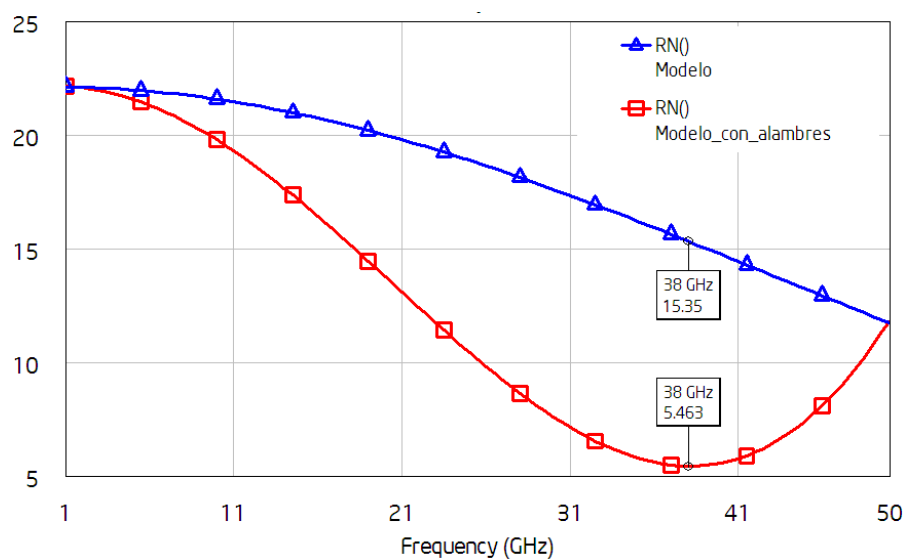
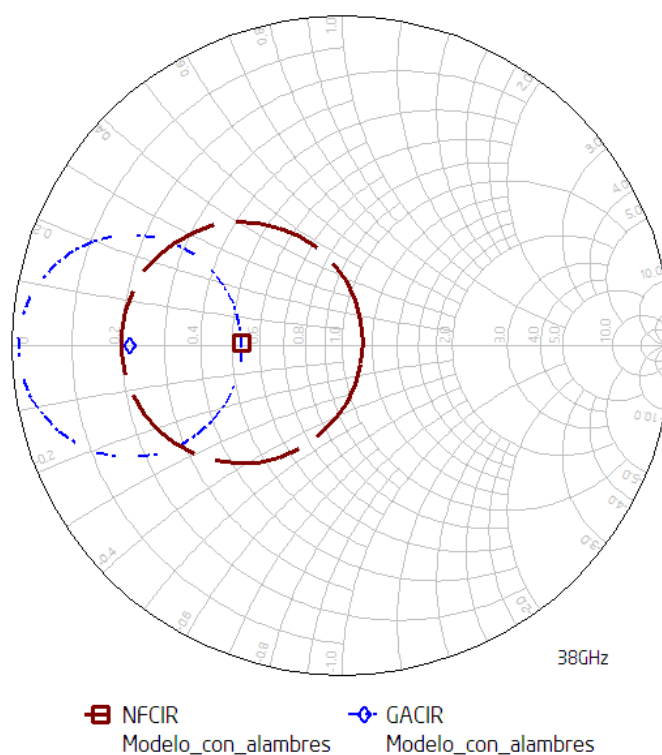


Figura 34 . Influencia de los micro-alambres sobre la resistencia equivalente de ruido.

Se puede apreciar en la Figura 33 que el efecto de los alambres en la figura de ruido mínima solo es significativo a frecuencias elevadas ( $> 30$  GHz), donde se observa una reducción en NFmin al incluir los alambres. Es conveniente resaltar que los alambres de la fuente hacia tierra provocan una reducción en NFmin, mientras que los de compuerta y drenaje lo incrementan. Asimismo, se puede observar en la *Figura 34*, que la resistencia equivalente de ruido decrece, haciendo que del factor de ruido sea menos sensible a cambios en el coeficiente de reflexión de entrada. Esta sensibilidad se puede observar en la *Figura 35*, donde se muestran los círculos de ruido y de ganancia disponible.



*Figura 35. Círculos de ruido y ganancia disponible a la frecuencia de 38GHz.*

En la *Figura 35*, se puede observar el centro del círculo de ruido ( $\square$ ), que corresponde al coeficiente de reflexión óptimo para mínimo ruido ( $\Gamma_{opt}$ ). Se puede apreciar que el círculo de ganancia disponible de 7.1 dB cruza por el centro del círculo de ruido. Teóricamente, es posible obtener una ganancia disponible de 7.1 dB diseñando la red de adaptación con la finalidad de acoplarse a  $\Gamma_{opt}$ . En la misma figura se puede observar el círculo de ruido constante que corresponde a  $NF_{min}+0.5dB$ . Esto indica que si las redes de adaptación se diseñaran para

obtener la máxima ganancia disponible, se tendría un incremento de 0.5 dB en el ruido, con respecto al  $N_{Fmin}$ .

La ubicación del  $S_{11}^*$  y del  $\Gamma_{opt}$  se consideran para diseñar las redes de adaptación que se tratan en la sección III.4.

### III.4. Diseño y análisis de las redes de alimentación.

Para calcular las dimensiones de las redes de alimentación y de acoplamiento empleando tecnología de microcinta y/o coplanar, se lleva a cabo mediante el programa ADS de la compañía Agilent, el cual permite efectuar el proceso de síntesis y análisis cuasi-estático de las estructuras de las redes y realizar además un análisis electromagnético de cada estructura empleando el programa "Momentum" incluido dentro del paquete computacional ADS.

Debido a que los transistores de efecto de campo (FET) requieren de voltajes de corriente directa (DC) apropiados para su operación en sus terminales de compuerta y drenaje, se requiere diseñar una red de alimentación que cumpla con las siguientes funciones:

- Mantener un voltaje constante.
- Proporcionar la corriente requerida
- Aislar la salida de la fuente de alimentación de la fuente de RF y viceversa.
- Estabilizar al dispositivo en el caso de que una resistencia negativa aparezca en la compuerta o drenaje, para evitar oscilaciones.
- Presentar coeficientes de reflexión pequeños.
- Tener pérdidas por inserción bajas

Una red de alimentación en su forma más simple se muestra en la Figura 36, la cual es un circuito de tres puertos que consiste de un elemento bloqueador de DC representado por un capacitor y un elemento bloqueador de RF representado por un inductor. Por el puerto de RF se introduce la señal de RF (microondas), por el puerto de DC se introducen los voltajes requeridos para poner en operación al transistor, y por el puerto de RF&DC sale tanto la señal de RF como la de DC que se le introducen al transistor. Se puede apreciar en la Figura 36b que la red de alimentación consiste de dos bloques: bloqueador de DC y bloqueador de RF los cuales se tratan de manera separada en las secciones III.3.1 y III.3.2 respectivamente.

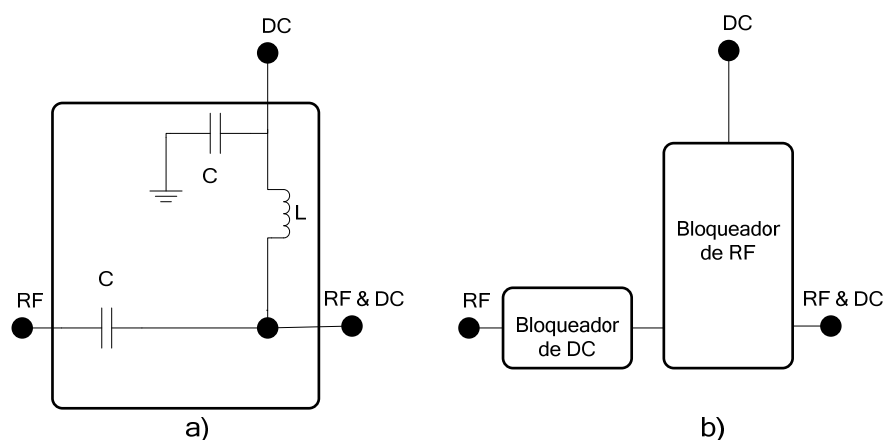


Figura 36. Red de alimentación. a) Circuito equivalente y b) Diagrama a bloques.

### III.4.1. Bloqueador de corriente directa (D.C.)

La red bloqueadora de DC es una red de dos puertos que permite el paso de la señal de RF, bloqueando la DC. Para evitar el flujo de corriente directa DC hacia la fuente de radiofrecuencia RF se puede utilizar un capacitor en serie. Para amplificadores de bajo ruido, es indispensable que el bloqueador de DC o capacitor presente pocas pérdidas por inserción y coeficientes de reflexión pequeños en sus puertos, dentro del rango de frecuencias de interés. Para desarrollar la red bloqueadora de DC existen las opciones que se muestran en la Figura 37. las cuales son: el capacitor en chip metal-aislante-metal, el capacitor en chip multicapa, el capacitor (MIM) metal-aislante-metal en microcinta, el capacitor interdigitado realizado en microcinta y las líneas acopladas.

No es recomendable utilizar capacitores en chip metal-aislante-metal, debido a que es necesario emplear micro-alambres para poder conectarlos, lo que incrementa las pérdidas por inserción. Los capacitores MIM en microcinta han sido ampliamente utilizados en circuitos de microondas híbridos y también en monolíticos (Pucel, R.A., 1981). Con estas estructuras se pueden lograr capacitancias mayores que con un capacitor interdigitado planar, y se pueden utilizar como bloqueadores de DC debido a que tienen bajas pérdidas. El problema con este tipo de capacitores es que son muy difíciles de fabricar si no se cuenta con el equipo adecuado.

Existen pocas compañías que ofrecen capacitores en chip multicapa con buen ancho de banda (al menos 20% de la frecuencia central de operación  $f_0$ ) y pocas pérdidas por inserción ( $<0.5$  dB).

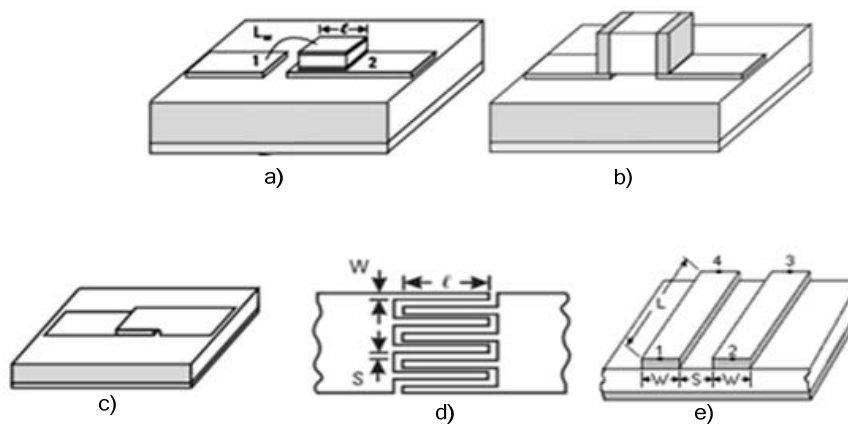


Figura 37. Bloqueadores de DC: a) Capacitor en chip metal-aislante-metal, b) Capacitor en chip multicapa, c) Capacitor (MIM) metal-aislante-metal distribuido en microcinta, d) Capacitor interdigitado en microcinta y e) Líneas acopladas.

El capacitor en chip 545L mostrado en la Figura 38, es fabricado por la compañía ATC y representa una de las mejores opciones disponibles en el mercado para implementar un bloqueador de DC a 38 GHz. En la Tabla XII se muestran las características de este capacitor.

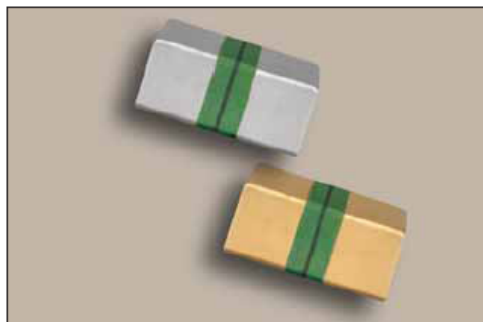


Figura 38. Capacitores ATC modelo 545L.

Tabla XII. Características del capacitor ATC 545L reportadas por el fabricante.

Característica	Valor
Capacitancia	100 nF
Banda de operación	16KHz-40GHz
Pérdidas por inserción	<0.5 dB
Dimensiones	0.5mm×1.02mm×0.61mm

Para verificar el comportamiento del capacitor reportado por el fabricante, se utilizaron dos transiciones coplanar-microcinta de la compañía Jmicro, modelo Probe point 0503. Estas transiciones, presentan menos de 0.08 dB de pérdidas por inserción a 38 GHz, como se reporta en (Martínez Madrid, E. L., 1996). Realizando un análisis electromagnético de la estructura mostrada en la Figura 39a, se corroboró que las pérdidas de dos transiciones encontradas fueran menores a 0.16 dB.

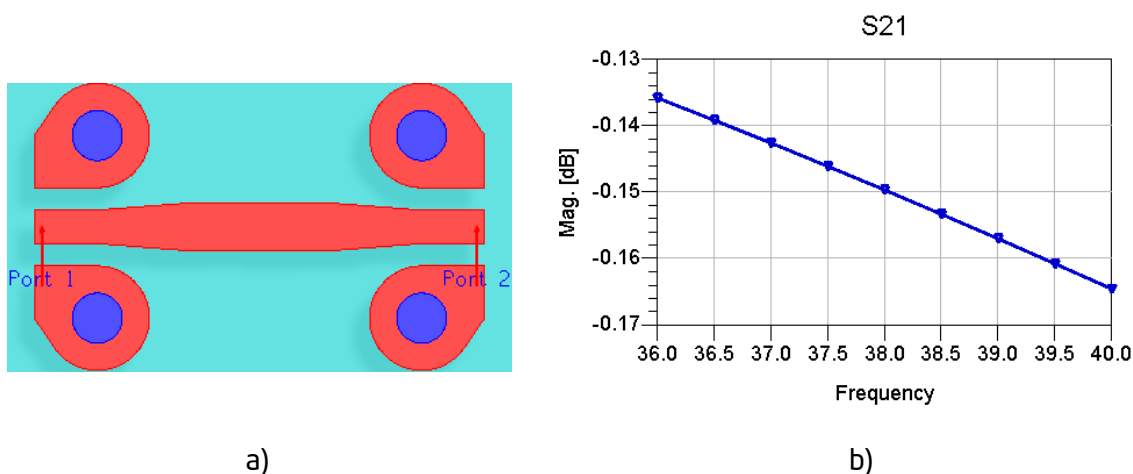


Figura 39. Transiciones Jmicro Probe point 0503. a) Dos transiciones encontradas (back to back). b) Pérdidas por inserción.

El capacitor ATC 545L se montó sobre una placa de cobre y dos transiciones coplanar microcinta Probepoint 0503 como se muestra en la Figura 40. El comportamiento de los parámetros S de la estructura dada en la Figura 40, se midió utilizando las puntas de prueba coplanares picoprobe 50A-GSG-150P y el analizador de redes vectorial HP8510C en la banda de 0.045GHz a 50 GHz.



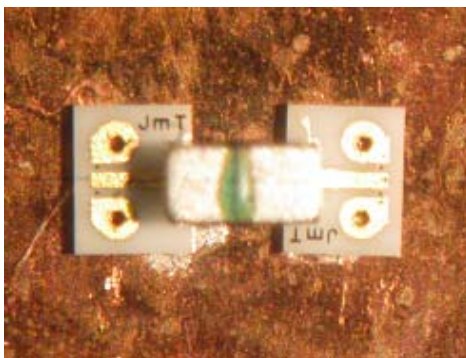


Figura 40. Capacitor ATC545L montado sobre dos transiciones Jmicro.

En la Figura 41 se muestra una comparación entre los parámetros S medidos del capacitor hasta 50 GHz, y los parámetros S que proporciona el fabricante hasta 40 GHz. Se puede observar que las pérdidas por inserción son mayores a 0.8 dB a 38 GHz. Al sustraerle las pérdidas de las transiciones, las pérdidas por inserción de este capacitor resultan ser mayores a 0.6 dB.

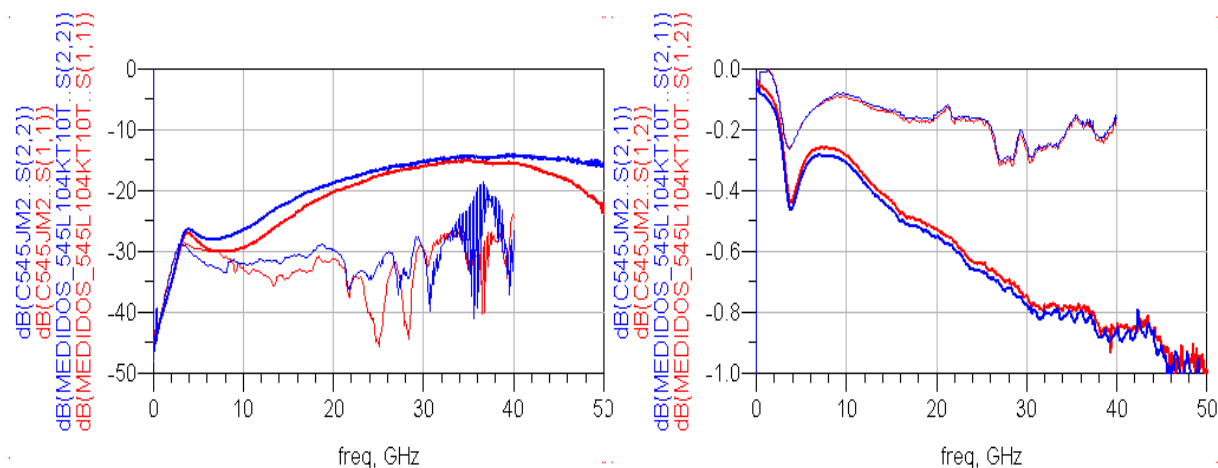


Figura 41. Parámetros S del capacitor ATC 545L, medidos (0.45-50 GHz) y proporcionados por el fabricante (0-40 GHz).

En altas frecuencias, es preferible utilizar elementos planares en tecnología de microcinta o guía de onda coplanar, ya que es posible analizar su comportamiento junto con las demás redes del amplificador mediante programas de análisis electromagnético, la cual es una opción rápida y económica.

En este trabajo se diseñaron e implementaron varios capacitores interdigitados. El procedimiento para analizar capacitores interdigitados se puede consultar en varios artículos (G. Alley, 1970), (R. Esfandiari, 1983), (X. Y. She and Y. L. Chow, 1986) y en libros de texto (Mongia R, *et al.*, 1999). En (Pettenpaul, E., *et al.* 1988) se propone descomponer la estructura en varios modelos de discontinuidades básicas, que vienen incluidos en la mayoría de los programas de diseño de circuitos planares. En la Figura 42 se muestra el capacitor con el que se obtuvo la mejor respuesta en la banda de interés. Las dimensiones de la estructura son:  $l = 1.18\text{mm}$ ,  $w = 0.12\text{mm}$ ,  $s = 0.035\text{mm}$ ,  $w_{z0} = 0.62\text{mm}$ . Este capacitor se construyó sobre el sustrato PTFE R03003 que tiene las características proporcionadas en la Tabla III ( $\epsilon_r = 3$ ,  $h = 0.254\text{mm}$ ). En la Figura 43 se muestran los resultados obtenidos del análisis electromagnético del capacitor proporcionado en la Figura 42. Se puede apreciar en la Figura 43a, que las pérdidas por regreso resultaron menores a -20 dB de 34 GHz a 42 GHz, mientras que en la Figura 43b las pérdidas por inserción fueron -0.122 dB a la frecuencia de 38 GHz.

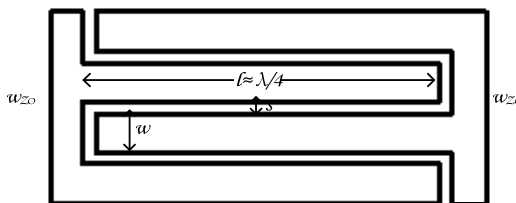


Figura 42. Capacitor interdigitado en microcinta.

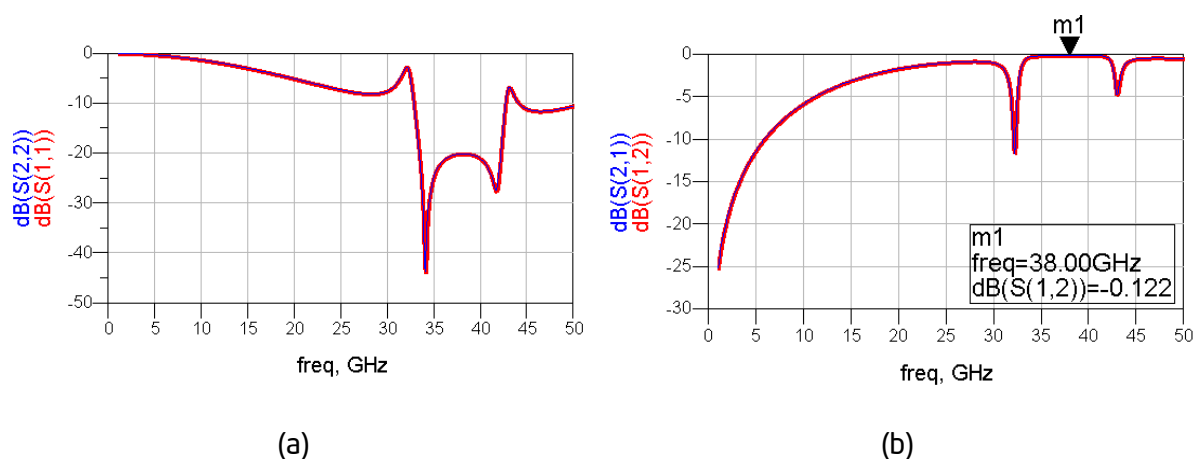


Figura 43. Resultados del análisis electromagnético del capacitor interdigitado de la Figura 42 (a)  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , (b)  $S_{12}$  y  $S_{21}$ .

Varios autores han reportado bloqueadores de DC de líneas acopladas con muy bajas pérdidas (Lacombe, D. y Cohen, J., 1972), (Mongia R., et al., 1999). Con el objetivo de mejorar los resultados obtenidos con el capacitor interdigitado, se diseñó un bloqueador de DC empleando el par de líneas acopladas mostrado en la Figura 44a). El circuito equivalente del par de líneas acopladas (Mongia R., et al., 1999) se muestra en la Figura 44b). En un par de líneas acopladas se generan dos modos de propagación diferentes, y por lo tanto, dos impedancias características diferentes. A estos modos de propagación se les llama modo par e impar los cuales se muestran en la Figura 45. Si se conocen las impedancias para cada modo, se pueden obtener las dimensiones físicas mediante un proceso de síntesis (Kirschning M., Jansen R. 1985), (Gupta K.C., et al., 1996).

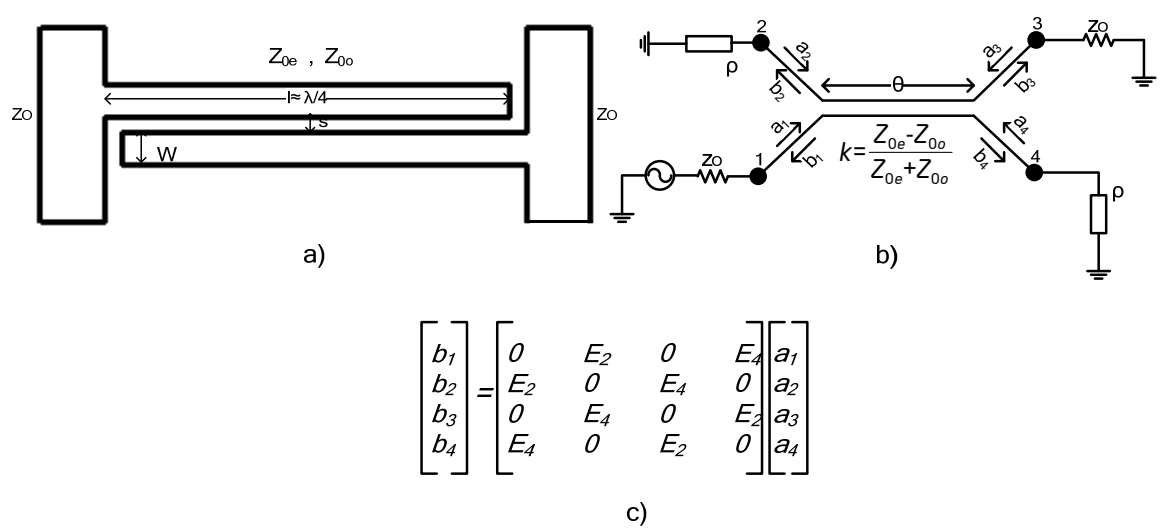


Figura 44. Líneas acopladas a) Estructura b) Circuito equivalente c) Matriz de parámetros S ideal.

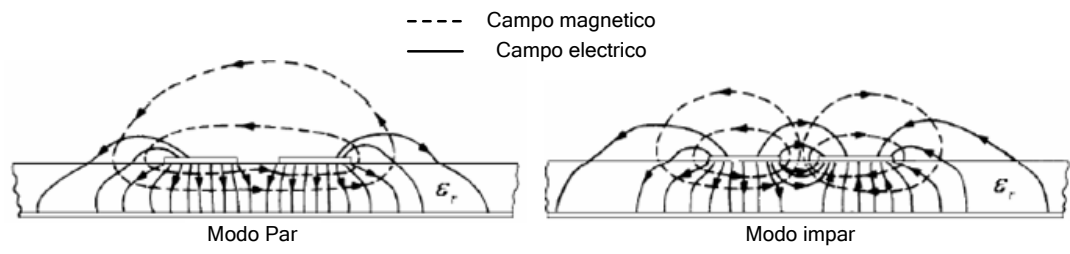


Figura 45. Distribución del campo eléctrico y magnético en líneas acopladas.

La matriz de parámetros S ideal de la estructura dada en la Figura 44c, toma en cuenta que los puertos 1 y 3 están adaptados a la impedancia característica  $Z_0$ , por lo tanto  $a_1 = a_3 = 0$ . Los puertos 2 y 4 se encuentran conectados a cargas reflectivas idénticas (en este caso un abierto,  $\rho = 1$ ), por lo tanto  $a_2 = b_2$  y  $a_4 = b_4$ .

En la matriz de la Figura 44c,  $E_2$  y  $E_4$  se dan por (Mongia R., et al., 1999)

$$E_2 = \frac{jksen\theta}{\sqrt{1-k^2} \cos \theta + jsen\theta} \quad (67)$$

y

$$E_4 = \frac{\sqrt{1-k^2}}{\sqrt{1-k^2} \cos \theta + jsen\theta}, \quad (68)$$

donde

$$\theta = \frac{1}{2}(\theta_e + \theta_o), \quad (69)$$

$$k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (70)$$

y  $\theta$  es la longitud eléctrica de las líneas acopladas. Los subíndices *e* y *o* denotan los modos par e impar respectivamente, mientras que a *k* se le conoce como factor de acoplamiento. En la ecuación (67) se puede observar que si  $\theta = 90^\circ$ , entonces  $E_2 = k$ .

Kajfez y Vidula (Kajfez D., Vidula B.S., 1980) proponen ecuaciones simples para obtener una aproximación a las impedancias de los modos par e impar

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{VSWR} \cdot \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{1 + \sqrt{1 + \Omega^2}}{\Omega^2}} (1 - 1/VSWR) \right], \quad (71)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{VSWR} \cdot \left[ -1 + \sqrt{1 + \frac{1 + \sqrt{1 + \Omega^2}}{\Omega^2}} (1 - 1/VSWR) \right], \quad (72)$$

donde

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_{ent}|}{1 - |\Gamma_{ent}|} = \frac{1}{\text{sen}^2 \theta}, \quad (73)$$

$$\Omega = \cot \left[ \frac{\pi}{2} (1 - (f_2 - f_1) / (f_2 + f_1)) \right] \quad (74)$$

y  $f_2$  y  $f_1$  son las frecuencias de corte inferior y superior respectivamente.

En este trabajo se observó que para diseñar bloqueadores de DC de bajas pérdidas y con buena adaptación en sus puertos de entrada y salida, se requiere que el factor de acoplamiento  $k$  sea lo más cercano posible a la unidad. Además es necesario encontrar una relación de impedancias par e impar que cumplan con las siguientes expresiones:

$$Z_0 \approx \sqrt{Z_{0e} \cdot Z_{0o}} \quad \text{Para } Z_{0e} < 60, \quad (75)$$

$$Z_0 \approx \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{2} \quad \text{Para } Z_{0e} > 60. \quad (76)$$

A continuación se muestra la Tabla XIII donde se puede observar la relación entre las impedancias de los modos par e impar con el acoplamiento. Se muestran los valores de las dimensiones físicas de las líneas acopladas para el substrato dado en la Tabla V ( $\epsilon_r=3$ ,  $h=0.254\text{mm}$ ), las cuales se obtuvieron mediante el programa de síntesis de líneas acopladas (Medina-Monroy, J.L., 1991). La longitud eléctrica para todos los casos es de  $90^\circ$ .

Tabla XIII. Síntesis de líneas acopladas.

Combinación	$Z_{0e}$	$Z_{0o}$	$k$	$w$ (mm)	$s$ (mm)	$l$ (mm)
1	180	80	0.38	0.064	0.102	1.375
2	160	60	0.45	0.108	0.060	1.369
3	<b>150</b>	<b>50</b>	<b>0.5</b>	<b>0.136</b>	<b>0.039</b>	<b>1.369</b>
4	140	40	0.55	0.166	0.022	1.373

En la Tabla XIII se puede observar que la combinación 4 de impedancias es muy difícil de realizar físicamente, debido a que la separación entre las líneas es menor a  $30\mu\text{m}$ . Por lo tanto, se tomaron las dimensiones de la combinación 3 para realizar un análisis electromagnético del bloqueador de DC de líneas acopladas dado en la Figura 44a).

Después de optimizar las dimensiones empleando el programa de análisis electromagnético (MOMENTUM), se obtuvieron las siguientes dimensiones:  $l=1.25\text{mm}$ ,  $w=0.10\text{mm}$  y  $s=0.050\text{mm}$ . El par de líneas acopladas presenta menos pérdidas por inserción ( $S_{21}=-0.087\text{ dB}$ ) que el capacitor interdigitado, con un buen ancho de banda (32 GHz-44 GHz), como se puede apreciar en la Figura 46.

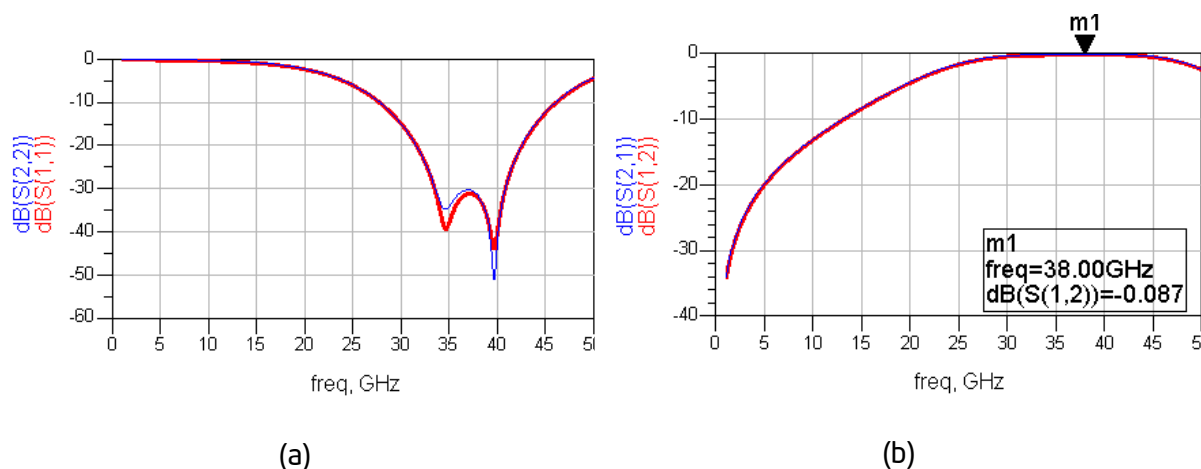


Figura 46. Resultados del análisis electromagnético de las líneas acopladas de la Figura 44.

Para poder validar los resultados obtenidos del análisis electromagnético, se construyen las estructuras y se miden utilizando un analizador de redes vectorial (ARV) HP8510C calibrado hasta 50 GHz. De esta manera se obtienen experimentalmente de la medición, los parámetros de dispersión de las estructuras.

Debido al tamaño pequeño de las estructuras, se debe utilizar la máquina con puntas de prueba coplanares, para lo cual es necesario agregar al circuito bloqueador de DC, dos transiciones de guía de onda coplanar a microcinta (CPW-MS). Por lo anterior, en este trabajo se diseña una transición de guía de onda coplanar a microcinta que presenta pocas pérdidas por inserción y una buena adaptación en el ancho de banda de interés. El diseño de esta transición (CPW-MS) se basa en el trabajo de Lischka, G. (2005). En este trabajo de tesis se

propone utilizar transiciones sin hoyos metalizados en los planos de tierra, los cuales se reemplazan por stubs radiales calculados a la frecuencia central de operación (38 GHz).

Las transiciones diseñadas en este trabajo utilizan planos de tierra optimizados, partiendo de las dimensiones de un stub radial tradicional, donde la longitud debe de ser de  $\frac{1}{4}$  de la longitud de onda ( $\lambda/4 = 1.2\text{mm}$ ). Las dimensiones de la transición que se diseñó en este trabajo se muestran en la Figura 47 y su respuesta en la Figura 48.

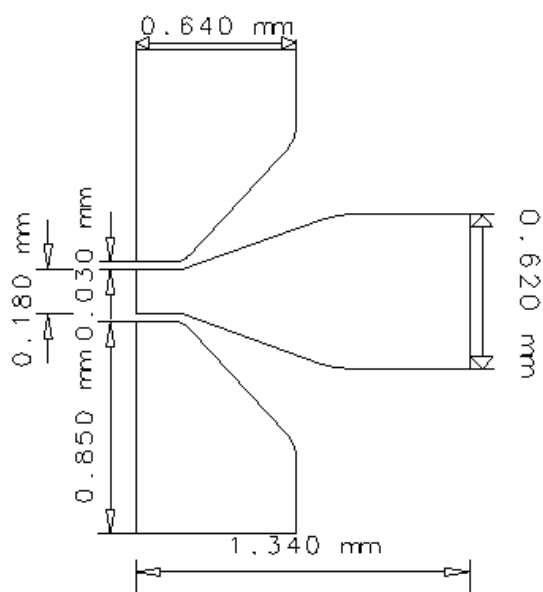


Figura 47. Transición de guía de onda coplanar a microcinta.

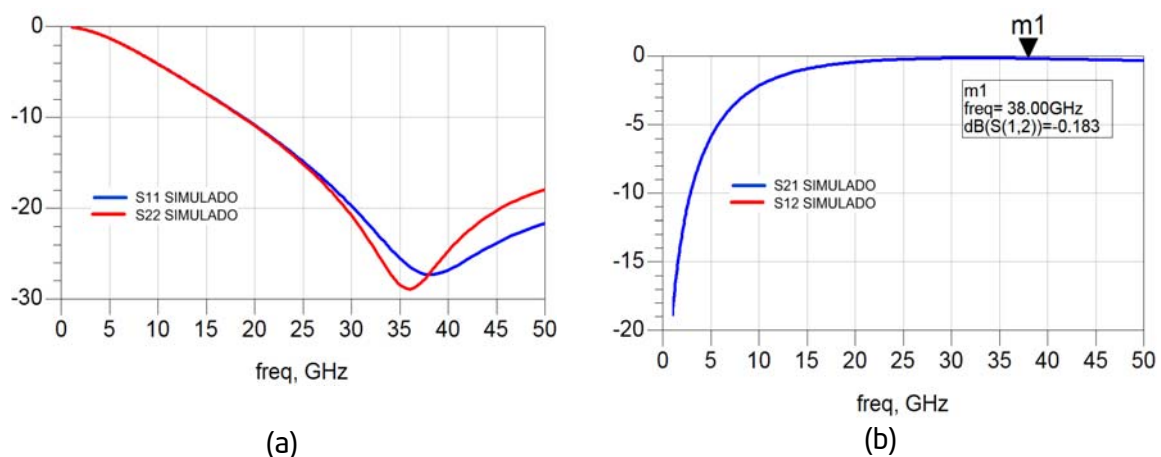


Figura 48. Resultados del análisis electromagnético de la transición de la Figura 47.

Mediante un proceso fotolitográfico se fabricaron dos transiciones siguiendo las dimensiones de la Figura 47, pero conectadas entre sí para poder medir sus pérdidas.

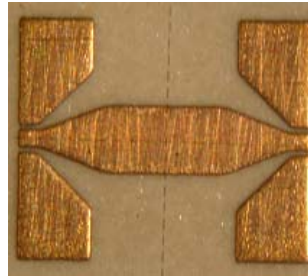


Figura 49. Transiciones coplanar-microcinta fabricadas con el sustrato RO3003.

La estructura de la Figura 49 se midió utilizando el analizador de redes vectorial HP8510C y dos puntas de prueba coplanares Picoprobe, y se obtuvieron sus parámetros de dispersión. En la Figura 50 se muestran los resultados de los parámetros de dispersión medidos, comparados con los obtenidos del análisis electromagnético.

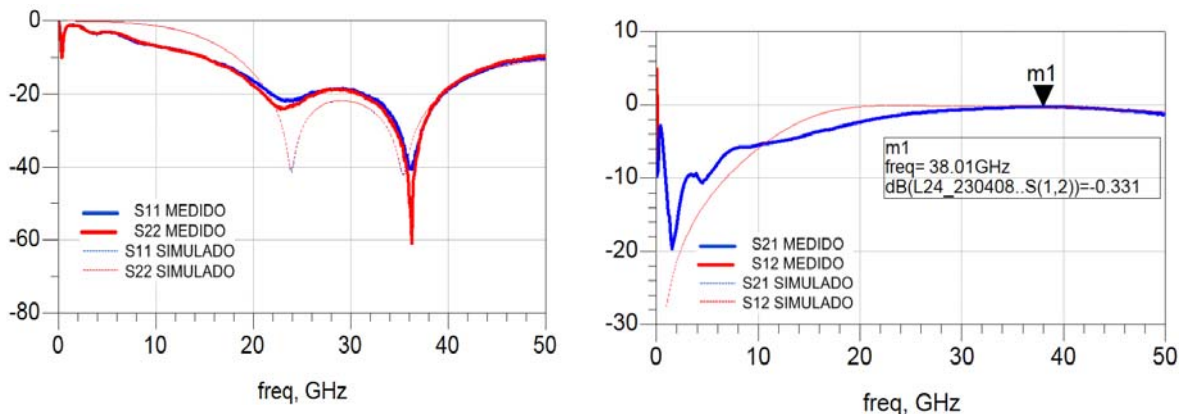


Figura 50. Resultados del análisis electromagnético vs. medición de la estructura de la Figura 49.

Aunque la separación de 0.03mm requerida en la parte coplanar de la transición no se logró debido a problemas en la fabricación, el comportamiento de la estructura es el esperado. Las pérdidas medidas de las dos transiciones encontradas son 0.33 dB a 38 GHz. Por lo tanto, las pérdidas de cada transición son de 0.165 dB a 38 GHz. Utilizando estas transiciones, es posible validar experimentalmente el comportamiento del capacitor interdigitado y de las líneas acopladas desarrolladas. Tanto el capacitor interdigitado de 4 elementos como el capacitor de



dos líneas acopladas, se construyeron incluyendo las transiciones CPW-MS sobre el sustrato R03003, como se muestra en la Figura 51. Cabe mencionar que se construyeron varias estructuras, de las cuales algunas se descartaron debido a problemas de fabricación.

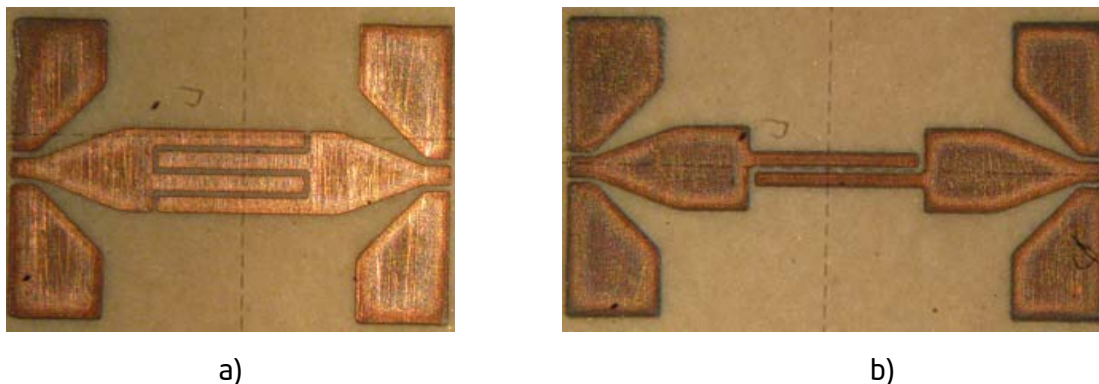


Figura 51. Bloqueadores de DC con transiciones coplanar-microcinta fabricados en el sustrato R03003. a) Capacitor interdigitado. b) Líneas acopladas.

Posteriormente se midieron con las puntas de prueba coplanares conectadas al analizador de redes. En la Figura 52 se muestra una comparación entre los parámetros S medidos y simulados (mediante análisis electromagnético) del capacitor interdigitado.

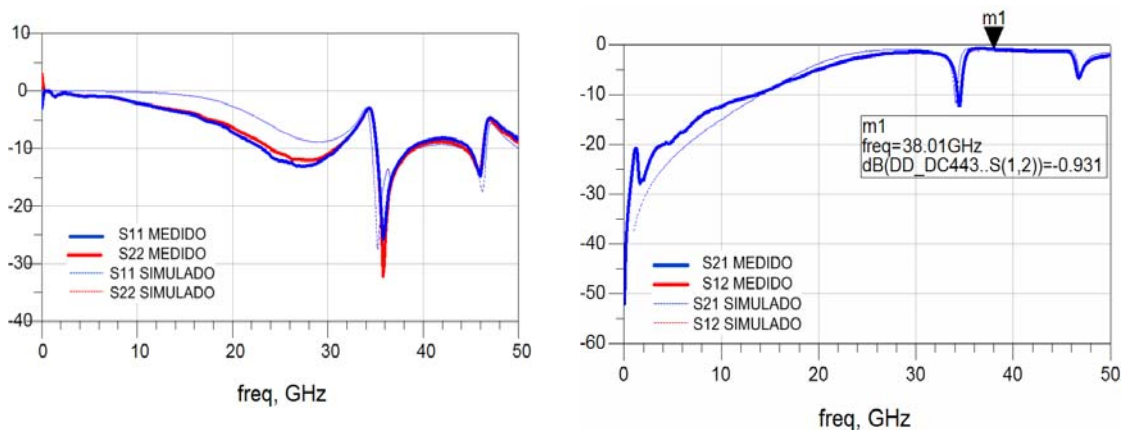


Figura 52. Parámetros S medidos vs. simulados del capacitor interdigitado de la Figura 51a).

Como se puede observar en la Figura 52, las pérdidas a 38 GHz de la estructura del capacitor interdigitado dado en la Figura 51a son de 0.931dB, a las cuales se le restan las

pérdidas de la transición CPW-MS, resultando unas pérdidas aproximadas de 0.6 dB para el capacitor interdigitado. La diferencia entre las pérdidas del capacitor interdigitado y los datos medidos de la Figura 52, se debe a problemas de fabricación, ya que la separación entre los elementos del capacitor fabricado es de  $s=0.050$  mm. con un ancho  $w = 0.090$  mm. Debido a lo anterior, el acoplamiento entre los elementos es más débil, lo que se traduce en mayores pérdidas por inserción.

Con respecto a los bloqueadores de DC de líneas acopladas construidos y mostrados en la Figura 51b, los cuales incluyen dos transiciones CPW-MS, en la Figura 53 se muestra la comparación entre los parámetros S medidos y simulados con el programa MOMENTUM en el ancho de banda de 0.045 GHz a 50 GHz y un acercamiento en la banda de 30 GHz a 50 GHz.

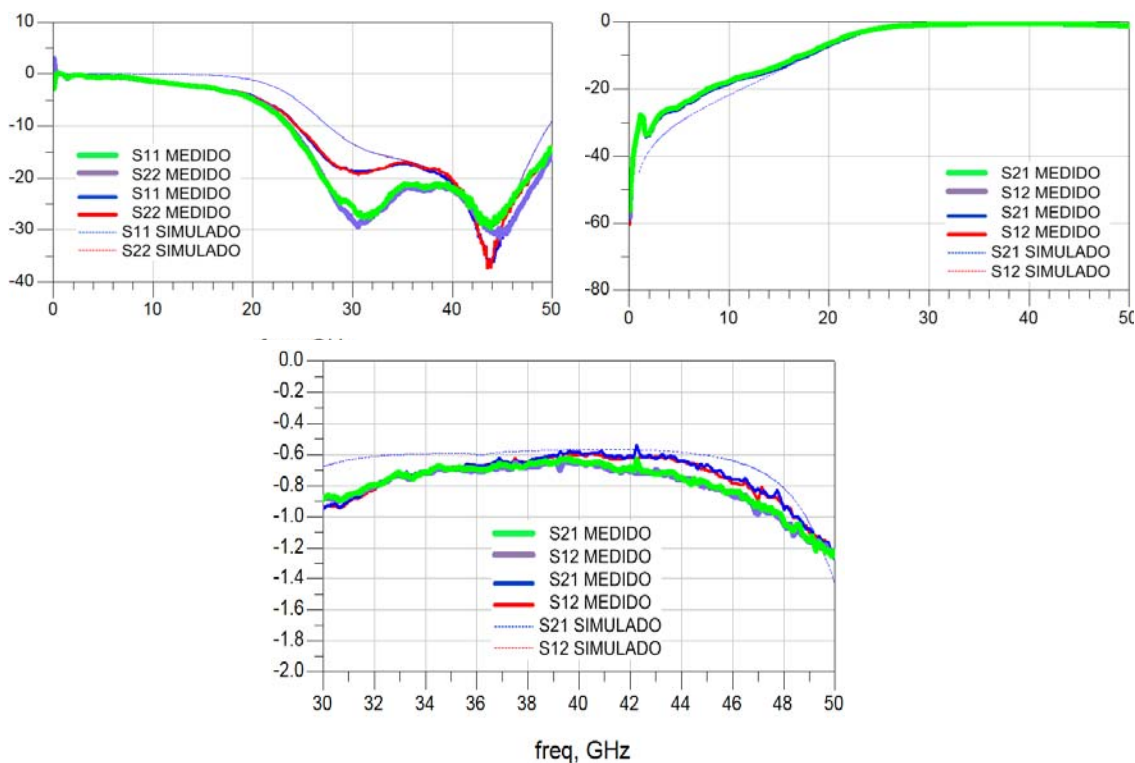


Figura 53. Parámetros S medidos y simulados de las líneas acopladas.

Como se puede observar en la Figura 53, el par de líneas acopladas presenta un buen ancho de banda y bajas pérdidas, las cuales son menores a 0.3dB sustrayendo la contribución de las transiciones CPW-MS. Una de las ventajas de esta estructura, es que las dimensiones requeridas se pueden lograr con mayor facilidad que el capacitor interdigitado, siguiendo el proceso de fabricación descrito en la sección III.5. La dimensión mínima requerida es de  $50\mu\text{m}$ , a diferencia del capacitor de 4 elementos, cuya dimensión mínima es de  $35\mu\text{m}$ , lo que es difícil de obtener con poco margen de error. De los resultados obtenidos para el bloqueador de DC del par de líneas acopladas, mostrados en la Figura 53, se puede concluir que es posible utilizarlo en la red de entrada del amplificador de bajo ruido a diseñar.

#### III.4.2. Bloqueador de RF.

Con el propósito de bloquear la radiofrecuencia en la trayectoria de alimentación (DC) del bloqueador de RF mostrado en la Figura 36, se requiere un filtro pasabajas, el cual evita que la energía proveniente de la fuente de RF llegue a la fuente de DC requerida para poder alimentar al transistor. Es indispensable que la red sea "transparente" a la línea principal por donde fluye la energía de RF, y al mismo tiempo, debe ayudar a estabilizar al transistor fuera del ancho de banda de operación.

La topología de un filtro de RF y su circuito equivalente se pueden observar en la Figura 54. Por lo general, el filtro de RF se monta en paralelo sobre la línea principal de  $50\ \Omega$  del amplificador. Se utilizan stubs radiales los cuales se comportan como capacitores en paralelo. Las líneas que conectan a los stubs radiales, deben tener una longitud eléctrica de 90 grados ( $\varnothing=90^\circ$ ) y deben de ser de alta impedancia (la más alta realizable). El propósito de ésta, es presentar un circuito abierto (en el puerto 1) para la señal de RF.

Para calcular las dimensiones iniciales del stub radial se puede utilizar la topología mostrada en la Figura 55, en donde se incluyen las fórmulas de diseño propuestas por Atwater (Atwater, H.A. 1985).

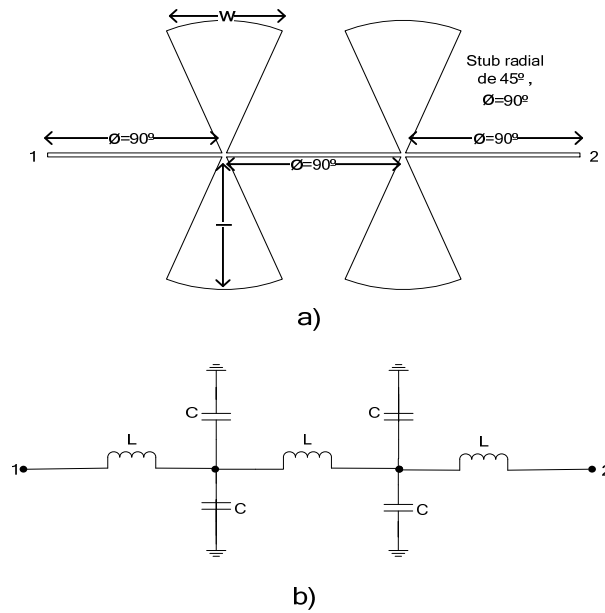
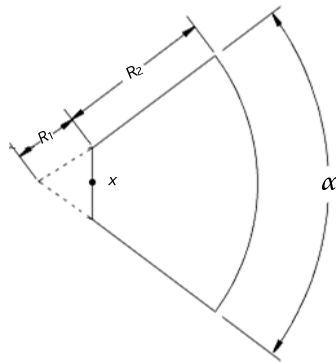


Figura 54. Filtro de RF de dos secciones: a) Circuito en microcinta. b) Circuito equivalente.



$$R_2 = \log^{-1}[A \log(\sqrt{\epsilon_r} f_0) + B \log(h) + C \log(R_1) + D] \quad (77)$$

$$R_1 = x \sin(\alpha/2) \quad (78)$$

Figura 55. Fórmulas para obtener las dimensiones iniciales del stub radial.

En las ecuaciones (77) y (78) A, B, C, y D son los coeficientes de Bessel en función de  $\alpha$ ,  $f_0$  es la central de interés en GHz.  $R_1$  es el segmento que está dentro de la línea de microcinta.

En los trabajos de Giannini y Sorrentino (Giannini, F. Sorrentino, R. Vrba, J., 1984) se proponen otras fórmulas de análisis alternativas, las cuales se pueden utilizar para analizar al stub radial.

El filtro de dos secciones proporcionado en la Figura 54a), cuenta con dos pares de stub radiales de 45°, separados por una línea con una impedancia característica  $Z_0=150\Omega$  y con una longitud eléctrica de 90°. Las dimensiones obtenidas ( $w$ : ancho y  $L$ : largo) para un filtro diseñado a la frecuencia de 38 GHz con el sustrato RO3003 se muestran en la Tabla XIV:

Tabla XIV. Dimensiones del filtro de RF a 38 GHz.

Estructura en microcinta	W(mm)	L(mm)
Líneas de alta impedancia	0.040	1.4
Stubs radiales	1	1.25

En la Figura 56 se muestra la respuesta del filtro mostrado en la Figura 54a), con las dimensiones de la Tabla XIV:

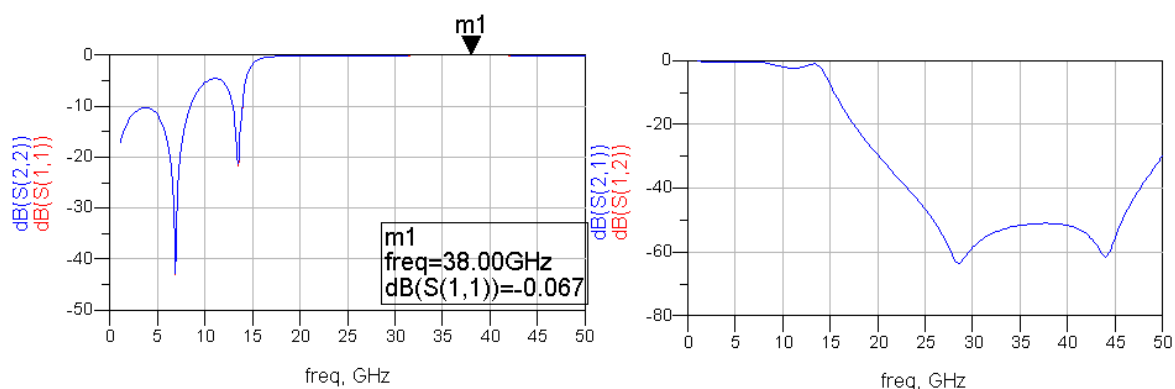


Figura 56. Respuesta del filtro de RF.

Como se puede observar en la Figura 56, el filtro rechaza las frecuencias mayores a 15 GHz, teniendo un rechazo mayor a -50 dB de 27 GHz a 47 GHz. Para discriminar las frecuencias más bajas, se requiere aumentar la capacitancia en paralelo. La frecuencia de corte de una red LC se obtiene de:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (79)$$

Por lo tanto, se requiere agregar una tercera etapa. En este trabajo se propone la estructura que se muestra en la Figura 57, en la cual se emplean cuatro stubs radiales, una resistencia de montaje superficial y dos capacitores en chip conectados hacia tierra.

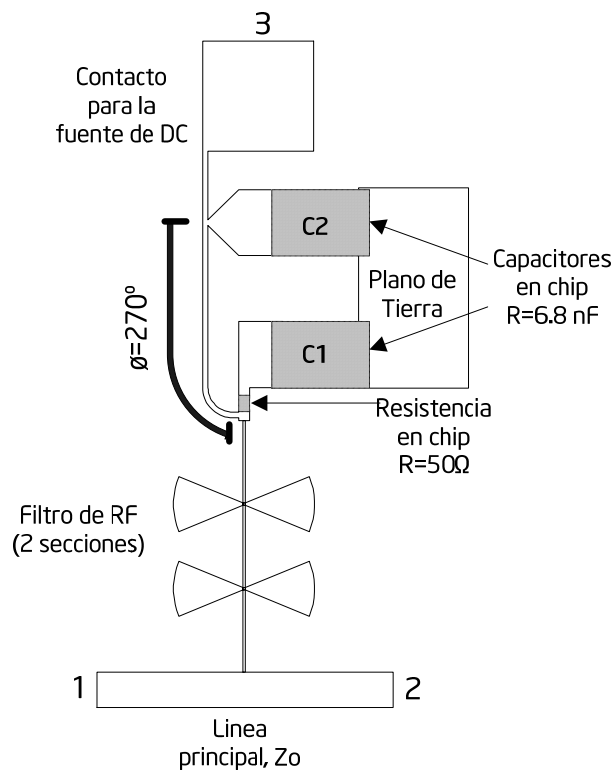


Figura 57. Red de alimentación de DC.

La resistencia de montaje superficial (smt) de  $50 \Omega$  es necesaria para estabilizar al transistor en las frecuencias bajas. El capacitor en paralelo C2 que se encuentra con la línea de  $270^\circ$  de longitud eléctrica ( $\frac{3}{4} \lambda$ ), forma la tercera etapa del filtro de RF.

El comportamiento obtenido del análisis del tripuerto se muestra en la Figura 58. Se puede observar en esta figura, que en el ancho de banda de interés, el aislamiento ( $\square$ ) de los puertos 1 o 2 hacia el puerto 3 es bastante bueno ( $<-70\text{dB}$ ), mientras que las pérdidas por inserción del puerto 1 al 2 son casi nulas ( $<-0.02\text{dB}$ ), indicando que el bloqueador de RF es "transparente" a la línea principal de  $50\Omega$ .

Una vez diseñada la red de alimentación la cual consiste del bloqueador de RF de líneas acopladas y la red bloqueadora de RF se procede a diseñar las redes de adaptación o de acoplamiento de impedancias.

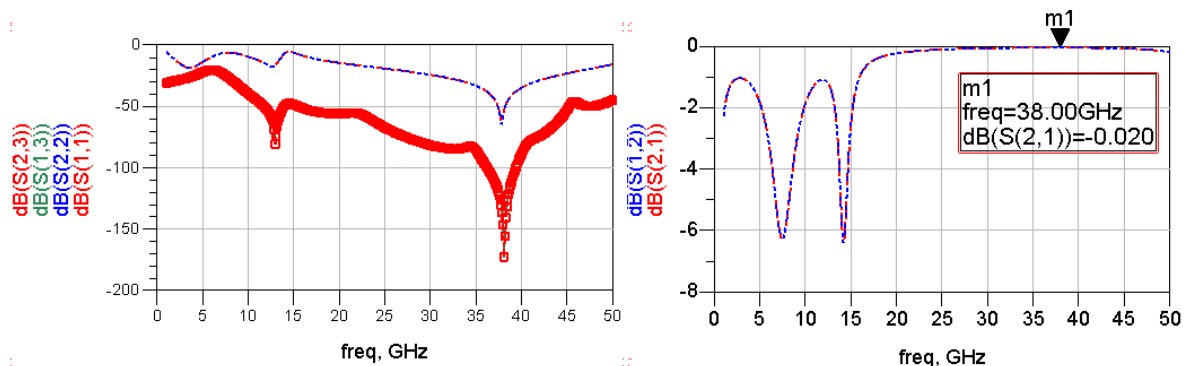


Figura 58. Respuesta de la red bloqueadora de RF.

#### III.4. Diseño de las redes de adaptación.

Las redes de adaptación se diseñan para acoplar las impedancias de fuente y de carga ( $50\Omega$ ), con las requeridas para cumplir las especificaciones de diseño del amplificador. El objetivo es obtener una figura de ruido mínima a 38 GHz. En las Tablas Tabla XV y Tabla XVI se muestran los parámetros S y de ruido modelados, incluyendo el efecto de los micro-alambres antes mencionado.

Tabla XV. Parámetros S a 38 GHz modelados con el efecto de los micro-alambres.

$S_{11}$ (magnitud, fase)	$S_{21}$ (magnitud, fase)	$S_{12}$ (magnitud, fase)	$S_{22}$ (magnitud, fase)
0.55, $\angle 174.76^\circ$	1.896, $\angle 33.295^\circ$	0.198, $\angle 18.3^\circ$	0.169, $\angle -178^\circ$

Tabla XVI. Parámetros de ruido a 38 GHz modelados con el efecto de los micro-alambres

$NF_{\min}$ (dB)	$\Gamma_{opt}$ (magnitud, fase)	$R_N/50$
1.882	0.358, $\angle 178.4^\circ$	0.109

Para obtener una figura de ruido mínima NFmin, es necesario que el coeficiente de reflexión de la fuente  $\Gamma_f$  sea igual al coeficiente de reflexión óptimo para mínimo ruido  $\Gamma_{opt}$  como se muestra en la Figura 59.

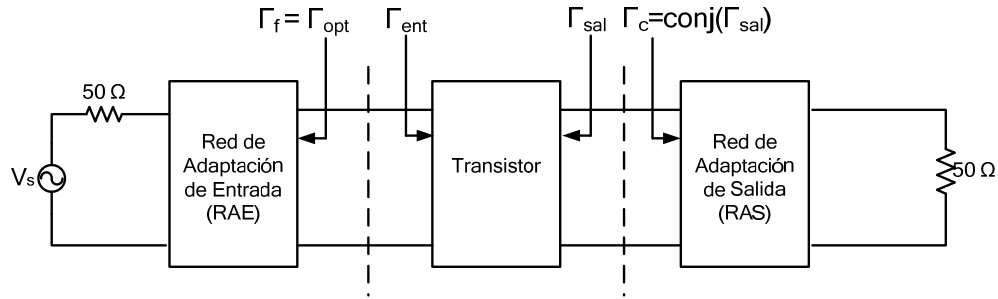


Figura 59. Adaptación para mínima figura de ruido.

El coeficiente de reflexión de salida  $\Gamma_{sal}$  se calcula mediante la ecuación (80), y el coeficiente a presentar  $\Gamma_c$  es igual al complejo conjugado de  $\Gamma_{sal}$ . Se tiene que

$$\Gamma_{sal} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{opt}}{1 - S_{11}\Gamma_{opt}}, \quad (80)$$

$$\Gamma_c = \Gamma_{sal}^*. \quad (81)$$

Para las dos redes de adaptación, es posible implementar una red de una sola sección como la que se muestra en la Figura 60. Convirtiendo los coeficientes de reflexión a impedancias y utilizando la ecuación (82), es posible obtener una combinación de impedancia característica  $Z_m$  y longitud eléctrica  $\Phi = \beta l_m$  que satisfaga la igualdad  $Z_{in} = Z_0 = 50\Omega$ . La única restricción es que las líneas sean físicamente realizables.

$$Z_{in} = Z_m \frac{Z_L + j Z_m \tan(\beta l_m)}{Z_m + j Z_L \tan(\beta l_m)} \quad (82)$$



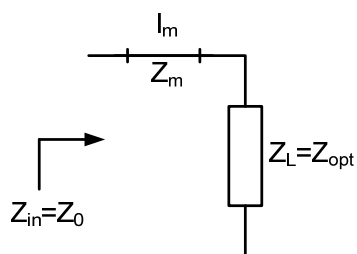


Figura 60. Adaptación de una sola sección para la entrada.

Las dimensiones físicas de las líneas en microcinta de las redes de entrada y salida, se obtuvieron mediante un proceso de síntesis. Para verificar que las redes de adaptación presenten los coeficientes de reflexión requeridos, se efectuó un análisis electromagnético mediante el programa "ADS Momentum". Las dimensiones finales optimizadas se muestran en la Tabla XVII.

Tabla XVII. Dimensiones de las redes de adaptación optimizadas.

Red	W(mm)	L(mm)
RAE	0.9	1.45
RAS	0.95	1.4

### III.6. Construcción de las redes de alimentación y de adaptación.

En esta sección se describen los pasos que se efectuaron para construir las redes del amplificador. Para grabar las estructuras sobre el sustrato, se utilizó un método fotolitográfico estándar, utilizando el equipo disponible en el laboratorio de circuitos impresos del área de microondas de CICESE.

Debido a que es necesario obtener una mascarilla de alto contraste y alta resolución ( $<1\mu\text{m}$ ), estas se enviaron a un laboratorio externo (consultar [www.photoplotstore.com](http://www.photoplotstore.com) y [www.fine-line-imaging.com](http://www.fine-line-imaging.com)) para su fabricación. El proceso de fotograbado se realizó siguiendo los siguientes pasos:

### 1. Preparación del sustrato.

Debido a que la capa de cobre del sustrato Rogers R03003 tiene un espesor de  $17\mu\text{m}$ , es necesario adelgazarla con el propósito de minimizar la diferencia entre las dimensiones requeridas y las fabricadas. Después de limpiar el sustrato (utilizando Brasso para pulir el cobre, y después limpiar con acetona y con alcohol isopropílico) y proteger el plano de tierra con un material aislante, se sumerge en una solución de cloruro férrico ( $\text{FeCl}_3$ ) y agua (agua:  $\text{FeCl}_3$  -3:1). El sustrato se introduce al cloruro férrico por un tiempo de 5 minutos, y se mueve para lograr un decapado uniforme. Después de lavar el sustrato con agua, se debe volver a limpiar el sustrato hasta que se logre un acabado fino de "espejo", ya que es necesario trabajar en una superficie sin rugosidades. En este proceso se debe tener precaución al manejar el sustrato, debido a que es un sustrato "blando".

### 2. Aplicación de fotorresina.

En este trabajo se utilizó fotorresina positiva Shipley S1813. Después de colocar el sustrato en la giradora centrífuga y asegurarla por medio de vacío, se aplica la fotorresina con un gotero y se hace girar a 4000 rpm por un tiempo de 60 segundos. La cantidad de fotorresina depende del tamaño del sustrato (4 gotas para una muestra de 3x3 cm). Antes de encender la giradora se debe asegurar que no queden burbujas en el sustrato o que la fotorresina no esté contaminada. Una vez que la giradora se apague, hay que verificar que la capa de fotorresina sea uniforme.

### 3. Secado.

Para reducir la concentración de solventes de la fotorresina y mejorar su adhesión al cobre, es necesario secar el sustrato con la capa uniforme de fotorresina en un horno a una temperatura de  $100^\circ\text{C}$  durante 10 minutos.

### 4. Grabado del circuito.

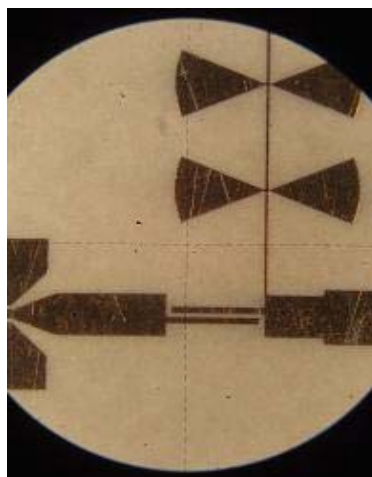
Se coloca la mascarilla sobre el sustrato y se asegura (colocando por encima un vidrio delgado lo más limpio posible y sin rayones). Con la lámpara de luz ultravioleta alejada 20 cm de la muestra, se expone durante 60 segundos.

#### 5. Revelado.

El revelado de la fotorresina se realiza sumergiendo por un tiempo de 2 minutos el substrato en una mezcla compuesta de una parte de revelador por tres partes de agua (agua: revelador-3:1). Después de eliminar la fotorresina no expuesta, el substrato se vuelve a meter al horno por 5 minutos.

#### 6. Decapado y aplicación de la capa de oro.

Para eliminar el cobre no deseado, el substrato se sumerge por un tiempo menor a 5 minutos en una solución de cloruro férrico ( $\text{FeCl}_3$ ) y agua (agua:  $\text{FeCl}_3$  -3:1). Es necesario mover el substrato para obtener un decapado uniforme. Después de limpiar el substrato con agua, se eliminan los residuos de la fotorresina con alcohol isopropílico. Enseguida, se aplica una capa de oro mediante un proceso de electrodeposición. En la Figura 61 se muestra una de las redes construidas en donde se pueden apreciar las líneas y separaciones bien definidas.



*Figura 61. Detalle de una de las redes construidas.*

### III.7. Ensamble del amplificador.

El proceso de ensamble es crítico para obtener los resultados requeridos, ya que si no se siguen las especificaciones que se establecieron en el proceso de diseño, el desempeño del amplificador no va ser el esperado.

Uno de los principales problemas que se tienen al ensamblar amplificadores de alta frecuencia que utilizan dispositivos en chip, es el control de la longitud de los micro-alambres necesarios para conectar al transistor con las redes de adaptación. En la sección 2 de este capítulo se establecieron las longitudes que los micro-alambres deberán tener en cada conexión. Estas dimensiones se calcularon tomando en cuenta que el transistor debe estar al nivel de las redes de adaptación. Para lograr esto, se utilizó una placa de cobre con una altura de  $125\mu\text{m}$  como base del transistor.

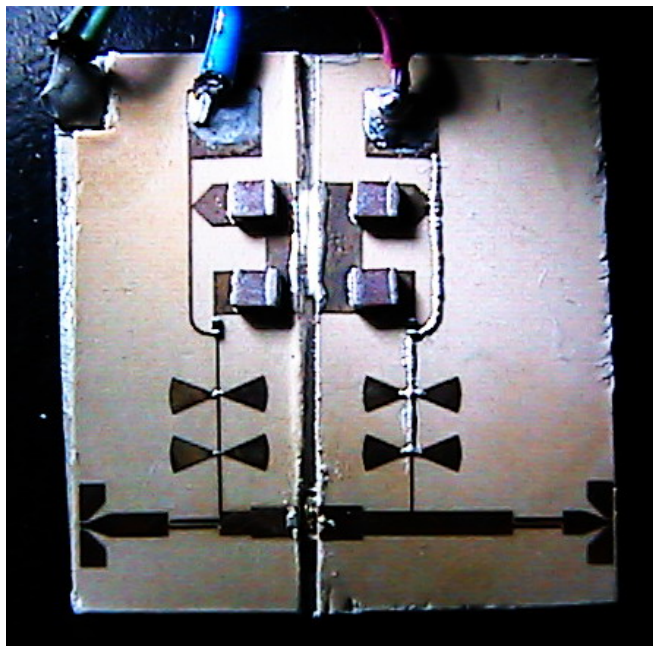
Con el propósito de soldar los micro-alambres al transistor, se utilizó una microsoldadora de la compañía HYBOND, modelo 572 mostrada en la Figura 62. Este modelo no cuenta con un sistema para poder medir la longitud del micro-alambre, lo que hace más difícil lograr las longitudes requeridas.



*Figura 62. Microsoldadora HYBOND 572.*

Para adherir todos los elementos del amplificador, se utilizó "epoxy" conductivo de la marca EPO-TEK modelo H20E. Debido a que la adherencia de los micro- alambres en las redes de adaptación del amplificador no fue muy buena al emplear la microsoldadora, fue necesario reforzarlos con una pequeña gota de epoxy.

En la Figura 63 se muestra el amplificador de bajo ruido ya terminado. En el lado izquierdo, se puede observar la red de entrada, que está compuesta por una transición coplanar-microcinta, seguida del bloqueador de DC de líneas acopladas y la red de adaptación de entrada (RAE) de una sola sección. Entre el bloqueador de DC y la línea de  $50\Omega$  que se encuentra antes de la RAE está el bloqueador de RF, montado en paralelo. Del lado derecho se encuentra la red de salida, compuesta por la red de adaptación (RAS), el bloqueador de DC y la transición microcinta-coplanar. El bloqueador de RF de la red de salida se encuentra sobre la línea de  $50\Omega$  que está entre la RAS y el bloqueador de DC. Asimismo, se muestran los elementos concentrados (capacitores y resistencias) adheridos con epoxy conductivo.



*Figura 63. Detalle del amplificador de bajo ruido.*

En el centro del circuito, entre la red de entrada y la de salida se encuentra el transistor Fujitsu FHR20X. Es importante mencionar que al conectar el transistor con las redes de adaptación, la longitud de los micro-alambres resultaron más largos de lo previsto por aproximadamente  $50\mu\text{m}$  más.

### III.8. Caracterización del ABR.

En esta sección se presentan los bancos de medición necesarios para caracterizar al amplificador desarrollado. Asimismo, se presentan los resultados obtenidos de la medición de los parámetros de dispersión y la figura de ruido del ABR.

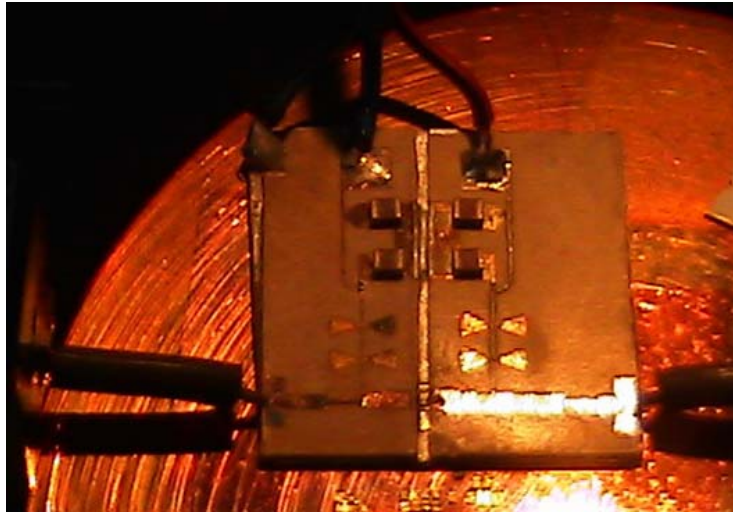
Para caracterizar los parámetros de dispersión del amplificador, el analizador de redes vectorial (HP8510C) se conectó a las puntas de prueba coplanares que se encuentran dentro de la cámara criogénica mostrada en la Figura 64.



*Figura 64. Analizador de redes HP8510C conectado a la cámara criogénica.*

El analizador de redes se calibró mediante la técnica LRM en los planos de las puntas de prueba, que es donde se colocará el amplificador a medir. La potencia en el puerto de entrada

establecida fue de -5dBm en el intervalo de frecuencias de 1GHz a 50 GHz. Una vez calibrado el analizador de redes, el amplificador de bajo ruido se colocó en la base de pruebas, se conectaron los alambres utilizados para proveer los voltajes necesarios para ponerlo en operación y se colocaron las puntas coplanares en sus puertos de entrada y salida como se muestra en la Figura 65.



*Figura 65. Puntas de prueba coplanares y cables de alimentación conectados al ABR.*

### **III.7.1. Parámetros de dispersión.**

Una vez colocado el amplificador en la base de prueba se alimentó con un voltaje  $V_{ds}=2V$  y un  $V_{gs}=-0.3V$  para obtener una  $I_{ds}=10mA$ . En la Figura 66 se pueden observar los coeficientes de reflexión de entrada y salida ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ) medidos, los cuales difieren de las simulaciones. A pesar de la diferencia, el parámetro  $S_{22}$  se encuentra dentro de lo especificado, ya que es menor a -12dB de 28 GHz a 42 GHz. El comportamiento del  $S_{11}$  no es adecuado, ya que la red fue adaptada para obtener el mínimo ruido y además los micro-alambres utilizados para conectar el transistor, resultaron un poco más largos (50  $\mu m$ ) de lo especificado.

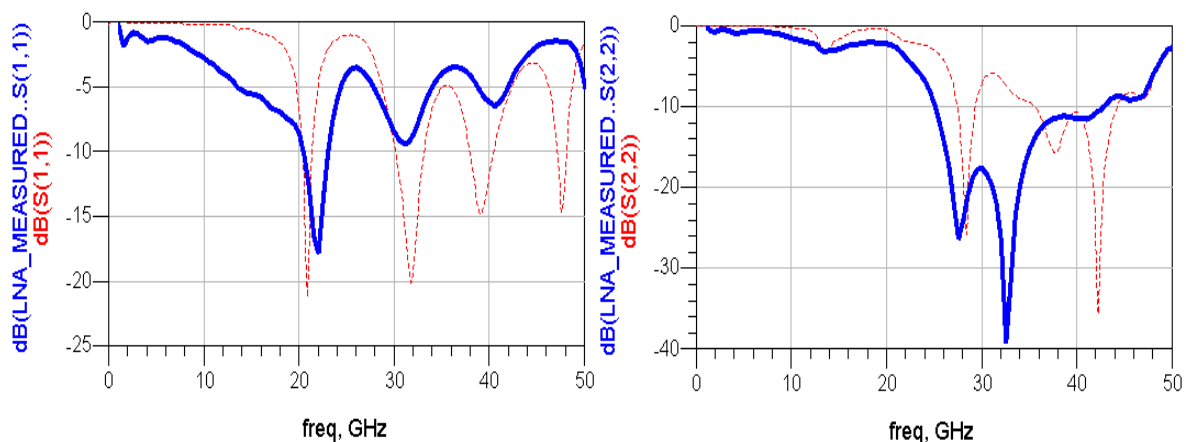


Figura 66. Parámetros S del ABR medidos\_\_\_ vs. simulados ----

El comportamiento de la ganancia ( $S_{21}$ ) y el aislamiento ( $S_{12}$ ) del amplificador se muestran en la Figura 67. Se puede apreciar que la ganancia medida es muy cercana a la esperada dentro del ancho de banda de operación. La ganancia obtenida fue 9.3 dB de 26 GHz a 32GHz, la cual disminuye hasta 5.2 dB a la frecuencia de 40 GHz. El aislamiento ( $S_{12}$ ) fue menor a -18 dB, lo cual es un valor adecuado. La degradación en la ganancia se atribuye principalmente a la longitud de los cables que resulto mayor de la especificada. En la Figura 68 se muestran los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{12}$  a detalle, donde se indica el valor de la ganancia medida a 38 GHz la cual fue de 5.4dB con un aislamiento de -19 dB.

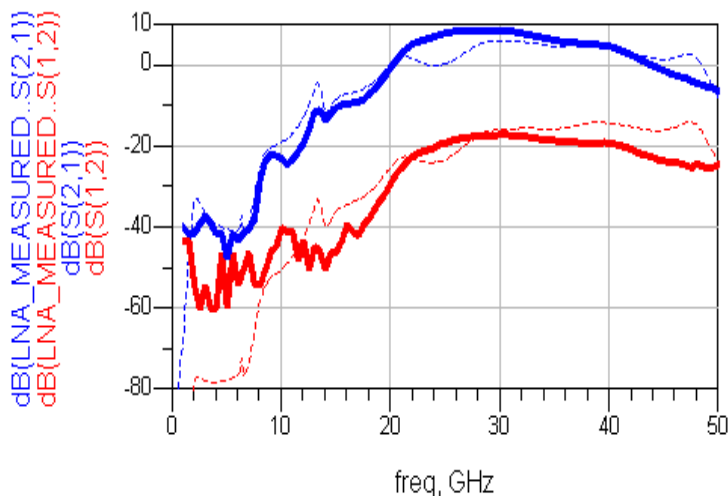


Figura 67. Ganancia del ABR medida\_\_\_ vs. simulada ----.



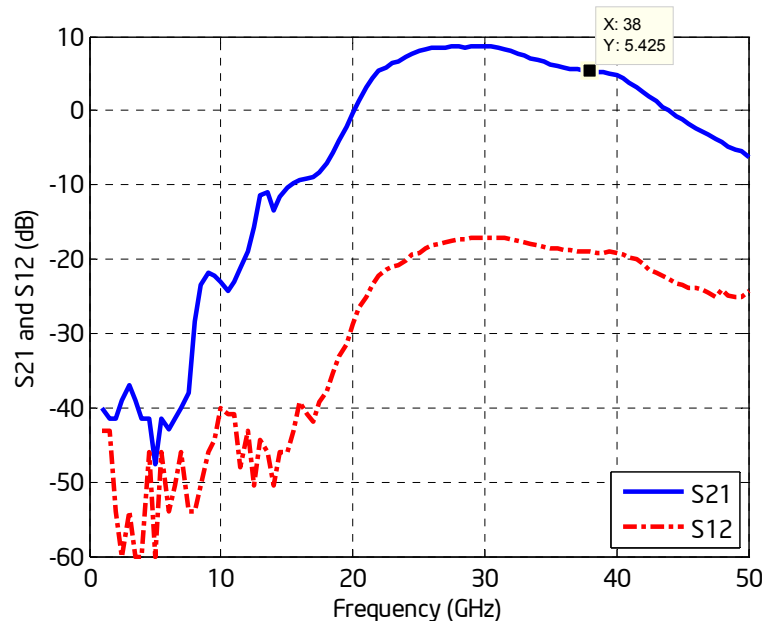


Figura 68. Ganancia y aislamiento medidos del ABR.

### III.7.1. Figura de ruido.

Para medir la figura de ruido del amplificador, se utiliza el banco para medición de ruido descrito en el capítulo II de este trabajo (II.3) cuya fotografía se muestra en la Figura 69. Debido a que solamente se medirá la figura de ruido del amplificador, y no se desea extraer sus parámetros de ruido, no es necesario utilizar el sintonizador de impedancias, el cual se configura para que presente una impedancia característica de  $50\Omega$  (inicializado). Además, las Tees de polarización tampoco son necesarias, ya que el ABR construido cuenta con sus propias redes de alimentación.

El banco de medición de ruido mostrado en la Figura 69 se calibra, se coloca el amplificador a medir, se aplican los voltajes de alimentación ( $V_{gs}=-0.3V$  y  $V_{ds}=2V$ ) y se mide el ruido del amplificador total. Posteriormente se corrige sustrayendo las pérdidas a la entrada y la contribución de ruido del receptor, para obtener la figura de ruido del amplificador.



*Figura 69. Banco de medición de ruido.*

En la Figura 70 se muestra la figura de ruido medida del ABR. Se puede observar que la figura de ruido mínima obtenida de la medición es de 2.24 dB a la frecuencia de 37 GHz, y que la figura de ruido es menor a 3dB en el rango de frecuencias de 34 GHz a 41 GHz.

El incremento de la figura de ruido que se muestra a frecuencias menores a 37 GHz se debe a que todas las redes están diseñadas a una frecuencia central de 38GHz. Por otro lado, como se había mencionado anteriormente, la red bloqueadora de RF es “transparente” solamente en el rango de frecuencias de operación, no siendo así fuera de la banda y sobre todo a frecuencias bajas, incrementando la figura de ruido del amplificador de manera considerable. Además, las transiciones diseñadas y construidas, solo tienen buen comportamiento a partir de 30 GHz, por lo que sus altas pérdidas por inserción por debajo de esta frecuencia incrementan la figura de ruido. Para concluir, se puede mencionar que el amplificador de bajo ruido desarrollado cumple de manera satisfactoria los requerimientos de ruido especificados, ya que es menor a 2.79dB a la frecuencia de 40 GHz, tal como se puede apreciar en la Tabla XVIII.

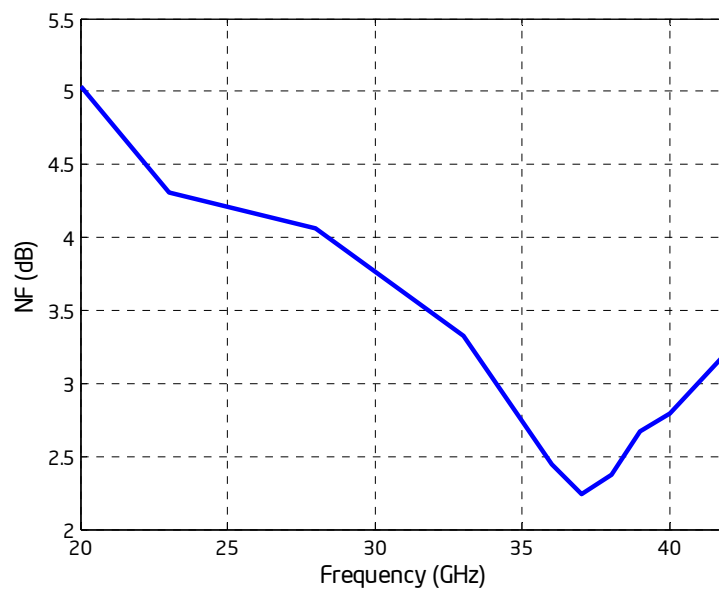


Figura 70. Figura de ruido del ABR obtenida de la medición.

Tabla XVIII. Comportamiento de ruido del ABR en la banda de 36 a 40 GHz.

Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)	Figura de ruido (dB)
36	5.84	2.45
37	5.56	2.24
38	5.42	2.37
39	5.11	2.67
40	4.72	2.79

### Construcción y caracterización del amplificador de alta ganancia

---

En este capítulo se presentan resultados del montaje y caracterización del MMIC seleccionado, así como los correspondientes al amplificador de alta ganancia, formado por uno de los ABR construidos, conectado en cascada con el MMIC CHA2394 de la compañía UMS. Para obtener las características de ganancia, acoplamiento, aislamiento y figura de ruido del amplificador, se utilizaron los bancos de medición descritos en los capítulos II y III.

#### IV.1 Montaje y caracterización del MMIC.

Como se mencionó anteriormente, en este trabajo se propone diseñar un amplificador de dos etapas, en donde la primera etapa es un amplificador híbrido de una sola etapa diseñado en el capítulo III, para lograr una figura de ruido mínima en la banda de operación. Para la segunda etapa, se propone utilizar un amplificador monolítico de alta ganancia con la finalidad de disminuir las dimensiones físicas del amplificador, disminuir el costo y reducir el proceso de ensamble (número de elementos y mano de obra).

En este trabajo se seleccionó el amplificador monolítico MMIC CHA2394 de la compañía UMS para implementar la etapa de ganancia. Este amplificador está fabricado en un sustrato de arseniuro de galio GaAs y cuenta con tres etapas de amplificación con transistores tipo HEMT. El MMIC mide 1.7mm de largo por 1.080mm de ancho. En la Figura 71 se muestra una fotografía del MMIC CHA2394, en donde se puede observar que emplea tecnología de microcinta para el amplificador, y tecnología coplanar para sus puertos de entrada y salida.

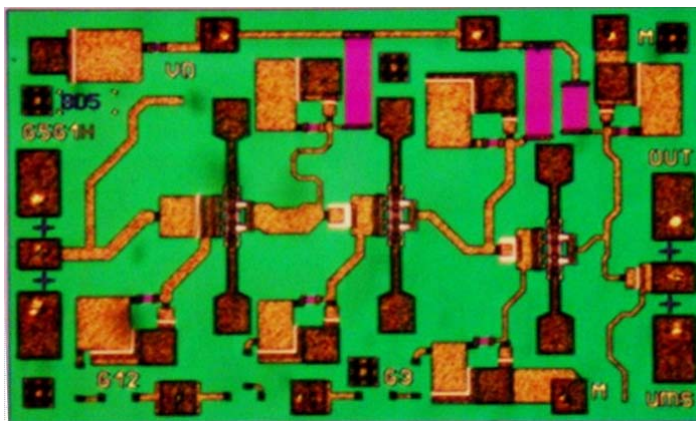


Figura 71. Detalle del MMIC UMS CHA2394.

En la Tabla XIX, se proporcionan las características del MMIC a la frecuencia de 38 GHz. El MMIC opera con un voltaje de 3.5 volts y consume una corriente de 60 mA. El fabricante reporta una ganancia de 20 dB y una figura de ruido de 2.5 dB. Para verificar y obtener el comportamiento del MMIC, es necesario montarlo y añadir capacitores en chip para alimentar cada etapa del MMIC.

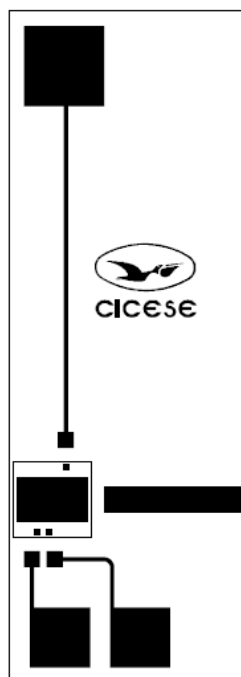
Tabla XIX. Características del MMIC UMS CHA2394 reportadas por el fabricante.

Característica a 38GHz Vd=3.5V, Id=60mA	Valor
Ganancia (dB)	20
Figura de ruido (dB)	2.5
Pérdidas por regreso de entrada (dB)	8
Pérdidas por regreso de salida (dB)	18

El MMIC requiere de 3 voltajes de alimentación diferentes, para lo cual es necesaria una fuente de voltaje para alimentar a las tres terminales de drenaje de los transistores, y dos fuentes adicionales para alimentar a las tres terminales de compuerta, donde las dos primeras etapas del MMIC comparten la misma red de alimentación (Vg1 y Vg2), mientras que la tercera etapa cuenta con una propia (Vg3).

Se diseñó una base de prueba para ensamblar el MMIC sobre el substrato R03003 que contiene tres redes de alimentación y sobre la cual se montan 3 capacitores (bypass) en chip

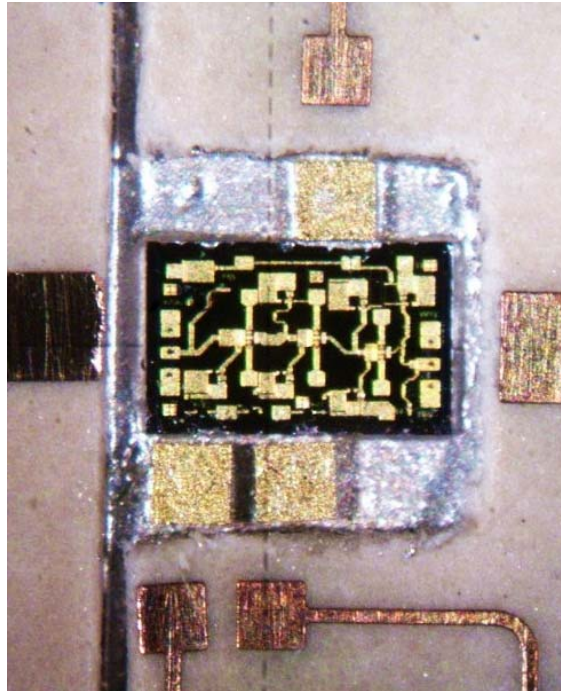
de 100 pF de la compañía ATC modelo 116RL101M100, conectados en paralelo de la entrada de cada red de alimentación hacia tierra utilizando alambres de 18 micras de diámetro. La base de prueba se diseñó para alojar al MMIC con sus redes de alimentación. Cada red de alimentación, consiste de una terminal (Pad) donde se provee del voltaje necesario, una línea de alta impedancia ( $120\Omega$ ) con un ancho de 100 micras, otra terminal (Pad de 400 micras) la cual se conecta con el capacitor chip empleando un alambre de oro de 18 micras de diámetro y finalmente el capacitor se conecta con el MMIC utilizando otro alambre de oro. En la Figura 72 se muestra la mascarilla de la base de prueba diseñada para montar el MMIC, mientras que en la Figura 73 se puede observar el MMIC ya adherido con epoxy conductivo de plata marca Epotek modelo H20E. En la Figura 73 se pueden apreciar los tres capacitores en chip, parte de las redes de alimentación (líneas y "Pad's") y las líneas de  $50\Omega$  de entrada y salida de RF.



*Figura 72. Mascarilla de la base de prueba diseñada para ensamblar el MMIC.*

Después de efectuar las conexiones del MMIC con los pads y líneas de  $50\Omega$  utilizando alambres de oro de 18 micras de diámetro soldándolos mediante la microsoldadora Hybond modelo 572, se procedió a medir el MMIC. Para ello, el MMIC se colocó en la base de pruebas con puntas coplanares disponible en la cámara criogénica desarrollada en el CICESE. Las puntas

de prueba coplanares son de la compañía picoprobe modelo 50A-GSG-150P que tienen una separación entre el centro y uno de los lados ("pitch") de 150 micras. Las puntas de prueba se encuentran conectadas al equipo de prueba del banco de medición mostrado en la Figura 69 del capítulo III.



*Figura 73. MMIC CHA2394 y capacitores ensamblados en la base de prueba.*

Para medir el MMIC, se polarizó inicialmente introduciendo dos voltajes de compuerta  $V_{g1}$  y  $V_{g2}$  de -1 volt, posteriormente se aplicó el voltaje de drenaje  $V_d=3.5V$ , y se ajustaron los dos niveles del voltaje de compuerta ( $V_{g1}=-0.42V$  y  $V_{g2}=-0.4V$ ) para obtener una corriente de drenaje  $I_d=30mA+20mA=50mA$ . Una vez polarizado, se procedió a medir los parámetros  $S$  en el intervalo de frecuencias de 1 a 50 GHz. En la Figura 74 se muestra el comportamiento de la ganancia del MMIC obtenido de la medición, comparado con la proporcionada por el fabricante. Se puede apreciar que la ganancia medida a 38 GHz fue de 16.72dB, mientras que la reportada por el fabricante es de 20.1dB, resultando aproximadamente 3 dB por debajo de la ganancia reportada por el fabricante.

El comportamiento de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  que describen el acoplamiento del MMIC en sus puertos de entrada y salida respectivamente, se puede apreciar en la Figura 75. Se

puede observar que en la banda de 38 a 40 GHz el componente presenta una adaptación adecuada, la cual se encuentra por debajo de los 10 dB para ambos puertos. Se puede apreciar que el parámetro  $S_{22}$  es muy similar al reportado por el fabricante y que el  $S_{11}$  es muy diferente pero si embargo se encuentra dentro de los valores permitidos.

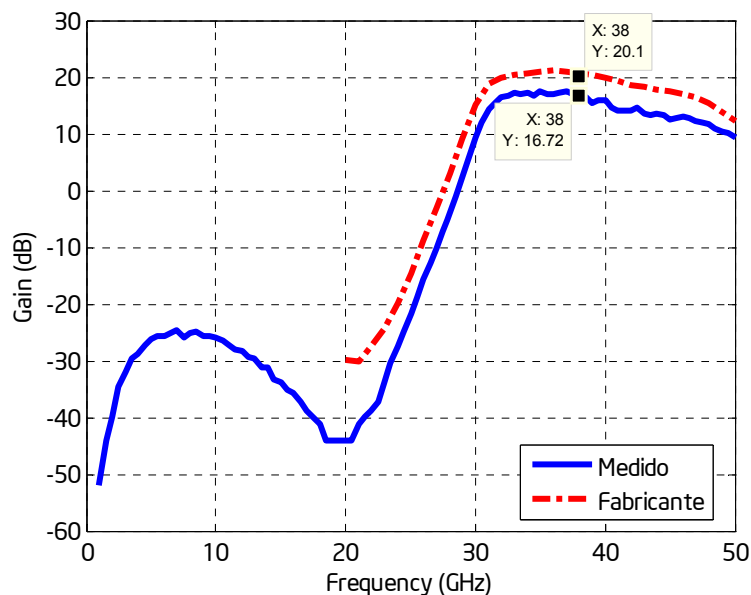


Figura 74. Ganancia del MMIC medida y reportada por el fabricante.

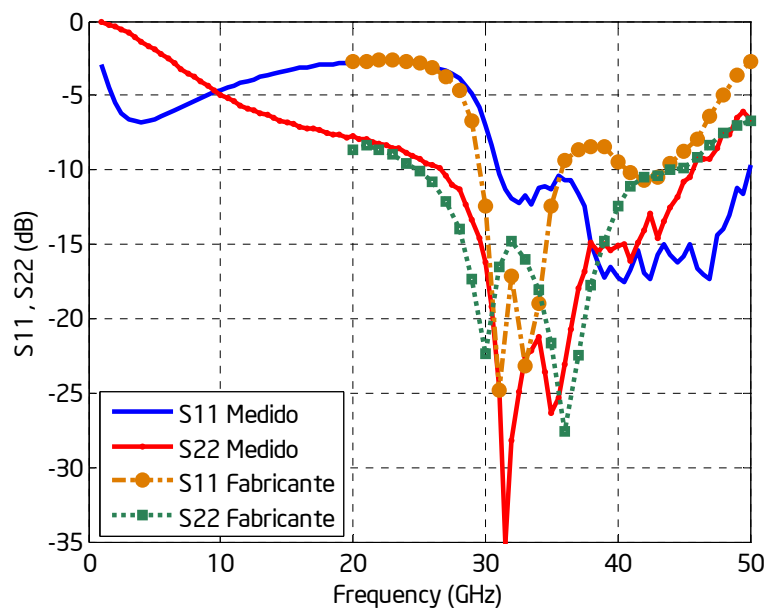


Figura 75. Coeficientes de reflexión de entrada y salida del MMIC.



El comportamiento del parámetro  $S_{12}$  que indica el aislamiento del MMIC se presenta en la Figura 76 comparado con el  $S_{21}$ , donde se puede observar que el  $S_{12}$  se encuentra por debajo de -27 dB y que la diferencia entre ambos parámetros ( $S_{21}-S_{12}$ ) es mayor a 44dB.

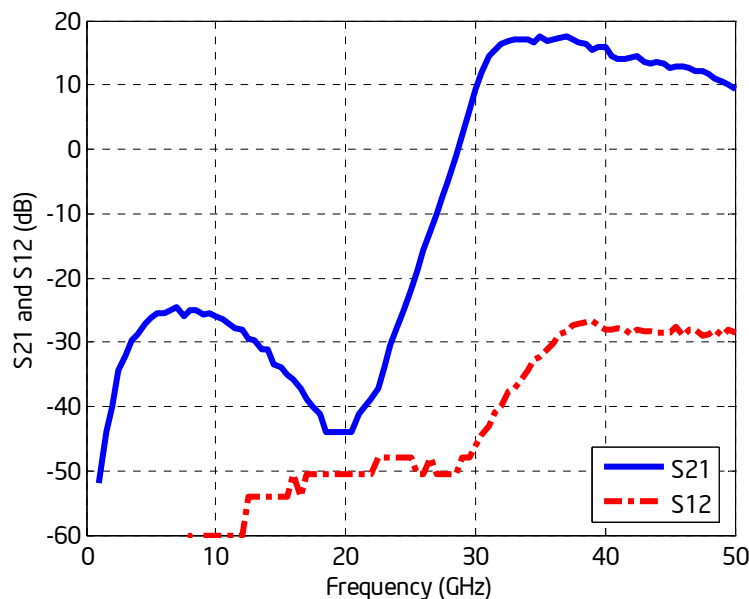


Figura 76. Ganancia y aislamiento del MMIC.

Para medir la figura de ruido del MMIC, se utiliza el banco de medición descrito en el capítulo II con el sintonizador inicializado (en  $50 \Omega$ ). El banco de medición se presenta en la Figura 77. En la cámara criogénica mostrada en la Figura 77a operando a temperatura ambiente, se coloca el MMIC a medir, se aplican los voltajes de alimentación y se mide la figura de ruido total con el equipo medidor de ruido mostrado en la Figura 77b. Enseguida se corrige sustrayendo las pérdidas a la entrada (pérdidas  $\alpha$ ) y la contribución de ruido del receptor. Figura 78, se presenta el comportamiento de ruido del MMIC dentro de la banda de frecuencias de interés, de 36 GHz a 40 GHz. Se puede apreciar que figura del ruido del MMIC es mucho mayor que la que reporta el fabricante, en donde la medida es de 4.3dB a la frecuencia de 38 GHz y la reportada por el fabricante es de 2.5 dB, resultando aproximadamente 2 dB mayor que la que reporta el fabricante.

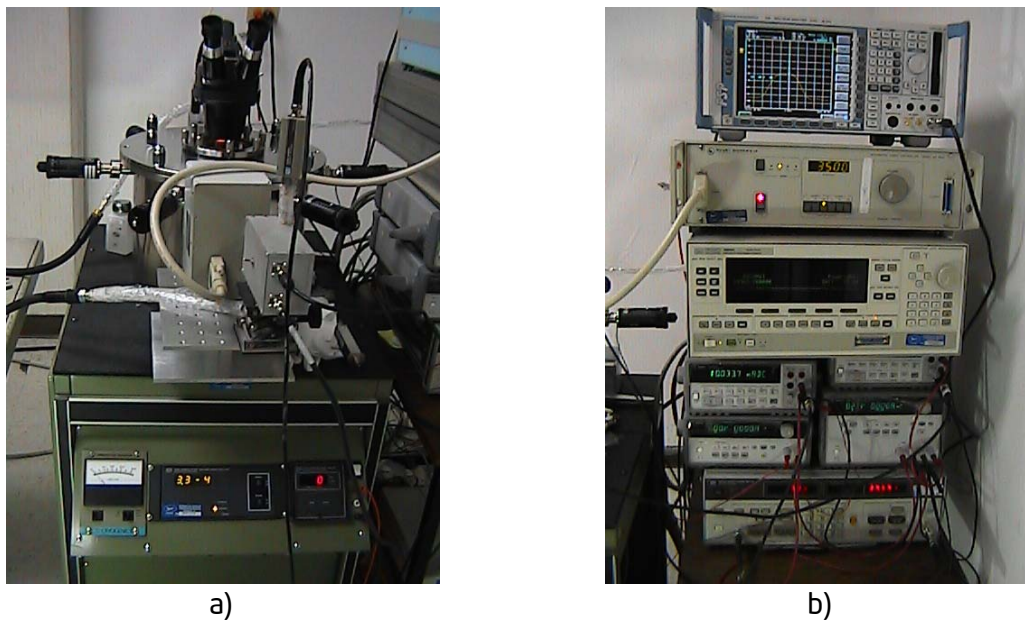


Figura 77. Banco para medición de ruido: a) cámara criogénica, sintonizador, interruptor y fuente de ruido. b) Analizador de espectros, controlador del sintonizador, sintetizador, fuentes de alimentación, multímetros y medidor de ruido.

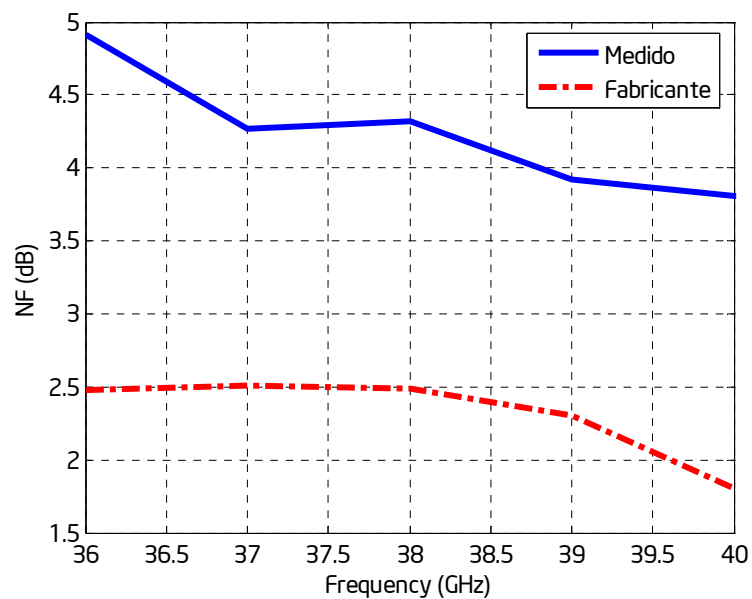
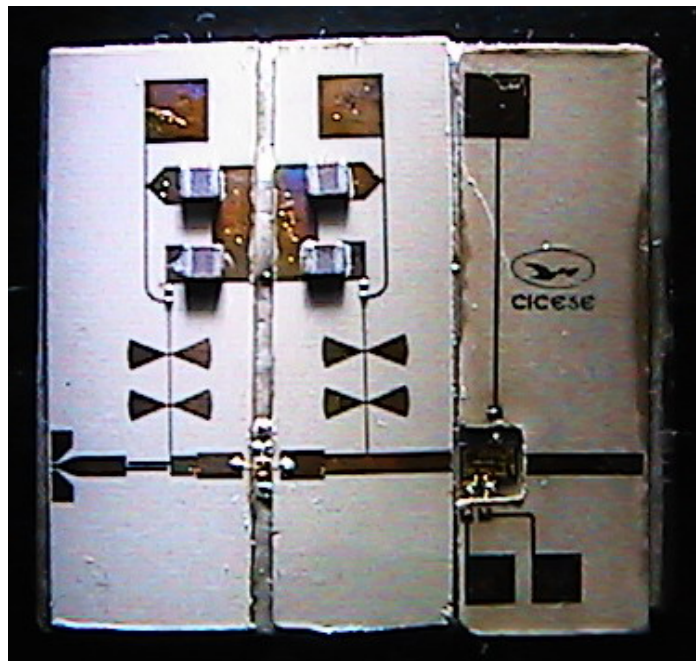


Figura 78. Figura de ruido del MMIC medida vs. la reportada por el fabricante.

## IV.2 Amplificador de bajo ruido y alta ganancia.

Con la finalidad de obtener el amplificador completo de alta ganancia, en esta sección se presenta el proceso de ensamble del amplificador de bajo ruido de una etapa que emplea el transistor FHR20X descrito en el capítulo III, con el MMIC CHA2394 presentado anteriormente en la sección IV.1. Para ello, cabe mencionar que se construyó otro ABR para poder montarlo junto al MMIC. Debido a que el MMIC cuenta con un bloqueador de DC a la entrada, no es necesario incluir el par de líneas acopladas (bloqueador de DC) a la salida del ABR. Asimismo, se eliminó también la transición microcinta - coplanar, lo cual se traduce en una disminución de pérdidas por inserción. En la Figura 79 se muestra el amplificador de bajo ruido y alta ganancia ya ensamblado y cuyas dimensiones físicas son: una longitud de 15mm y un ancho de 12mm.

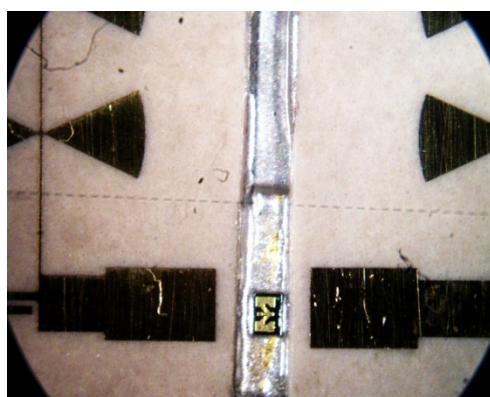


*Figura 79. Amplificador de bajo ruido y de alta ganancia.*

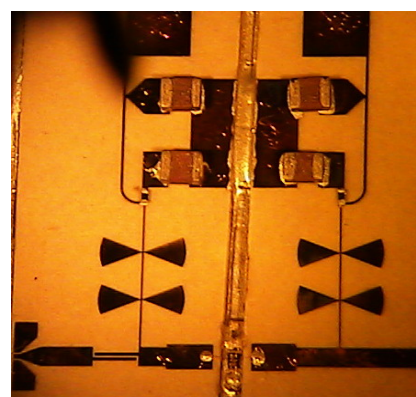
Se puede observar a la derecha de la Figura 79, el MMIC ya montado, y conectado a la base de prueba. Se pueden observar las redes de polarización del MMIC conectadas a los

capacitores en chip, y éstos conectados a las líneas de alimentación que van hacia los “pads” de alimentación requeridos para conectar los alambres de la fuente de alimentación.

En la Figura 80 se muestran algunos detalles del amplificador de bajo ruido. En la Figura 80a, se muestra la parte central del ABR utilizado como primera etapa del amplificador de alta ganancia, en donde se puede apreciar el transistor FHR20X. Se puede observar que las redes de adaptación no están al borde del sustrato, sino que éstas se encuentran a más de  $150\mu\text{m}$  micras de la orilla. Esto provoca que la longitud de los microalambres de conexión se deba incrementar y resulte una longitud mayor a  $200\mu\text{m}$  para las dos conexiones (compuerta y drenaje). En la Figura 80b se muestra el amplificador de bajo ruido con los capacitores, resistencias y el transistor ya soldados. Se puede apreciar que el puerto de salida no tiene el bloqueador de DC ni la transición microcinta coplanar.



(a)



(b)

*Figura 80. Detalles de la primera etapa del amplificador de bajo ruido.*

En la Figura 81 se muestran algunos detalles de las conexiones del MMIC. Debido a que no fue posible montar el MMIC al mismo nivel del sustrato Rogers R03003 (el sustrato del MMIC es de  $h=100\mu\text{m}$ ), se tuvo que recortar el sustrato para permitir que las puntas bajaran e hicieran contacto. Debido a lo anterior y a que en el laboratorio de altas frecuencias no se cuenta con una herramienta de precisión para poder cortar exactamente el sustrato, el ancho de la cavidad que aloja a los capacitores en chip y al MMIC se incremento considerablemente, como se puede apreciar en la Figura 81a. Por esta razón, la longitud de los micro-alambres que

conectan a la salida del ABR con la entrada del MMIC y de la salida del MMIC con la línea de  $50\Omega$  tienen más de 1mm de longitud. Con el propósito de minimizar la inductancia, se utilizaron dos micro-alambres en ambos puertos del MMIC como se puede apreciar en la Figura 81. En la Figura 81b se puede apreciar la transición  $J_{\text{micro}}$  utilizada para medir al amplificador completo con las puntas coplanares. En la Figura 82 se muestra el amplificador completo ya ensamblado, el cual incluye los alambres para ponerlo en operación mediante las fuentes de voltaje.

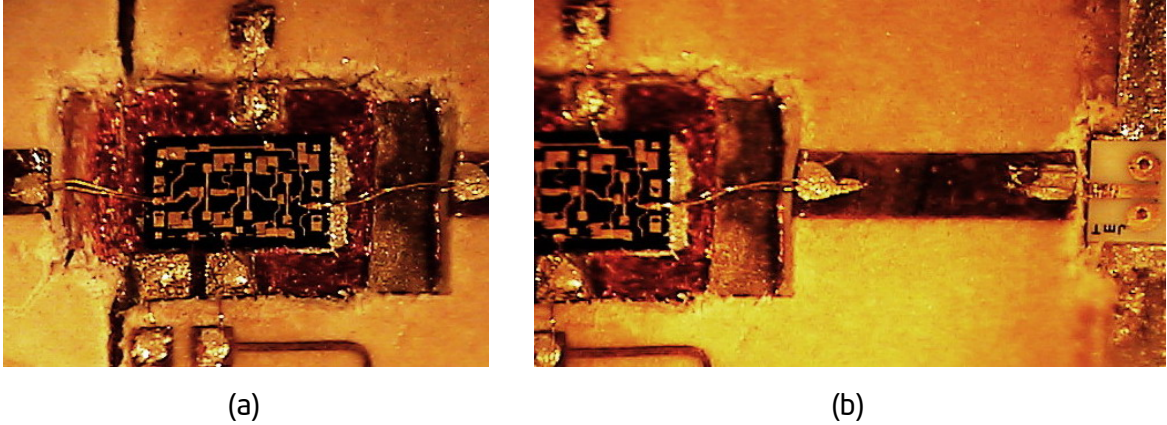


Figura 81. Detalle de las conexiones: (a) del MMIC y (b) de la transición  $J_{\text{micro}}$ .

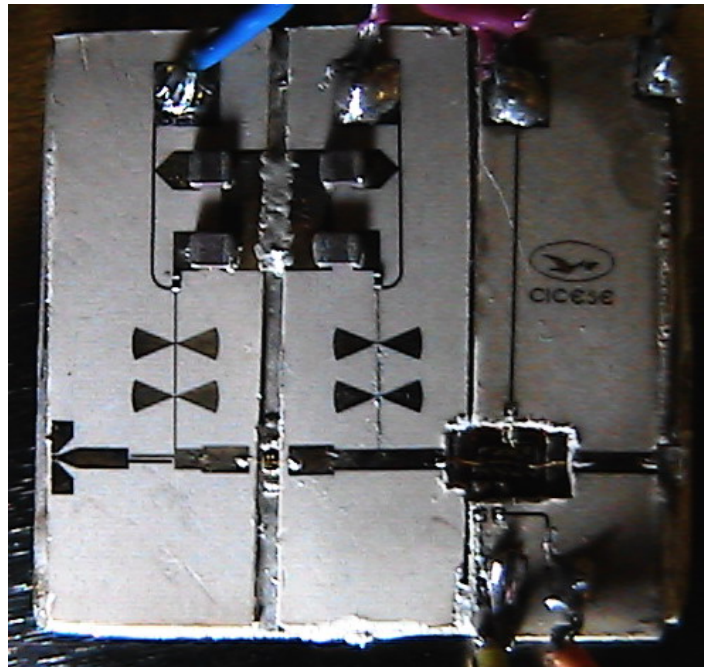
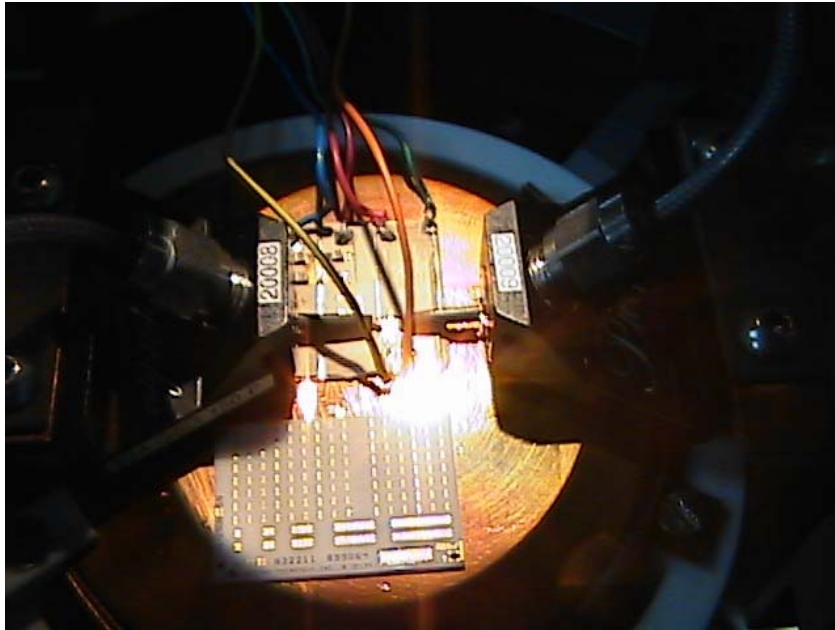


Figura 82. Amplificador completo con las conexiones de las fuentes de alimentación.

Con la finalidad de medir el amplificador completo mostrado en la Figura 82, se colocó en la base de pruebas de la cámara criogénica y se conectaron los alambres a las fuentes de alimentación requeridas para ponerlo en operación como se puede apreciar en la Figura 83.



*Figura 83. Amplificador bajo medición conectado a las puntas de prueba coplanares.*

Después de aplicar los voltajes de alimentación requeridos por el transistor ( $V_{gs} = -0.31V$ ,  $V_{ds} = 2V$  e  $I_{ds} = 10.107mA$ ) y por el MMIC ( $V_d = 3.5V$ ,  $V_{g1} = -0.42V$ ,  $I_{d1} = 30mA$  y  $V_{g2} = -0.4V$ ,  $I_{d2} = 20mA$ ), se procedió a caracterizarlo para obtener los parámetros  $S$  y de ruido del amplificador completo. La corriente total que consume el amplificador fue de  $60.107mA$ , obteniéndose un consumo de potencia total de  $195mW$ . Utilizando el analizador de redes calibrado de  $1\text{ GHz}$  a  $50\text{ GHz}$  mediante la técnica LRM, se obtuvo una ganancia mayor a  $20\text{ dB}$  en la banda de  $31\text{ GHz}$  hasta  $40\text{ GHz}$ , como se puede apreciar en la Figura 84. Se puede notar que la ganancia correspondiente a la frecuencia de  $38\text{ GHz}$  es de  $21.58dB$ , la cual cumple con los objetivos de diseño.

Por otro lado, el comportamiento de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  se presenta en la Figura 85. Se puede notar que el parámetro  $S_{22}$  es adecuado ( $S_{22} < -12.5dB$ ) dentro de la banda de  $28\text{ GHz}$  a  $42\text{ GHz}$ , satisfaciendo las especificaciones de diseño. La degradación del parámetro  $S_{11}$

se atribuye a que la red de entrada se acopló para lograr el ruido mínimo y a la longitud excesiva de los cables que conectan al transistor.

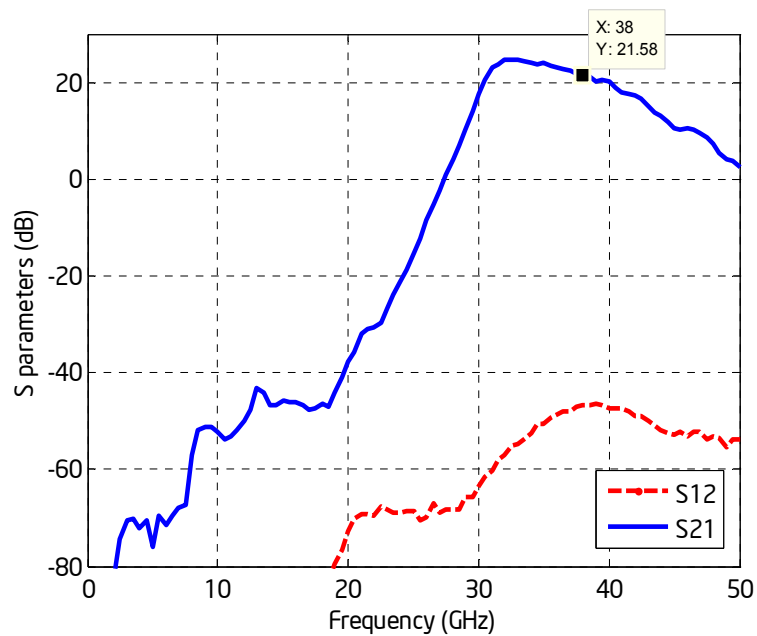


Figura 84. Ganancia y aislamiento del amplificador de bajo ruido y alta ganancia.

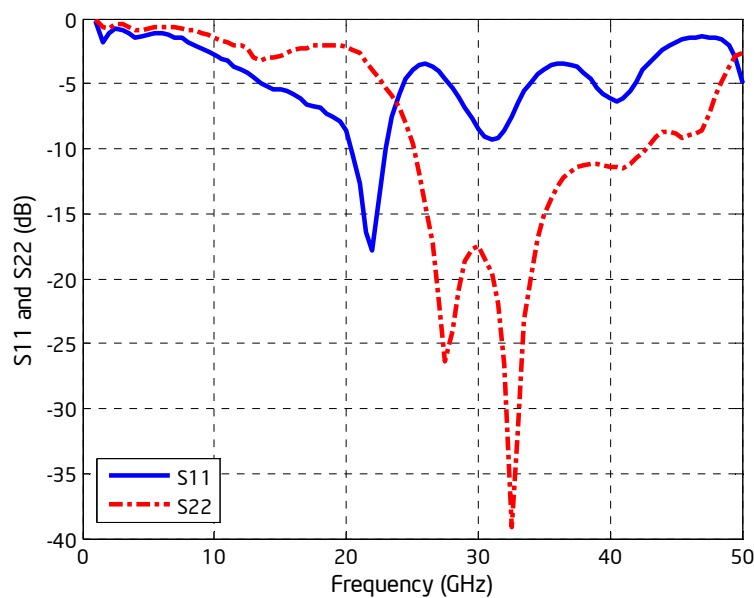
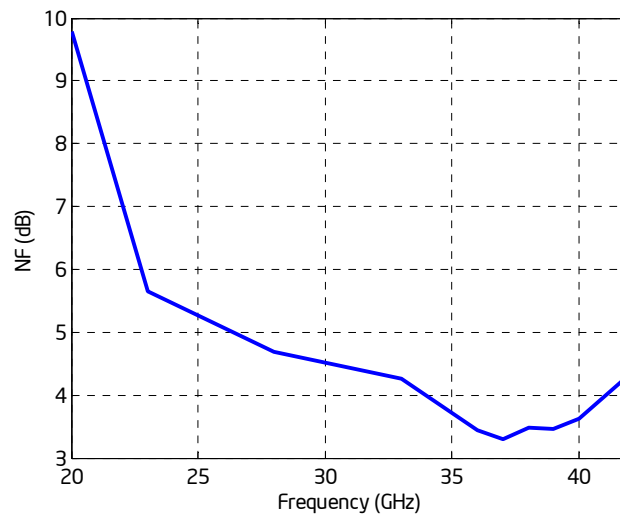


Figura 85. Parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  del amplificador de bajo ruido y alta ganancia.

La figura de ruido del amplificador se midió en la banda de 36 a 40 GHz utilizando el banco de medición descrito en el capítulo II, resultando una figura de ruido menor a 3.6 dB dentro de la banda de interés como se muestra en la Figura 86. El incremento en la figura de ruido con respecto al valor diseñado, se atribuye a los errores en el proceso de ensamble del amplificador, en donde se incrementaron la longitud de los micro-alambres. A la frecuencia de 38 GHz, la figura de ruido del amplificador completo es de 3.48dB.



*Figura 86. Figura de ruido del amplificador de bajo ruido y alta ganancia.*

Por último, en la Tabla XX se presenta una comparación entre las especificaciones iniciales y las obtenidas de la medición. Se puede observar que dentro del ancho de banda de 36 a 40 GHz, se cumplieron las características de ganancia ( $G > 20\text{dB}$ ) y de acoplamiento a la salida ( $S_{22} < -12.5\text{dB}$ ), no siendo así para el acoplamiento de entrada ( $S_{11} < -3\text{dB}$ ) y para la figura de ruido del amplificador ( $FR < 3.6\text{dB}$ ). La degradación en el  $S_{11}$  se atribuye a que el amplificador se acopló para lograr la figura de ruido mínima y a la longitud mayor del alambre utilizado para conectar la red de entrada con el transistor FHR20X. La degradación de la figura de ruido se debe por un lado a la longitud de los alambres y por el otro a la figura de ruido del MMIC que resultó mayor que la esperada y a una reducción de la ganancia de la primera etapa, de tal manera que la segunda etapa (MMIC) contribuye en mayor proporción al ruido total del amplificador. Cabe mencionar que la figura de ruido del amplificador individual descrito en el capítulo III dentro del ancho de banda de 36 GHz a 40 GHz fue menor a 2.78 dB, obteniéndose



una figura de ruido mínima de 2.25dB, lo cual es un valor adecuado para conectar en cascada el MMIC.. El buen comportamiento de ruido del amplificador individual se atribuye a que no se tuvieron problemas con la longitud de los alambres empleados para interconectar el transistor.

*Tabla XX. Comparación de las especificaciones propuestas y logradas del amplificador.*

<i>Especificaciones</i>	<i>Propuestas</i>	<i>Logradas</i>
<i>Ancho de banda</i>	<i>36GHz - 40GHz</i>	<i>36GHz - 40GHz</i>
<i>Ganancia (<math>S_{21}</math>)</i>	<i>&gt;20 dB</i>	<i>&gt;20 dB</i>
<i>Figura de Ruido</i>	<i>&lt;3 dB</i>	<i>&lt;3.6 dB</i>
<i>Pérdidas por regreso de entrada (<math>S_{11}</math>)</i>	<i>&lt;-10 dB</i>	<i>&lt;-3dB</i>
<i>Pérdidas por regreso de salida (<math>S_{22}</math>)</i>	<i>&lt;-10 dB</i>	<i>&lt;-12.5dB</i>

### Conclusiones y recomendaciones

---

En este trabajo se presentó una metodología para el desarrollo de un amplificador de bajo ruido y alta ganancia, que opera en la banda de frecuencias de 38 a 40 GHz.

El amplificador consiste de dos etapas, donde la primera etapa del amplificador, se diseñó para obtener un amplificador híbrido de bajo ruido que utiliza un transistor HEMT FHR20X y redes de bajas pérdidas, mientras que para la segunda etapa se propuso utilizar un MMIC CHA2394 de alta ganancia.

El transistor se caracterizó obteniéndose sus parámetros S en la banda de 1 a 50 GHz y sus parámetros de ruido a la frecuencia de 38 GHz, los cuales se utilizaron para obtener el modelo de ruido de Pospiezalski y sus parámetros de ruido en todo el ancho de banda de 1 a 50 GHz. El transistor se analizó incluyendo el efecto de los micro-alambres requeridos para conectar el transistor con la redes de adaptación.

Las redes de alimentación se realizaron empleando bloqueadores de DC y de RF de bajas pérdidas. Asimismo, se diseñaron transiciones coplanar-microcinta para poder caracterizar tanto el amplificador como las redes empleando puntas de prueba coplanares. Se investigaron diferentes alternativas y topologías para implementar el bloqueador de DC con bajas pérdidas, incluyendo dispositivos comerciales en chip, capacitores interdigitados y de líneas paralelas acopladas principalmente.

El bloqueador de DC que mostró mejor comportamiento fue el del par de líneas acopladas desarrollado con tecnología de microcinta, por sus pérdidas por inserción pequeñas ( $< 0.3$  dB) y por sus características de acoplamiento adecuadas ( $< -17$ dB), teniendo además la ventaja de fabricarse fácilmente sobre el mismo sustrato.

Se analizaron diferentes estructuras bloqueadoras de RF y se propuso una topología tipo filtro que emplea 4 elementos inductivos, 4 stubs radiales, una resistencia y dos capacitores en chip. Esta red proporcionó bajas pérdidas en la trayectoria de RF y un aislamiento mayor a 70 dB en la trayectoria de DC dentro del ancho de banda de 36 GHz a 40 GHz.

Se desarrolló el amplificador híbrido de bajo ruido, diseñando las redes de acoplamiento y agregándole las redes de alimentación formadas por los bloqueadores de DC y RF de bajas pérdidas. Asimismo, se le incluyeron las transiciones coplanar-microcinta diseñadas y construidas, las cuales son necesarias para caracterizar a los dispositivos y redes individuales y al amplificador completo. El ABR híbrido, se midió proporcionando una figura de ruido de 2.37dB, con una ganancia de 5.425dB a la frecuencia de 38 GHz. Se logró una ganancia mayor a 5 dB de 22-40GHz con una figura de ruido menor a 2.79 dB en la banda de 36 a 40 GHz.

Para implementar la etapa de alta ganancia, se propuso utilizar un amplificador monolítico MMIC comercial como segunda etapa, con el propósito de minimizar las dimensiones físicas del amplificador, disminuir el costo y reducir el proceso de ensamble.

El amplificador de bajo ruido y de alta ganancia final, se obtuvo integrando un segundo amplificador híbrido de bajo ruido en cascada con el MMIC comercial. Aunque se tuvieron problemas de fabricación que degradaron el comportamiento del amplificador (adaptación, ganancia y figura de ruido), se logró obtener una ganancia mayor a 20dB de (31-40) GHz, con una figura de ruido menor a 3.6dB de (35-40) GHz. La degradación en la figura de ruido y en el parámetro  $S_{11}$ , se atribuyen al exceso en la longitud de los micro-alambres empleados para conectar al transistor y al MMIC con las redes de microcinta.

## Aportaciones.

La principal aportación de este trabajo es la metodología propuesta para obtener un amplificador de bajo ruido y alta ganancia que opera a frecuencias con longitudes de onda milimétricas.

Se evaluaron diferentes topologías para implementar bloqueadores de DC con tecnología de microcinta en la banda milimétrica y se propuso utilizar una estructura bloqueadora de DC de dos líneas paralelas acopladas, demostrándose que es posible obtener un bloqueador de DC con pérdidas por inserción menores a 0.3 dB hasta 40 GHz y pérdidas por regreso menores a -17 dB, dentro de un ancho de banda grande de 30 GHz a 47 GHz.

Se propuso una estructura bloqueadora de RF que utiliza 4 stubs radiales, 4 inductores, una resistencia y dos capacitores. Esta estructura proporcionó muy bajas pérdidas ( $< -0.02$ dB) en la trayectoria de RF y con un aislamiento mayor a -70 dB de 27 a 43 GHz en la trayectoria de DC.

Siguiendo la metodología de diseño propuesta, se diseñó un amplificador de bajo ruido para la banda de 36 a 40 GHz, que cuenta con redes de alimentación de bajas pérdidas fabricadas en un sustrato de bajo costo. Se obtuvo un amplificador de bajo ruido híbrido que incluye las redes de alimentación, con una figura de ruido de 2.24dB a 37 GHz, y que amplifica desde 20 GHz hasta 44 GHz con una ganancia máxima de 9.3dB.

Se propuso utilizar un MMIC comercial de alta ganancia como segunda etapa, que permite obtener un amplificador más pequeño, económico y fácil de ensamblar. El MMIC se conectó en cascada con el amplificador híbrido de bajo ruido, lográndose para el amplificador completo una figura de ruido mínima de 3.3dB a 37 GHz y menor a 3.6dB dentro de la banda de 36 a 40 GHz. La ganancia obtenida a 38 GHz fue de 21.58dB, siendo mayor a 20 dB en la banda de 31 a 40 GHz.

## Recomendaciones.

Se propone ampliar el estudio sobre topologías alternativas de bloqueadores de DC en microcinta y guía de onda coplanar de bajas pérdidas y gran ancho de banda, y diseñar redes de adaptación de bajas pérdidas de varias secciones, con el objetivo de mejorar el acoplamiento del amplificador en toda la banda de operación.

Se recomienda que se investigue la manera de controlar la longitud de los micro-alambres. Es necesario mejorar el proceso de ensamble de componentes de manera que se puedan manipular los dispositivos con mayor precisión. Si se montan los dispositivos al mismo nivel que el sustrato, se reduce considerablemente la longitud de los micro-alambres.

También es indispensable mejorar el proceso de fabricación de circuitos, sobre todo el proceso para obtener la mascarilla y su grabado sobre el conductor del sustrato.

Se recomienda caracterizar otros modelos de MMIC disponibles en el mercado.

Se recomienda investigar sobre el diseño de ABR's empleando dispositivos activos desarrollados con nuevas tecnologías, como lo son los transistores bipolares de heterounión de Silicio Germanio (HBTs de SiGe).

---

## Literatura Citada

---

- Aja Abelan *et al.*, 2005. "Planck-LFI 44 GHz back end module" *Aerospace and Electronic Systems*, IEEE Transactions on Volume 41, Issue 4, Oct. 2005 Page(s): 1415 - 1430
- Aja Abelan, 2006. *Amplificadores de Banda Ancha y Bajo Ruido Basados en Tecnología de GaAs para Aplicaciones de Radiometría*. Tesis de Doctoral. Dpto. Ing. de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Santander, España. 236 h.
- Álvarez Guzmán, 1999. *Diseño y construcción de un amplificador de alta ganancia en la banda de 36 a 40 GHz en tecnología coplanar*. Tesis de maestría, CICESE. 134 h.
- Alley G., 1970. *Interdigital Capacitors and Their Application to Lumped-Element Microwave Integrated Circuits*, IEEE Trans. MTT-18:1028-1033.
- Anón, 1999. FHR20X datasheet. Fujitsu Microelectronics, Inc, 1999.10 h.
- Anón, 2000. UMS CHA2394 datasheet. United Monolithic Semiconductors, 2000. 8 h.
- Anón, 2006 "Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements". Application Note 57-1. Agilent Technologies, Inc. 20 h.
- Anón, 2006. Agilent ADS 2006 Manual. Agilent Technologies, Inc. 2006.

- Atwater, H.A. 1985. "The design of the radial line stub: A useful. microstrip circuit element," *Microwave Journal* (Nov.): pp.149-156.
- Berroth, M. ; R. Bosch 1991. "High-frequency equivalent circuit of GaAs FET's for large signal applications". *IEEE trans. on Microwave Theory and Tech*, 39(2):224-229 p.
- Dambrine G., A Cappy, F Heliodore, E Playez, 1988. A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 36, No. 7:1151.
- Edwards M.L., Sinsky J.H., 1992 "A new criterion for linear 2- port stability using a single geometrically derived parameter," *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, Vol. 40, No. 12, pp. 2303-2311.
- Edwards T.C., 1981. *Foundations for Microstrip Circuit Design*, John Wiley and Sons, Chichester. 265 p.
- R. Esfandiari, D. Maku, and M. Siracusa, 1983. "Design of Interdigitated Capacitors and Their Application to Gallium-Arsenide Monolithic Filters," *IEEE Trans. MTT*, Vol. 31, No. 1, January 1983, pp. 57-64.
- Friis, H.T., 1944. "Noise Figures of Radio Receivers" *Proceedings of the IRE* Volume 32, Issue 7, July 1944 Page(s): 419 - 422
- Garg R. , Bahl I. J., 1979. "Characteristics of Coupled Microstriplines," *MTT-27*, July 1979.

- Giannini, F. Sorrentino, R. Vrba, J., 1984. Planar Circuit Analysis of Microstrip Radial Stub (Short Paper). *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*. Volume: 32, Issue: 12.
- Ghione, G., Naldi, C. U., 1987. "Coplanar Waveguides for MMIC Applications: Effect of Upper Shielding, Conductor Backing, Finite-Extent Ground Planes, and Line-to-Line Coupling", *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Vol.35, pp.260-267.
- Gonzalez, G., 1984. *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*. Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ. 506 p.
- Gough R.G., 2000. "Low Noise, Indium Phosphide Monolithic Microwave Integrated Circuit Amplifiers for Radioastronomy", *Microwave Conference, Asia-Pacific*, pp. 668 - 672.
- Gupta K. C., Garg R., Bahl I., Bhartia P., 1996. *Microstrip Lines and Slot Lines*, Artech House.
- Harrington, R. F., 1982. *Field Computation by Moment Methods*. Reprint of 1968. McMillan, New York.
- Hammerstad E., Jensen O., 1980 "Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design," *MTT Symposium Digest*, 1980, pp. 407-409.
- Hernández Balbuena, 1999. *Diseño y construcción con tecnología coplanar de un preamplificador de bajo ruido en la banda de 36 a 40 GHz de telecomunicaciones*, Tesis de Maestría, CICESE, Ensenada, B.C. México. 139 h.



- Jackson, R.W., 1986. Considerations in the Use of Coplanar Waveguide for Millimeter-Wave Integrated Circuits. IEEE MTT, vol.34, no. 12.
- Jang *et al.*, 2002 "Q- and V-band MMIC Low-Noise Amplifiers", Microwave Journal, vol.45, pp. 74-84, Jun.
- Johnson, J. B. , 1928. Thermal agitation of electricity in conductors. Physical Review . Volumen 32, Page 97.
- Kajfez D., Vidula B.S., 1980. "Design Equations for Symmetric Microstrip DC Blocks," IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MTT-28, No. 9, pp. 974-981, September 1980.
- Kirschning M., Jansen R. H., 1982. "Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimetre-wave frequencies", Electronics Letters, Vol. 18, Mar. 1982, pp. 272-273.
- Kirschning M., Jansen R. H.. 1984 "Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines," MTT-32.
- Kirschning M., Jansen R. 1985. "Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol MTT-32, No 1, January 1984, p83-90. Correcciones en MTT-33, No 3, March 1985, p. 288.
- Lacombe, D.; Cohen, J.,1972. Octave-Band Microstrip DC Blocks (Short Papers) Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 20, Issue 8, Aug 1972 Page(s): 555 - 556

- Lane, 1969. "The determination of Device Noise Parameters", Proceedings IEEE, vol. 57, august 1969, pp. 1461-1462.
- Lischka, G. 2005. Design and Realization of Microstrip -Transitions up to 90GHz. Master Thesis. Technischen Universität Wien, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik. Viena, Austria. 73 h.
- Martines G., Sannino M., 1994. "Simultaneous determination of transistor noise, gain and scattering parameters for amplifier design through noise figure measurements only", IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, vol. 42, no.7 , pp. 1105-1113, 1994.
- Maya Sánchez, 2003. Medida de parámetros de ruido de dispositivos activos basada en fuente adaptada. Tesis Doctoral, UPC, Barcelona, España. 217 h.
- Medina, J.L., 1991. Programa de síntesis de líneas acopladas. CICESE, 1991.
- Medina Monroy *et al.*, 2008. Metodología de Medición de Parámetros de Ruido de Componentes de Microondas y Ondas Milimétricas. Simposio de Metrología 2008 Santiago de Querétaro, México.
- Mimura, T., The early history of the high electron mobility transistor (HEMT) Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 50, Issue 3, Mar 2002 Page(s): 780 - 782
- Mongia R., Bahl I.J., Bhartia P.; 1999. RF and Microwave Coupled-Line Circuits, Artech House.
- Nyquist H., 1928. Thermal agitation of electricity charge in conductors. Physical Review. Volumen 32, Page 110.

- Olvera Cervantes, 2005. Desarrollo de un amplificador criogénico de bajo ruido con aplicaciones de sistemas de comunicación vía satélite en banda Ku . Tesis de Maestría, CICESE, Ensenada, Baja California. 123 h.
- Olvera Cervantes *et al.*, 2008. "A new analytical method to extract the small-signal equivalent circuit of high frequency FET transistors" *Microwave and Optical technology Letters*, 50 (2):453-457p.
- Pettenpaul, E. *et al.*, 1988. CAD models of lumped elements on GaAs up to 18 GHz. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* Volume 36, Issue 2, Feb 1988 Page(s):294 - 304
- Pospieslalski, M.W., 1989. Modeling of Noise Parameters of MESFET's and MODFET's and Their Frequency and Temperature Dependence. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. vol 37. no 9. September 1989.
- Pospieszalski M.W *et al.*, 2000. "Design and Performance of Wideband, Low-Noise, Millimeter-Wave Amplifiers for Microwave Anisotropy Probe Radiometers", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 1, pp. 25-28.
- Pradell, L., 1991. "Determination of transistor noise parameters from noise figure and S-parameter measurements," *Microwave Engineering Europe*, January/February, 1991, pp. 37 - 43.
- Pucel, R.A. , 1981. Design Considerations for Monolithic Microwave Circuits *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* Volume 29, Issue 6, Jun 1981 Page(s): 513 - 534

- Reynoso Hernández *et al.*, 1996. Full RF characterization for extracting the small-signal equivalent circuit in microwave FETs. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*. Dec 1996 Volume: 44, Issue: 12, Part 2 pag. 2625-2633
- Rothe H., Dahlke W. , 1956. " Theory of Noisy Fourpoles" *Proceedings of the IRE*, Vol. 44, 811-818, June 1956.
- Rytting, D., 1982, "An analysis of vector measurement accuracy enhancement techniques", *HP RF & Microwave Symp.*, 21, 1982.
- Shigaki, M. *et al.*, 1992."38-GHz-band high-power MMIC amplifier module for satellites onboard use" *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume 40, Issue 6, Jun 1992 Page(s):1215 - 1222.
- Tasker P.J., *et al.*, 1993 "Transistor noise parameter extraction using a 50  $\Omega$  measurement system" *Microwave Symposium Digest, 1993.*, *IEEE MTT-S International Volume* , Issue , 1993 Page(s):1251 - 1254 vol.3
- Terry Yao *et al.*, 2007. Algorithmic Design of CMOS LNAs and PAs for 60-GHz Radio. *Journal of Solid-State Circuits, IEEE* Volume 42, Issue 5, May 2007 Page(s):1044 - 1057.
- Vasilescu G., *et al.*, 1989. "Exact computation of twoport noise parameters", *Electron. Lett.*, 25(4): pp.292-293, 1989.
- Veyres C., Fouad-Hanna, V., 1980. "Extension of the Application of Conformal Mapping Technique to Coplanar Lines with Finite Dimensions", *Int. J. Electron.*, Vol.48, pp.47-56.
- Whelehan, James J., 2002 *Low-Noise Amplifiers—Then and Now. IEEE MTT*, vol. 50, no.3.

- Wen, C.P., 1969. Coplanar Waveguide, a Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications. Microwave Symposium Digest, G-MTT International Volume 69, Issue 1, May 1969 Page(s): 110 - 115
- White, P.M., Healy R.M., 1993. "Improved equivalent circuits for determination of MESFET and HEMT parasitic capacitances from 'cold-fet' measurements", IEEE Microwave Guided Wave Lett., 3 (2) : 453-454p.
- X. Y. She, Y. L. Chow, 1986. "Interdigital microstrip capacitor as a four-port network," IEEE Proceedings, Pt. H, Vol. 133, 1986, pp. 191-197.
- Yao, T. *et al.*, 2006. 60-GHz PA and LNA in 90-nm RF-CMOS. Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2006 IEEE June 2006.
- Yu-Lung Tang, *et al.*, 2006. "Full Ka-band High Performance InP MMIC LNA Module", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 81-84, Jun. 2006.