

TESIS DEFENDIDA POR  
**José Luis Olvera Cervantes.**  
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

---

Dr. José Luis Medina Monroy.  
*Director del Comité*

---

Dr. Arturo Velázquez Ventura.  
*Miembro del Comité*

---

Dr. Roberto Conte Galván.  
*Miembro del Comité*

---

Dr. Héctor Escamilla Taylor.  
*Miembro del Comité*

---

*Dr. Arturo Velázquez Ventura.*  
*Coordinador del programa en*  
*Electrónica y telecomunicaciones.*

---

*Dr. Federico Graef Ziehl*  
Director de Estudios de  
posgrado

Enero de 2005.

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



**DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA  
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

---

---

**DESARROLLO DE UN AMPLIFICADOR CRIOGÉNICO DE  
BAJO RUIDO CON APLICACIONES EN SISTEMAS DE  
COMUNICACIÓN VÍA SATÉLITE EN BANDA Ku.**

---

---

**TESIS**

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

**Presenta:**

**JOSÉ LUIS OLVERA CERVANTES**

**Ensenada, Baja California, Enero de 2005.**

**RESUMEN** de la Tesis que presenta **José Luis Olvera Cervantes** como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Enero de 2005.

**DESARROLLO DE UN AMPLIFICADOR CRIOGÉNICO DE BAJO RUIDO CON APLICACIONES EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES VIA SATÉLITE EN BANDA Ku.**

**Resumen aprobado por:**

---

**Dr. José Luis Medina Monroy**  
**Director de tesis.**

En este trabajo se presenta una metodología para el desarrollo de un amplificador criogénico de bajo ruido que opera en banda Ku. El amplificador criogénico se puede aplicar en sistemas de comunicaciones vía satélite así como en detectores radioastronómicos, debido a sus propiedades de ultra bajo ruido. En receptores de señales vía satélite el amplificador criogénico se emplea como preamplificador y se monta entre la antena y un amplificador – convertidor comercial tipo LNB.

El amplificador utiliza transistores de efecto de campo del tipo HEMT y se desarrolló empleando tecnología de microcinta para operar en la banda de 11.7 a 12.2 GHz de microondas. Este trabajo involucra el desarrollo de un crióstato para circuitos de microondas, el cual se utiliza para enfriar al amplificador a 77 K utilizando nitrógeno líquido. El enfriar el amplificador y en particular el transistor, permite mejorar sus características de ruido y ganancia principalmente.

En este trabajo se propone una metodología, que involucra desde la caracterización de parámetros S y de ruido de transistores, hasta el diseño de los circuitos de microcinta del amplificador. También se propone una metodología para el diseño y construcción del crióstato. Se presentan resultados de la caracterización de parámetros S y de ruido a temperatura ambiente y criogénica, tanto de los transistores como del amplificador construido.

Por último, cabe mencionar que el diseño del sistema es original y no se tiene conocimiento de un sistema con características similares.

**Palabras clave:** Amplificadores de bajo ruido, amplificador criogénico, transistores HEMT, circuitos de microcinta, amplificadores en banda Ku.

**ABSTRACT** of the Thesis submitted by **José Luis Olvera Cervantes** in order to obtain the degree of **MASTER of SCIENCE in TELECOMUNICATIONS AND ELECTRONICS**. Ensenada, Baja California, Mexico. January 2005.

**DEVELOPMENT OF A CRYOGENIC LOW NOISE AMPLIFIER WITH APPLICATIONS IN Ku BAND SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS.**

**Approved by:**

---

**Dr. José Luis Medina Monroy**  
**Thesis Advisor.**

In this work, a methodology for the development of a cryogenic Ku band low noise amplifier is proposed. The cryogenic amplifier can be applied in satellite communications systems, as well as in radioastronomy detectors, due to its amplifier ultra low noise properties. In a satellite receiver, the cryogenic amplifier is mounted between the antenna and a commercial LNB.

The cryogenic amplifier uses field effect transistors type HEMT and has been developed using microstrip technology, to operate in the microwave frequency range from 11.7 to 12.2 GHz. This work also involves the development of a microwave cryocooler, which is used to cool the amplifier up to 77 K by means of liquid nitrogen. Cooling the amplifier improves its low noise and gain characteristics.

In this work, a design methodology is proposed that includes the characterization of the S and noise parameters of the transistor, and the microstrip circuit design of the amplifier. Besides, a design and construction methodology for the cryocooler development is proposed. Results of the characterized S and noise parameters of the transistor and measured amplifier at ambient (290 K) and cryogenic (77 K) temperatures are presented.

Finally, it is worth mentioning that the design methodology and amplifier developed here are original, having no reference of a similar system reported in the literature.

**Keywords:** Low noise amplifiers, cryogenic amplifier, HEMT transistors, microstrip circuits, Ku band amplifiers, cryocooler.

## **DEDICATORIA**

**A mis padres**

**Y**

**Hermanos.**

## **AGRADECIMIENTOS**

Quiero agradecer a las personas de mi país y a todos los que colaboran para la educación en México, por que sin ellas no hubiera sido posible esto.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada por todo lo brindado durante mi estancia y haberme permitido realizar mis estudios de maestría.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por la beca recibida para realizar mis estudios y además por haber apoyado el proyecto CONACYT 35225-A titulado “Comportamiento dependiente de la temperatura de transistores que operan a frecuencias de microondas y ondas milimétricas”, ya que sin este apoyo no hubiera sido posible realizar este trabajo.

Al Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, en especial al grupo de altas frecuencias por haber confiado en mí y por todos los conocimientos que me llevo.

Al Dr. José Luis Medina Monroy por haberme dirigido este trabajo de tesis y por todos sus conocimientos transmitidos durante sus clases y durante el tiempo que estuve realizando esta tesis.

A los miembros de mi comité Dr. Arturo Velázquez Ventura, Dr. Roberto Conte Galván y Dr. Héctor Escamilla Taylor, por sus revisiones y recomendaciones.

Al M. En C. Ricardo A. Chávez Pérez por sus atinadas opiniones y por la ayuda brindada para el desarrollo de mi trabajo.

Al personal del taller de mecánica fina del CICESE, en especial a José Andrés Carrasco y Raúl Moreno por la ayuda en el maquinado y sus valiosas opiniones en el diseño del crióstato.

Quiero agradecer a mi compañero y amigo Martín Hernández Palomares, quien me apoyó en el diseño y construcción de la fuente de CD.

## CONTENIDO.

	<b>Página.</b>
<b>I. INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>1</b>
I.2 Antecedentes.....	4
I.3 Objetivos.....	6
I.4 Organización del trabajo.....	6
<b>II. CONCEPTOS DE CIRCUITOS Y TRANSISTORES DE MICROONDAS.....</b>	<b>8</b>
II.1 Introducción.....	8
II.2. Parámetros de dispersión y circuitos planares de microondas.....	8
II.2.1 Parámetros de dispersión de una red lineal de dos puertos.....	9
II.2.2 Parámetros de dispersión generalizados.....	10
II.2.3 Circuitos planares de microondas.....	10
II.3 Transistores de microondas.....	13
II.3.1 Principio de operación de transistores de alta frecuencia.....	13
II.3.2 Circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.....	16
II.3.2.1 Extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.....	17
II.4 Conceptos y técnicas de medición de ruido.....	18
II.4.1 Tipos de ruido.....	18
II.4.2 Temperatura de ruido y su relación con la figura de ruido.....	19
II.4.3 Parámetros de ruido.....	21
II.4.4 Fuentes de ruido empleadas en la medición de ruido.....	22
II.4.5 Técnica del factor $Y$ .....	22
II.4.6 Técnica de carga fría.....	23
II.4.7 Solución de la ecuación de los 4 parámetros y la técnica del sintonizador.....	25
II.4.7.1 Método de Lane para extraer los parámetros de ruido.....	26
II.4.8 Factor de ruido para un amplificador de $n$ etapas en cascada.....	27
II.5 Conceptos y metodología de diseño de amplificadores de bajo ruido.....	28
II.5.1 Consideraciones de estabilidad para circuitos de microondas.....	28
II.5.1.1 Círculos de estabilidad.....	29
II.5.1.1.1 Círculos de estabilidad en la entrada.....	29
II.5.1.1.2 Círculos de estabilidad en la salida.....	30
II.5.2 Amplificación y su representación sobre la carta de Smith.....	30
II.5.2.1 Ganancia de transductor.....	30
II.5.2.2 Ganancia de operación.....	31
II.5.2.3 Ganancia disponible.....	31
II.5.2.4 Círculos de ganancia disponible.....	31
II.5.2.5 Círculos de ganancia de operación.....	32
II.5.3 Factor de ruido y su representación gráfica.....	32
II.5.4 Metodología de diseño del amplificador de bajo ruido.....	33

## CONTENIDO (Continuación)

	<b>Página.</b>
<b>III. CARACTERIZACIÓN DE TRANSISTORES A TEMPERATURA</b>	
<b>CRIOGENICA</b> .....	37
III.1 Introducción.....	37
III.2 Banco de medición.....	37
III.3 Generación de la constelación de coeficientes. ....	42
III.4 Medición de los parámetros <i>S</i> del DBP, coeficientes del receptor, de la constelación presentada al receptor y la presentada al DBP.....	43
III.5 El banco de medición y la trayectoria de ruido. ....	44
III.6 Ruido de la red de entrada presentada al DBP y la presentada al receptor.....	44
III.7 Caracterización del ruido del receptor.....	46
III.8 Medición de ruido del DBP.....	49
III.9 Diagrama de flujo para la caracterización del receptor. ....	50
III.10 Diagrama de flujo para la caracterización de ruido del transistor. ....	52
<b>IV. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO</b>	
<b>CRIOGENICO EN BANDA Ku</b> .....	55
IV. 1 Introducción.....	55
IV.2 Diseño del amplificador.....	55
IV.3 Construcción del amplificador.....	73
IV.4 Diseño y construcción del crióstato de RF. ....	78
IV.4.1 Diagrama general y las partes más trascendentes del crióstato.....	78
IV.4.2 El subsistema de RF y de CD. ....	80
IV.4.2.1 Diseño y construcción de los alimentadores de guía de onda. ....	80
IV.4.2.2. Diseño de la fuente de voltaje de CD. ....	84
IV.4.3 El subsistema de enfriamiento.....	86
IV.4.4 El subsistema de vacío.....	91
IV.5 Ensamble del sistema.....	95
<b>V. RESULTADOS DE LA CARACTERIZACIÓN</b> .....	97
V.1 Introducción.....	97
V.2 Caracterización del amplificador.....	97
V.2.1 Caracterización del amplificador a temperatura ambiente.....	97
V.2.2 Caracterización del amplificador a temperatura criogénica.....	98
V.3 Caracterización de la fuente de alimentación. ....	105
V.4. Caracterización de temperatura en la oblea del crióstato.....	106
V.5. Caracterización del sistema de vacío.....	107
<b>VI DISCUSIÓN DE RESULTADOS</b> .....	108
<b>VII. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES</b> .....	112
<b>LITERATURA CITADA</b> .....	114
<b>APÉNDICE A</b> .....	118
<b>APÉNDICE B</b> .....	121



## Lista de Figuras.

Figura.	Página.
1. Diagrama a bloques de una estación terrena receptora.	2
2. Representación de una red de dos puertos.	9
3. Líneas de transmisión planares a) guía de onda coplanar, b) microcinta.	12
4. a) Transistor sin compuerta, b) Características voltaje-corriente.	14
5. a) Transistor completo, b) características voltaje-corriente para $V_{gs} = 0$ Volts.	15
6. Diagrama de circuito eléctrico equivalente del transistor.	16
7. Respuesta de potencia de un bipuerto en función de la temperatura de entrada.	20
8. Diagrama de flujo de la metodología de diseño de un amplificador de bajo ruido.	35
9. Banco para medición de parámetros S y de ruido.	38
10. Sintetizador y medidor de ruido, b) Analizador de redes y controlador del sintonizador.	39
11. Estación criogénica.	41
12. Planos de calibración y de medición para el receptor y transistor.	43
13. Configuración del banco de medición para la red alfa.	46
14. Configuración del banco de medición para la caracterización del ruido del receptor y transistor.	49
15. Diagrama de flujo para la caracterización del receptor.	50
16. Diagrama de flujo para la caracterización del DBP.	53
17. Parámetros de ruido a 290K (___) y de 77K (___) de 1 a 25 GHz.	57
18. Parámetros S medidos a temperatura ambiente (___) y criogénica (___).	57
19. Parámetros de dispersión en escala logarítmica, medidos a temperatura ambiente (___) y a temperatura criogénica(___).	58
20. a) Círculos de ganancia constante de 12 dB y b) círculos de figura de ruido constante de 0.3 dB a las frecuencias de 10.7, 11.7 y 12.7 GHz.	59
21. Ganancia máxima del transistor a 290K (___) y 77K (___).	59
22. Factores de estabilidad: K a 290K (___) y 77K (___), y Mu a 290 K (o-o) y 77 K (**)	60
23. a) Círculos de estabilidad de entrada y b) salida para las frecuencias de 10.7, 11.7 y 12.7 GHz	60
24. Parámetros de dispersión del transistor sin cables (___) y con cables (___).	61
25. Magnitud de los parámetros de dispersión sin cables (___) y con cables (___).	62
26. Fase de los parámetros de dispersión sin cables (___) y con cables (___).	62
27. a) Cambio en la ganancia del transistor sin cables(___) y con cables (___) y b) en el factor de estabilidad K sin cables(___) y con cables(___) y Mu sin cables(o-o) y con cables (*-*)).	63
28. a) Círculos de estabilidad de fuente y b) de carga del transistor con cables.	63
29. Ruido mínimo y $R_n$ sin (___) y con cables (___) respectivamente.	64
30. a) Coeficiente de reflexión óptimo sin (___) y con cables (___) y b) círculos de ganancia constante (___) de 12 dB y de ruido constante (___) de 0.3 dB.	64
31. Topología de las redes de alimentación.	65
32. a) Pérdidas por regreso y b) por transmisión para la red de polarización.	67

## Lista de Figuras (Continuación).

Figura.	Página.
33. Región para los coeficientes presentados al transistor.	67
34. Diagrama esquemático de las redes de acoplamiento del amplificador.	68
35. Comportamiento de los coeficientes de reflexión de entrada (***) y salida (___) de a) la red de entrada y b) la red de salida.	69
36. Diagrama esquemático del amplificador diseñado de 10.7 a 12.7 GHz.	70
37. a) Pérdidas por regreso en la entrada (___) y salida (*-*), b) ganancia, c) figura de ruido d) ROE de entrada (___) y ROE de salida (*-*) en la banda de 6 a 20 GHz.	71
38. a) Pérdidas por regreso en la entrada (___) y salida (*-*), b) ganancia, c) figura de ruido d) ROE de entrada (___) y ROE de salida (*-*) en la banda de 10.7 a 12.7 GHz.	72
39. Factor de estabilidad Mu del amplificador a) en la banda de 6 a 20 GHz y b) en la banda de 10.7 a 12.7 GHz.	72
40. Configuración física "Layout" del circuito del amplificador.	73
41. Dimensiones del transistor y cálculo de la distancia "c".	74
42. Circuito del amplificador.	76
43. Amplificador final construido y ensamblado.	77
44. Diagrama general del crióstato.	79
45. a) Antena de corneta cónica con alimentador de guía de onda circular, b) Alimentador de guía de onda circular.	81
46. a) Antenas de corneta, b) alimentador y soporte para el detector.	84
47. Diagrama esquemático de la fuente de voltaje.	85
48. Fuente de voltaje: a) cara del inversor de voltaje, b) cara del regulador de 5 V.	86
49. Pieza de baja conductividad térmica "g".	87
50. Diagrama de la parte superficie superior de la pieza "g".	88
51. Diagrama de la parte inferior de la pieza "g".	89
52. Fotografía de la pieza "g" fabricada: a) vista superior, b) vista inferior.	90
53. Elementos del sistema de enfriamiento: a) contenedor de nitrógeno, b) dedo frío, c) oblea de cobre.	90
54. a) Válvula de alivio, b) tapón para sellar el ducto de alimentación de nitrógeno.	91
55. a) Base de la cámara y opresor de ajuste, b) soporte del contenedor, c) sistema completo.	92
56. a) Vista superior de la cámara inferior, b) vista inferior.	93
57. a) Cámara superior, b) tapa de la cámara.	93
58. a) Válvula de vacío, b) válvula y adaptador de vacío.	94
59. Sistema para fijar la cámara superior.	95
60. Conexión del amplificador con las guías de onda.	95
61. Ensamble del sistema de RF.	96
62. Ensamble del amplificador a) con un LNB comercial y b) en el sistema de recepción comercial.	96

### Lista de Figuras (Continuación).

<b>Figura.</b>	<b>Página.</b>
63. a) Ganancia y b) estabilidad del amplificador a temperatura ambiente.	98
64. a) Pérdidas por regreso en la entrada (___) y salida (___) y b) Figura de ruido a temperatura ambiente.	98
65. Parámetros “S” del amplificador medido de 7 a 14 GHz a 77 K.	99
66. Ganancia del amplificador en la banda de a) 7 a 14 GHz y b) 11.7 a 12.7 GHz a 77 K.	100
67. Factor de estabilidad del amplificador a 77 K.	100
68. a) ROE y b) pérdidas por regreso de entrada (___) y de salida (___) en la banda de 7 a 14 GHz a 77 K.	101
69. a) ROE y b) pérdidas por regreso de entrada (___) y de salida (___) en la banda de 11.7 a 12.7 GHz.	101
70. Resultados de la medición de ruido del amplificador en la banda de 8 a 13 GHz y de 10.7 a 13 GHz.	102
71. a) Pérdidas por regreso a la entrada diseñadas (-x-) y medidas (___), b) pérdidas por regreso a la salida diseñadas (-x-) y medidas (___).	103
72. a) Ganancia diseñada (-x-) y medida (___), b) factor de estabilidad Mu diseñado (-x-) y medido (___) a 77 K.	103
73. Ruido diseñado (___) y medido (-x-) a 77 K.	103
74. a) Pérdidas por regreso en la entrada a la temperatura de 290 K (--) y 77 K (___), b) pérdidas por regreso en la salida a la temperatura de 290 K (--) y 77 K (___).	104
75. a) Ganancia a la temperatura de 290 K (--) y 77 K (___), b) Factor de estabilidad Mu a la temperatura de 290 K (--) y 77 K (___).	104
76. Factor de ruido a la temperatura de 290 K (--) y 77 K (___).	105
77. Prueba de temperatura.	106
78. Prueba de vacío.	107

## Lista de tablas.

<b>Tabla</b>	<b>Página.</b>
I. Resumen de la evolución de ABRs.	5
II. Impedancias de la red de polarización.	66
III. Dimensiones de los Stubs de la red de polarización.	66
IV. Dimensiones de los elementos de la red de polarización en microcinta.	66
V. Impedancias y longitudes eléctricas de las redes RAE y RAS optimizadas.	69
VI. Dimensiones físicas de las redes de acoplamiento en microcinta para el sustrato de Duroid 6010.	69
VII. Dimensiones de la mascarilla para los elementos de la RAE.	75
VIII. Dimensiones de la mascarilla para los elementos de la RAS.	76
IX. Dimensiones de los elementos del circuito impreso de la RAE.	76
X. Dimensiones de los elementos del circuito impreso de la RAS.	76
XI. Piezas del sistema y su categoría.	78
XII. Dimensiones de las antenas de entrada y salida.	83

## **I. INTRODUCCIÓN.**

Los sistemas de alta frecuencia utilizados para la recepción de señales con niveles extremadamente bajos como los sistemas de comunicaciones vía satélite, de comunicaciones espaciales o los detectores radiastronómicos utilizados en radio telescopios, requieren de una gran sensibilidad. El nivel de las señales recibidas es muy pequeño debido a las limitaciones en los niveles de transmisión, a la distancia, y a la atenuación en la atmósfera principalmente. Para recibir señales muy débiles, se emplea comúnmente un amplificador de bajo ruido (ABR), conocido también por sus siglas en inglés como LNA (Low Noise Amplifier).

El amplificador de bajo ruido es una de las partes más importantes que integran una estación terrena receptora para comunicaciones vía satélite mostrada en la figura 1. La estación terrena está formada por una antena reflectora, un amplificador de bajo ruido (ABR), un subsistema de conversión de frecuencia constituido básicamente por un mezclador, un oscilador local, un filtro y un amplificador de frecuencia intermedia y por un equipo de banda base, el cual se encarga de demodular la señal y de entregar señales de audio, video o datos.

Los amplificadores del tipo ABR tienen la propiedad de amplificar o de elevar el nivel de una señal sin degradar su comportamiento de ruido, es decir, sin contribuir con un ruido significativo al ruido de la señal. Además, permiten ampliar el intervalo dinámico del sistema receptor, debido a su capacidad para amplificar señales muy pequeñas. La característica principal de un ABR es su figura de ruido, la cual es una medida de la degradación de la razón señal a ruido de la señal recibida.

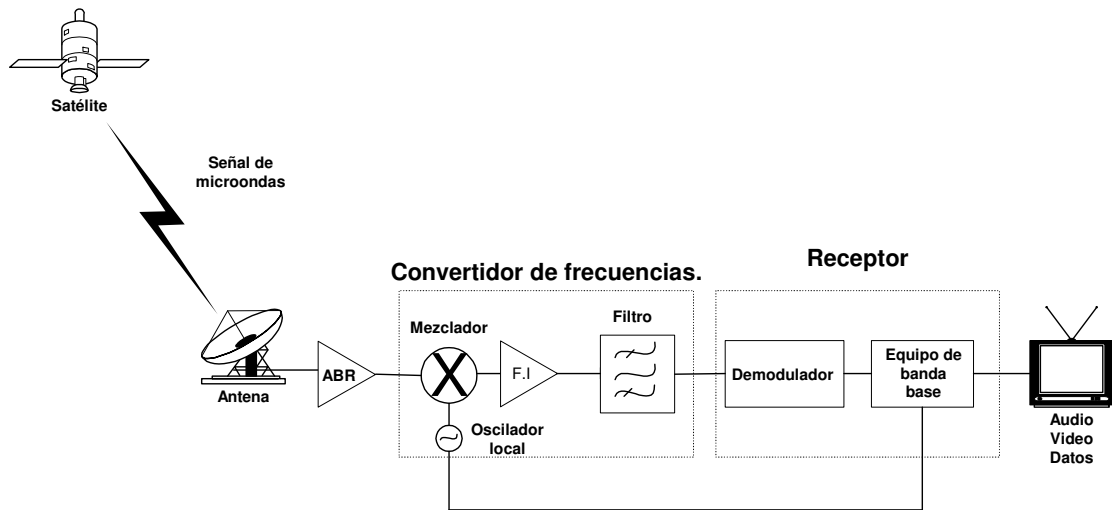


Figura 1. Diagrama a bloques de una estación terrena receptora.

En los ABR el tipo de ruido que tiene mayor dominio es el ruido térmico, el cual constituye el límite inferior de ruido alcanzable para cualquier elemento con resistencia o pérdidas y se puede disminuir enfriando el circuito o bajando las resistencias.

Para detectar niveles pequeños se han realizado investigaciones tendientes a obtener componentes con un ruido cada vez mas bajo. Las ventajas de utilizar componentes enfriados criogénicamente radican en obtener componentes y sistemas con pérdidas pequeñas, ganancia alta, consumo de potencia bajo, y especialmente una figura de ruido baja.

En este trabajo de tesis se lleva a cabo el diseño y construcción un amplificador de bajo ruido para la banda de 11.7 a 12.2 GHz, enfriado a la temperatura de 77 K mediante un sistema de criorefrigeración basado en nitrógeno líquido alojado en una estación criogénica móvil.

En el presente trabajo se describen los procesos involucrados en el desarrollo de un amplificador criogénico en banda Ku y adicionalmente, se diseña y construye un crióstato para componentes de microondas, capaz de mantener el amplificador a la temperatura de 77 K. El crióstato está constituido por un subsistema de RF y DC, un subsistema de enfriamiento basado en nitrógeno líquido, y un subsistema de vacío que opera en conjunto con el subsistema de enfriamiento.

El desarrollo del amplificador se aborda desde la caracterización de parámetros  $S$  y de ruido de los componentes activos a temperatura criogénica, hasta el diseño, la construcción y caracterización del amplificador, incluyendo el diseño y construcción de la estación criogénica móvil.

El subsistema de RF y DC involucra el diseño y construcción de un ABR, dos antenas de apertura cónica con alimentador en guía de onda circular y una fuente de alimentación capaz de generar los voltajes positivos y negativos necesarios para la polarización del ABR.

Para el diseño de un ABR es necesario conocer previamente los parámetros  $S$  y de ruido de los transistores a la temperatura y condiciones de polarización deseadas. Con este fin se han estudiado e implementado diferentes metodologías de medición de ruido y finalmente se diseña el amplificador mediante un software para simulación de circuitos y componentes de microondas como es ADS.

## **I.2 Antecedentes.**

El desarrollo del campo de los ABRs ha evolucionado de manera drástica y ha recorrido diferentes caminos entre los cuales destacan los MASERs, PARAMs, y ABRs basados en transistores.

Cuando se requería obtener un mínimo ruido, el único ABR que pudo satisfacer estas demandas fue el MASER, que es un ABR de banda estrecha enfriado a temperaturas criogénicas. Los primeros MASERs fueron inmersos físicamente en baños de helio líquido lo que provocaba limitaciones en su operación. Sin embargo, con la disponibilidad de refrigeradores de ciclo cerrado el MASER resultó ser más aceptable pero a su vez más complejo debido a su tamaño, peso, y consumo de potencia [Shell, 1994].

Los amplificadores paramétricos PARAMs consumían mucha potencia y operaron exitosamente a frecuencias cercanas a 20 GHz. Sin embargo, también se desarrollaron PARAMs para operar en 60 GHz [Whelehan, 1973] y en 94 GHz [Okean et al., 1973], pero estos fueron la excepción y no la regla. Los PARAMs mantuvieron su posición hasta que los FETs, HEMTs, etc., vinieron a revolucionar el arte del bajo ruido, los cuales permitieron obtener amplificadores confiables de bajo ruido y a un costo mucho menor que los MASERs y los PARAMs.

Desde los 70s y 80s, los avances en la tecnología de transistores FETs, HEMTs, etc. y la investigación de materiales semiconductores con una movilidad electrónica elevada (GaAs e InP), han permitido el desarrollo de sistemas y subsistemas con mejor comportamiento en temperatura de ruido, ganancia, frecuencia de operación, consumo de potencia, tamaño y confiabilidad.



En principio, los GaAsFETs o MESFETs fueron desarrollados para aplicaciones en bajo ruido y en 1972 fue reportado un amplificador GaAs FET para la banda de 3.1 a 3.5 GHz [Besser, 1972] y claramente tuvieron un mejor comportamiento que el transistor bipolar [Weinreb, 1980].

Posteriormente durante los 80s se inventaron los transistores de alta movilidad electrónica HEMT's y se lograron resultados sorprendentes al diseñar amplificadores. Es virtualmente imposible enumerar todos los avances que se han hecho en el campo de ABRs. Por esta razón, en la Tabla I se presenta un resumen de la evolución de amplificadores de bajo ruido y sus características principales.

Tabla I. Resumen de la evolución de ABRs.

Frecuencia (GHz)	Temp. Física (K)	Figura / Temp. de ruido (dB)/(K)	Ganancia (dB)	Año	Criogénico	Referencia
11.7-12.2	290	2.3 / 202.49	42	1988	No	Arzeta Armenta O., 1988
17-22	82	0.3 dB / 22	28	2000	Si	Romanofsky et al 2000
20-25	20	0.4 / 28.5	35	2000	Si	Pospieszalski et al, 2000,
36-40	290	2.2 / 190	8.1	1999	No	Hernández Balbuena D.,1999
60-80	290	2.3 / 200	25	2001	No	Kangaslahti et al., 2001
82-106	4	1.6 / 130	35	2000	Si	Pospieszalski et al, 2000
31.8-32.3	15	0.43 / 30	55	2000	Si	Anónimo 2002***
8-12	77	0.4 / 25	34	2003	Si	Anónimo a). 2003.***
12-18	77	1.3 / 101	35	2003	Si	Anónimo a). 2003.***
9-10	20	0.18 / 12	30	2003	Si	Anónimo b). 2003***
12-18	20	0.29 / 20	25	2003	Si	Anónimo b). 2003***
11.7-12.2	290	3.0 / 290	25	2003	No	Anónimo c). 2003***
11.7-12.75	290	1 / 75	50	2004	No	Anónimo e). 2004***
12.2 - 12.75	290	0.7 / 51	50	2004	No	Anónimo d). 2003***
12.2- 12.7	290	0.9 / 67	50	2004	No	Anónimo d). 2004***
11.7-12.2 GHz	290	0.7 / 51	50	2003	No	Anónimo c). 2003***

\*\*\* Disponibles comercialmente.

Se puede observar en la Tabla I que es posible lograr figuras de ruido cercanas a 0.7 dB en amplificadores que operan en la banda de 11.7 a 12.2 GHz y que esta puede reducirse si el amplificador se enfría a temperaturas criogénicas.

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

El objetivo general es el desarrollo de un amplificador criogénico de bajo ruido y bajo costo con aplicación en sistemas de comunicaciones vía satélite para la banda de frecuencias de 11.7 a 12.2 GHz y enfriado a 77 K.

Entre otros objetivos secundarios pero no menos importantes se tienen: caracterizar transistores HEMT y elementos pasivos a bajas temperaturas, así como construir y caracterizar el amplificador. Otro objetivo es investigar y resolver los problemas que se presentan al diseñar y construir amplificadores con muy bajo nivel de ruido enfriados utilizando dispositivos activos tipos MESFET, HEMT y P-HEMT.

### **I.4 Organización del trabajo.**

En el segundo capítulo se presentan algunos conceptos básicos de circuitos y transistores de microondas, se establecen los principales conceptos de ruido, las técnicas más importantes para la extracción de los parámetros de ruido, así como una metodología para el diseño de amplificadores de bajo ruido. En el capítulo III se describe la metodología empleada para la caracterización de parámetros S y de ruido de transistores de microondas a temperatura criogénica. En el capítulo IV se presentan las metodologías propuestas para efectuar el diseño y la construcción de un amplificador de bajo ruido enfriado a la

temperatura de 77 K y que opera en la banda de 11.7 a 12.7 GHz. Además se presenta el diseño de un crióstato portátil para circuitos de microondas. En el capítulo V se reportan los resultados de la caracterización del amplificador, de la fuente de alimentación y del crióstato de microondas. Los últimos dos capítulos se dedican al análisis y discusión de resultados, así como a las conclusiones y recomendaciones.

## **II. CONCEPTOS DE CIRCUITOS Y TRANSISTORES DE MICROONDAS.**

### **II.1 Introducción.**

La primera parte de este capítulo se dedica a la revisión de los conceptos más importantes de la teoría de circuitos de microondas, y se han expuesto en este capítulo debido a que son la base para el desarrollo de los siguientes capítulos. La segunda parte está dedicada a los conceptos de transistores de microondas y básicamente se aborda la descripción del principio de operación del transistor de efecto de campo, la descripción eléctrica y las técnicas que permiten conocer los elementos de circuito eléctrico equivalente. La tercera sección se ha dedicado a establecer los principales conceptos de ruido y las técnicas más importantes desarrolladas para la caracterización de transistores y para la extracción de los parámetros de ruido de los transistores. En la última sección se abordan los conceptos relacionados al diseño de amplificadores de bajo ruido de microondas.

### **II.2. Parámetros de dispersión y circuitos planares de microondas.**

En esta sección se expone la representación de una red de dos puertos en términos de sus parámetros de dispersión medidos bajo un sistema de impedancia de  $50 \Omega$ , así como también de aquéllos que se obtienen bajo sistemas de referencia distintos a la impedancia característica. Finalmente, se enuncian las principales características relacionadas con el diseño de circuitos planares.

### II.2.1 Parámetros de dispersión de una red lineal de dos puertos.

En un bipuerto como el representado en la figura 2, donde  $a_1$  y  $a_2$  representan las ondas incidentes,  $b_1$  y  $b_2$  las ondas reflejadas en el puerto 1 y puerto 2, la energía puede reflejarse, absorberse o transmitirse de un puerto a otro. Un bipuerto puede representarse en una matriz llamada de parámetros S (o de dispersión) escrita como:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

donde a  $S_{11}$  se le llama coeficiente de reflexión de entrada,  $S_{21}$  coeficiente de transmisión directo (ganancia ó atenuación),  $S_{12}$  coeficiente de transmisión inverso y  $S_{22}$  coeficiente de reflexión de salida.

Los parámetros  $S$  descritos en esta sección se miden bajo en sistema de impedancia característica  $Z_0$ , generalmente en un sistema de  $50 \Omega$ .

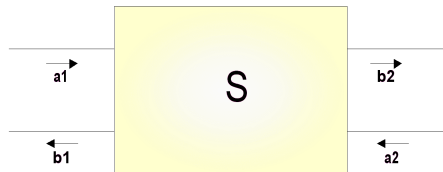


Figura 2. Representación de una red de dos puertos.

Los parámetros de dispersión para redes activas o pasivas de dos o más puertos se miden mediante un analizador de redes vectorial, el cual es un dispositivo capaz de entregar las magnitudes y fases de las ondas incidentes y reflejadas, impedancias ó coeficientes de reflexión.

### II.2.2 Parámetros de dispersión generalizados.

Cuando los puertos de la red se terminan en cargas diferentes a la impedancia característica, entonces los parámetros de la red son redefinidos de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 S_{11}' &= S_{11} + \frac{S_{21}\Gamma_L S_{12}}{1 - S_{22}\Gamma_L}, & S_{21}' &= \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_L}, \\
 S_{12}' &= \frac{S_{12}}{1 - S_{11}\Gamma_S}, & S_{22}' &= S_{22} + \frac{S_{12}\Gamma_L S_{21}}{1 - S_{11}\Gamma_S}, \quad (2)
 \end{aligned}$$

donde  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  son los coeficientes presentados en la entrada y salida de la red respectivamente, y  $S_{ij}$  son los parámetros medidos bajo un sistema de  $50 \Omega$ . Cuando  $\Gamma_S=0$  y  $\Gamma_L=0$  (cuando las impedancias de entrada y salida corresponden a la impedancia característica) los parámetros generalizados se reducen a los parámetros medidos bajo un sistema de  $50 \Omega$ .

### II.2.3 Circuitos planares de microondas.

Algunas líneas de transmisión planares que se emplean en los circuitos de microondas son las líneas de microcinta, la guía de onda coplanar y la línea ranurada. De estas configuraciones, las líneas que más se utilizan son las de microcinta y de guía de onda coplanar. La guía de onda coplanar se propuso a finales de los 60's como una alternativa para la construcción de circuitos de microondas y se emplea en microondas y ondas milimétricas debido a sus ventajas. Una de éstas es que no requiere de hoyos metalizados (via hole) para aterrizar los dispositivos activos, ya que los planos de tierra y el conductor central se encuentran en un mismo plano sobre la superficie de un material dieléctrico.

Para este trabajo de tesis se utiliza la línea de microcinta, la cual consiste de un plano de tierra y una línea conductora separados por un sustrato de material de constante dieléctrica “ $\epsilon_r$ ”, como se muestra en la figura 3. La impedancia de una línea de microcinta depende principalmente del ancho de línea ( $w$ ), el espesor del dieléctrico ( $h$ ) y de la constante dieléctrica del material; aunque también del espesor del conductor, la conductividad y las pérdidas en el dieléctrico.

Se han desarrollado diferentes métodos para el análisis de líneas de microcinta, como son el de Wheeler [Wheeler, 1977 ] y Kirschning [Kirschning y Jansen, 1982]. El modelo de Wheeler es un modelo cuasi-estático que es válido principalmente a bajas frecuencias; para altas frecuencias se presenta el efecto de dispersión debido a que se comienzan a propagar modos híbridos producto de la superposición de los modos TE y TEM, lo cual hace que la velocidad de fase sea dependiente de la frecuencia, tal efecto se considera en el modelo de Kirschning. Otro modelo que es ampliamente utilizado en el análisis de líneas de microcinta es el modelo de Hammerstad [Hammerstad y Jansen, 1980], donde los parámetros de la microcinta se calculan como se indica enseguida.

El modelo de la impedancia característica está dado por la ecuación

$$Z_o = \frac{\eta_o}{2\pi} \ln \left[ \frac{x_1}{w/h} + \sqrt{1 + \left( \frac{2}{w/h} \right)^2} \right] \quad (3)$$

donde  $\eta_o = 376.37 \Omega$  es la impedancia del medio, y

$$x_1 = 6 + (2\pi - 6) \exp \left( \left( \frac{30.666}{w/h} \right)^{0.7528} \right). \quad (4)$$

La constante dieléctrica efectiva se obtiene por:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + \frac{10}{w/h} \right]^{-ab} \quad (5)$$

donde

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[ \frac{(w/h)^4 + (w/52h)^2}{(w/h)^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[ 1 + \left( \frac{w/h}{18.1} \right)^3 \right], \quad (6)$$

$$b = 0.564 \left( \frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053}. \quad (7)$$

El error del modelo de la impedancia es de 0.01 % para  $w/h \leq 1$  y 0.03% para  $w/h \leq 1000$ . Para la constante dieléctrica efectiva el error es menor a 0.2 % para  $\epsilon_r \leq 128$  y  $0.01 \leq w/h \leq 100$ .

En la actualidad, se tienen herramientas de paquetes de cómputo que permiten realizar cálculos de microcinta y otros tipos de líneas de transmisión de manera rápida, exacta y sencilla, como es la herramienta LINE CALC de ADS.

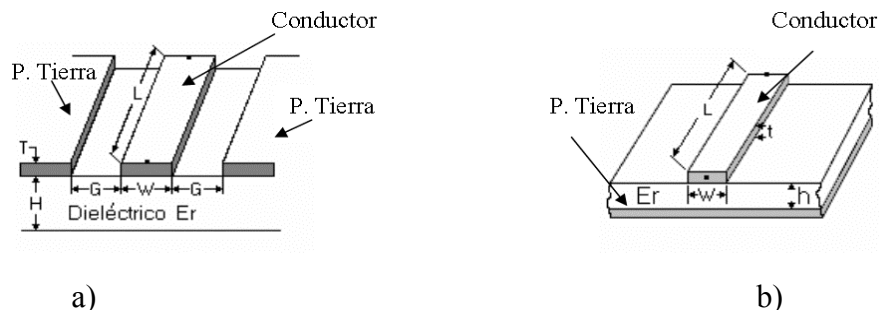


Figura 3. Líneas de transmisión planares, a) guía de onda coplanar, b) microcinta.



### **II.3 Transistores de microondas.**

Los transistores de efecto de campo son una nueva generación de dispositivos basados en semiconductores del grupo III-V que basan su funcionamiento en el empleo de heterouniones formadas por distintos materiales de diferente composición. Entre los transistores de efecto de campo más utilizados en microondas se encuentran: el MESFET (por sus siglas en inglés Metal Semiconductor Field Effect Transistor), el HEMT (por sus siglas en inglés High Electron Mobility Transistor) y el PHEMT (por sus siglas en inglés Pseudomorphic HEMT).

En esencia, un transistor de unión consiste de un canal semiconductor cuyo espesor puede variar al incrementar o reducir la zona de deserción (zona carente de portadores electrones o huecos) bajo un contacto llamado compuerta; la zona de deserción se varía aplicando un voltaje ó campo eléctrico entre la compuerta y el canal del transistor.

#### **II.3.1 Principio de operación de transistores de alta frecuencia.**

Considerese una placa delgada de sustrato tipo  $n$ , soportada por un sustrato aislante, y dos contactos óhmicos, llamados fuente y drenaje, colocados sobre la superficie de la capa conductora, tal como se muestra en la figura 4 a).

Cuando un voltaje positivo  $V_{ds}$  se aplica entre las terminales de drenaje y fuente, los electrones fluyen de la fuente al drenaje y circula una corriente debida a los electrones que varía dependiendo del valor del voltaje, presentando un comportamiento lineal para valores pequeños de  $V_{ds}$  y un comportamiento no lineal para valores grandes de  $V_{ds}$  como se muestra en la figura 4 b).

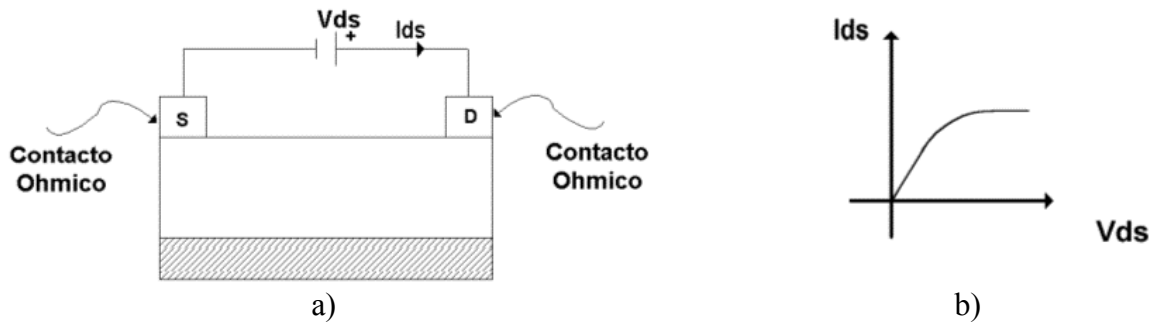


Figura 4. a) Transistor sin compuerta, b) características voltaje-corriente.

Para  $V_{ds}$  grandes la velocidad de los electrones no se incrementa a la misma razón que el campo eléctrico y como consecuencia las características corriente-voltaje caen por debajo de la respuesta lineal. Conforme  $V_{ds}$  se incrementa, el campo eléctrico alcanza un valor crítico para el cual los electrones alcanzan su máxima velocidad  $v_s$ , y para este voltaje de  $V_{ds}$  se dice que la corriente empieza a saturar.

En la figura 5 a) se ha colocado un contacto metal-semiconductor llamado compuerta entre el drenaje y la fuente, y como consecuencia de esto se crea en el semiconductor una región carente de portadores que tiene la función análoga a un aislante.

A la región del semiconductor por donde fluyen los electrones se le llama *canal*, y a la región por debajo de la compuerta se le llama *zona de deserción*.

Para un voltaje negativo  $V_{gs}$  aplicado a la compuerta, la zona de deserción se incrementa o disminuye dependiendo del voltaje aplicado, y la región disponible para el flujo de corriente en el semiconductor se modifica, restringiendo o permitiendo el paso de los electrones moviéndose de la fuente al drenaje.

Cuando un voltaje de 0 Volts se aplica en la compuerta como se muestra en la figura 5 b), la corriente es menor que si no hubiera compuerta. Por lo tanto, la compuerta juega un papel muy importante en el diseño y operación del transistor, ya que permite controlar el flujo de corriente que circula por el transistor y a su vez cambiar sus características de ganancia o de ruido.

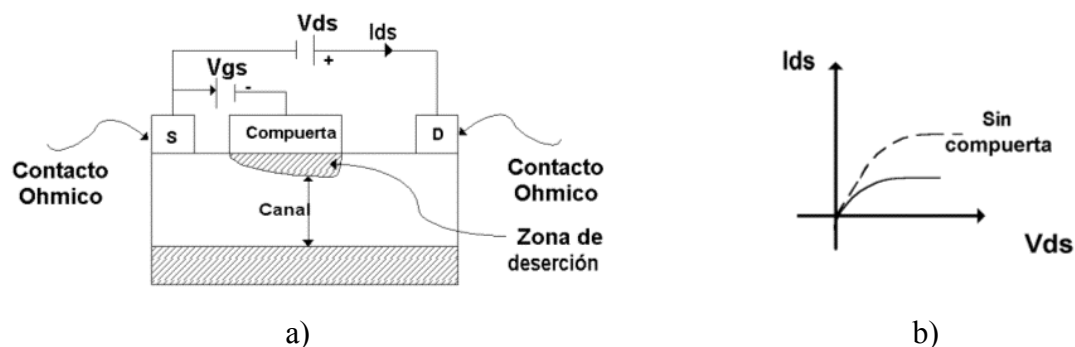


Figura 5. a) Transistor completo, b) características voltaje-corriente para  $V_{gs} = 0$  Volts.

A lo largo de la historia de los transistores de efecto de campo se ha visto la evolución que han sufrido con la finalidad de obtener nuevos dispositivos con mejores prestaciones. Algunas de las modificaciones que se han efectuado para mejorar el comportamiento de ruido son las siguientes: la tecnología de compuerta sumergida disminuye de manera significativa la resistencia de la compuerta, lo cual contribuye significativamente a la reducción del factor de ruido [Pengelly, 1984]. La incorporación de capas en los contactos, por lo general altamente contaminados (dopados) con silicio (Si) para los electrodos de fuente y drenaje, reduce la resistencia de fuente, lo cual mejora las características de ruido [Pengelly, 1984].

### II.3.2 Circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.

Debido a la estructura física del transistor, algunos investigadores han buscado la manera más adecuada de modelar el comportamiento del transistor. Se han desarrollado modelos de circuito eléctrico equivalente del transistor, como el mostrado en la figura 6, que son capaces de describir los efectos del transistor.

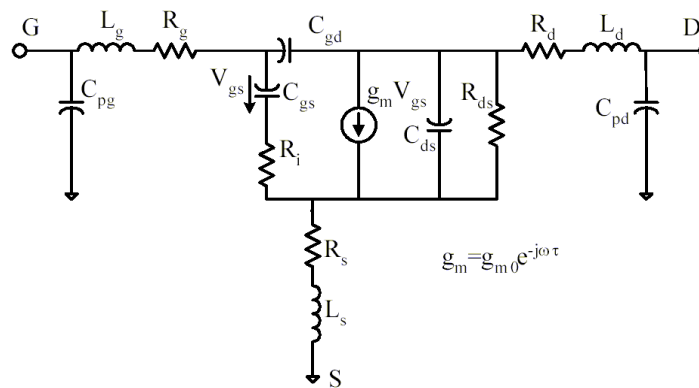


Figura 6. Diagrama de circuito eléctrico equivalente del transistor.

Los elementos del modelo se dividen en elementos intrínsecos y extrínsecos; en el modelo intrínseco del FET los elementos son:  $C_{dg} + C_{gs}$  que representan la capacitancia total compuerta canal.  $R_i$  y  $R_{ds}$  muestran el efecto de la resistencia del canal;  $i_{ds}$  define la fuente de corriente controlada por voltaje. La trans-admitancia  $y_m$  relaciona  $i_{ds}$  al voltaje a través de  $C_{gs}$ . El parámetro  $y_m$  se caracteriza por una magnitud independiente de la frecuencia, por la transconductancia  $g_m$ , y por un retardo de fase  $\tau_0$ , que representa el tiempo de tránsito de los portadores en el canal.

Los elementos extrínsecos (parásitos) son:  $R_s$  y  $L_s$  que representan la resistencia y la inductancia del contacto de la fuente,  $R_d$  y  $L_d$  corresponden a la resistencia e inductancia del contacto del drenaje,  $R_g$  y  $L_g$  describen la resistencia e inductancia de compuerta debida al contacto metal-semiconductor,  $C_{ds}$  corresponde a la capacitancia del sustrato, y finalmente,  $C_{pg}$  y  $C_{pd}$  son las capacitancias debidas al encapsulado del transistor.

### **II.3.2.1 Extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.**

Los métodos de extracción se pueden dividir en métodos físicos y métodos empíricos. Los métodos físicos requieren de información de la estructura y propiedades físicas del transistor, lo cual no está siempre disponible debido a que son propiedades conocidas sólo por el fabricante. Por otro lado, los modelos empíricos se obtienen a partir de mediciones en CD, RF, o ambas y se pueden dividir en métodos por optimización, analíticos y métodos de optimización parcial.

Los métodos por optimización pueden llevarse a cabo mediante programas de CAD, por ejemplo ADS, MMICAD, etc., y consisten en efectuar la optimización de los elementos del circuito hasta lograr que el error entre los parámetros  $S$  medidos y los del modelo sea muy pequeño (casi cero) para una banda de frecuencias establecida y para una condición de polarización deseada.

Por otro lado, en los métodos analíticos se utilizan expresiones matemáticas formuladas bajo condiciones adecuadas de operación, para obtener los elementos del modelo. Algunos de los métodos más utilizados y que presentan mejor precisión son los descritos en [Dambrine et al., 1988] y [Berroth y Bosch, 1990].

Los métodos de optimización parcial, como los desarrollados por [Curtice y Camisa, 1984], [Shirakawa et al., 1995], [Ooi B y Mook-Seng, 1997], calculan algunos elementos de manera analítica, y el resto de los elementos los determinan mediante optimización.

## **II.4 Conceptos y técnicas de medición de ruido.**

En esta sección se presentan los principales conceptos de ruido, proporcionando las definiciones de temperatura de ruido, figura de ruido y la relación entre éstas. Además se establece y se describe los métodos más importantes que permiten la solución de la llamada ecuación “de los cuatro parámetros”.

### **II.4.1 Tipos de ruido.**

El ruido en un sistema puede aparecer de dos maneras diferentes: el ruido proveniente del exterior y el ruido que se genera dentro del propio circuito. El ruido del exterior se atribuye a la interferencia de otras señales electromagnéticas y se puede obviar blindando las líneas de transmisión. El ruido generado por el propio circuito es de tipo aleatorio y se divide principalmente en: ruido de disparo, ruido Flicker, y ruido térmico o de Jonhson. El ruido de disparo se genera en todas las uniones semiconductoras por el hecho de que la carga es discreta, y sus efectos son considerables para intensidades de corriente del orden de 1pA.

El ruido Flicker, también llamado de baja frecuencia, se genera por la no homogeneidad de la materia, y su espectro decae inversamente proporcional a la frecuencia ( $1/f$ ), el cual es despreciable para frecuencias mayores a 1 GHz.

El ruido térmico es de origen electromagnético y se debe a un conjunto de oscilaciones electromagnéticas cuasi-armónicas, generadas por pérdidas resistivas, que en primera instancia son no correlacionadas e independientes. El ruido térmico es el límite inferior de ruido de cualquier elemento resistivo y nada puede estar por debajo de éste. Cualquier elemento resistivo tiene asociada una potencia de ruido dada como:

$$P = kTB, \quad (8)$$

donde  $k$  es la constante de Boltzman,  $B$  el ancho de banda y  $T$  es la temperatura del elemento en grados Kelvin. Se puede observar que si se disminuye la temperatura ó el ancho de banda, la potencia de ruido generada también disminuye.

#### II.4.2 Temperatura de ruido y su relación con la figura de ruido.

La figura de ruido  $F$  de una red de dos puertos se puede definir como la razón de la relación señal a ruido a la entrada de la red, a la relación señal a ruido a la salida [Anónimo, 1983] y representa el incremento o degradación en la razón señal a ruido y se escribe como:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{S_i/N_i}{GaSi/(Na + GaNi)} = \frac{Na + GaN_i}{GaN_i}, \quad (9)$$

donde  $S_i$  y  $N_i$  representan los niveles de señal y ruido disponibles en la entrada del dispositivo bajo prueba (DBP),  $S_o$  y  $N_o$  representan los niveles de señal y ruido disponibles en la salida del DBP,  $Na$  es el ruido agregado por el DBP y  $Ga$  es la ganancia disponible del DBP.

El nivel de ruido en la entrada del DBP se debe al ruido térmico de la fuente de impedancias y se da por  $N_i = kT_0B$ , donde  $k$  es la constante de Boltzman y  $T_0$  es la temperatura de referencia (290 K). Entonces, la figura de ruido se puede escribir de la siguiente manera:

$$F = \frac{N_a + kT_0BG_a}{kT_0BG_a} \quad (10)$$

Puesto que los niveles de potencia a la entrada del DBP son relativamente bajos, la relación entre la potencia de entrada y la de salida es una relación lineal y la relación entre la temperatura de entrada y la potencia de salida tiene una respuesta como se muestra en la figura 7.

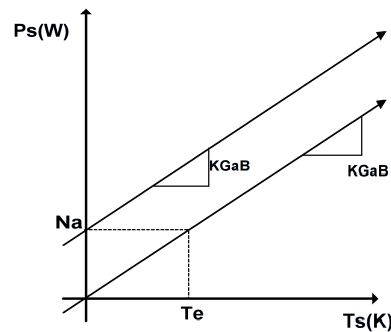


Figura 7. Respuesta de potencia de un bipuerto en función de la temperatura de entrada  $T_s$ .

Suponiendo que el DBP es un dispositivo ideal, libre de ruido, es decir que la ordenada al origen de la figura 7 cruza por el origen del plano, entonces se define el concepto de temperatura equivalente de ruido,  $T_e$ , como la temperatura de la fuente necesaria para obtener un nivel de potencia a la salida del DBP equivalente a la potencia de ruido agregado.



Con la definición anterior, el ruido agregado por el dispositivo se puede escribir como  $Na = kT_e B G a$ , de donde se tiene que el factor de ruido es:

$$F = \frac{T_e + T_0}{T_0}, \quad (11)$$

donde  $F$  es el factor de ruido,  $T_e$  es la temperatura equivalente de ruido y  $T_0$  es la temperatura estándar.

### II.4.3 Parámetros de ruido.

Los parámetros de ruido  $F_o$  (figura de ruido mínimo),  $R_n$  (resistencia equivalente de ruido) y  $\Gamma_o$  (coeficiente de reflexión óptimo que proporciona la figura de ruido mínima) *son* constantes para cada transistor, a una frecuencia específica, en una polarización fija, y para la temperatura física de medición.

Otra manera de definir la figura de ruido de un bipuerto es en función del coeficiente de reflexión presentado en su entrada [Meys, 1978]:

$$F(\Gamma_s) = F_o + 4 \frac{R_n}{Z_o} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_o|^2}{|1 + \Gamma_o|^2 (1 - |\Gamma_o|^2)}, \quad (12)$$

donde  $F$  es la figura de ruido,  $\Gamma_s (= |\Gamma_s| \angle \Phi_s)$  es el coeficiente de reflexión presentado,  $F_o$  es la figura de ruido mínima,  $R_n$  es la resistencia equivalente de ruido y  $\Gamma_o (= |\Gamma_o| \angle \Phi_o)$  es el coeficiente de reflexión óptimo.

La figura de ruido se puede escribir también en términos de admitancias de la siguiente manera:

$$F(Y_s) = F_o + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_o|^2, \quad (13)$$

$$F = F_o + \frac{R_n}{G_s} \left( (G_s - G_o)^2 + (B_s - B_o)^2 \right), \quad (14)$$

donde  $F$  es la figura de ruido,  $Y_s = G_s + jB_s$  es la admitancia de entrada con conductancia  $G_s$  y susceptancia  $B_s$ ,  $F_o$  es la figura de ruido mínima de la red,  $R_n$  es la resistencia equivalente de ruido,  $Y_o = G_o + jB_o$  es la admitancia óptima, cuya conductancia y susceptancia son  $G_o$  y  $B_o$  respectivamente.

#### II.4.4 Fuentes de ruido empleadas en la medición de ruido.

Las fuentes de ruido se emplean para presentar diferentes temperaturas en la entrada de un DBP. Su principio de operación se basa en encender o apagar un diodo de avalancha, el cual genera una potencia de ruido (o temperatura equivalente) cuando se enciende.

Todas las fuentes de ruido son caracterizadas por su propiedad llamada ENR, o razón de ruido en exceso, las cuales tienen su temperatura de ruido equivalente como sigue:

$$ENR = \frac{T_h - T_o}{T_o}, \quad (15)$$

donde  $T_h$  es la temperatura en caliente y  $T_o$  la temperatura estándar.

#### II.4.5 Técnica del factor $Y$ .

En esta técnica el factor de ruido de un DBP se determina a partir de la medición de las potencias de ruido cuando se le presenta en la entrada una fuente de ruido de temperatura  $T_c$  y otra de temperatura  $T_h$ . A  $T_c$  se le llama temperatura en frío y a  $T_h$

temperatura en caliente, aunque también es común referirse a  $T_c$  como la temperatura en apagado y  $T_h$  como la temperatura en encendido. Por simplicidad se toma  $T_c$  como la temperatura ambiente y  $T_h$  se determina de la razón de ruido en exceso.

El factor  $Y$  se define como la razón de la potencia de ruido medida a la salida del DBP con la fuente encendida ( $N_2$ ), a la potencia de ruido medida a la salida del DBP con la fuente apagada ( $N_1$ ), es decir:

$$Y = \frac{N_2}{N_1} = \frac{kGB(T_h + T_e)}{kGB(T_c + T_e)}, \quad (16)$$

donde  $N_1$  y  $N_2$  son las potencias medidas a la salida del DBP cuando las temperaturas de la fuente de impedancias son  $T_c$  y  $T_h$  respectivamente,  $G$  es la ganancia disponible del DBP,  $B$  es el ancho de banda de medición,  $k$  es la constante de Boltzman y  $T_e$  es la temperatura equivalente de ruido.

Como se puede apreciar de la ecuación (16), la temperatura efectiva de ruido es independiente de la ganancia del DBP y del ancho de banda de medición como sigue:

$$T_e = \frac{T_h - YT_c}{Y - 1} \quad (17)$$

Finalmente, conocida  $T_e$ , el factor de ruido del DBP se determina mediante la ecuación (11).

#### II.4.6 Técnica de carga fría.

Considerando que el DBP es un dispositivo que opera en régimen lineal, en consecuencia satisface el principio de superposición. Si el DBP tiene una ganancia  $G_a$  y una temperatura equivalente de ruido  $T_e$ , la potencia medida a la salida del DBP con la

fuente apagada, es la suma de las potencias debidas a la temperatura de la fuente de ruido más la temperatura equivalente de ruido de la red, ambas amplificadas por la ganancia del DBP, esto es:

$$\begin{aligned} P_c(\Gamma_{SC}) &= k G_a(\Gamma_{SC}) B T_c + k G_a(\Gamma_{SC}) B T_e(\Gamma_{SC}) \\ &= k G_a(\Gamma_{SC}) B (T_c + T_e(\Gamma_{SC})), \end{aligned} \quad (18)$$

donde  $P_c$  es la potencia medida a la salida del DBP con la fuente de ruido apagada presentada en su entrada,  $k$  es la constante de Boltzman,  $B$  el ancho de banda de medición,  $\Gamma_{SC}$  el coeficiente presentado por la fuente apagada,  $T_e$  es la temperatura equivalente de ruido del DBP y  $G_a$  es la ganancia disponible de DBP, la cual se define como:

$$G_{av}(\Gamma_{SC}) = |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_{SC}|^2}{(1 - |\Gamma_2|^2) |1 - \Gamma_{SC} S_{11}|^2}, \quad (19)$$

donde

$$\Gamma_2(\Gamma_{SC}) = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{SC}}{1 - \Gamma_{SC} S_{11}}, \quad (20)$$

$\Gamma_{SC}$  es el coeficiente de reflexión presentado por la fuente apagada,  $S_{i,j}$  donde  $i, j = 1, 2$  son los parámetros de dispersión del DBP, y  $\Gamma_2$  es el coeficiente de reflexión de salida del DBP.

El factor de ruido del DBP se calcula resolviendo para  $T_e$  la ecuación (18) y sustituyéndola en la ecuación (11), dando como resultado:

$$F(\Gamma_{SC}) = \frac{P_c(\Gamma_{SC})}{T_0 \cdot k G_{av} B} - \frac{T_c}{T_0} + 1. \quad (21)$$

Se puede apreciar que para determinar la figura de ruido es necesario medir la potencia de ruido con la fuente apagada y determinar la ganancia disponible del DBP.

#### **II.4.7 Solución de la ecuación de los 4 parámetros y la técnica del sintonizador.**

Algunas técnicas que han sido desarrolladas para efectuar la extracción de los parámetros de ruido son: la de sintonizador o de impedancias múltiples y la de fuente adaptada. Esta última requiere un modelo de ruido del transistor y el factor de ruido medido a diferentes frecuencias para un coeficiente de reflexión único presentado a la entrada del dispositivo. La técnica del sintonizador se utiliza en este trabajo de tesis, y se lleva a cabo presentando en el puerto de entrada del DBP un conjunto de impedancias, *llamada constelación de impedancias*. Para cada impedancia se mide el factor de ruido total del sistema, se hacen correcciones para obtener el ruido del DBP y se aplica una técnica de extracción de parámetros de ruido. Para ello, se forma y resuelve un sistema de ecuaciones para extraer finalmente los parámetros de ruido.

Algunos métodos que utilizan datos de la técnica de impedancias múltiples minimizan una función de error definida como la suma de las diferencias entre las figuras de ruido medidas y estimadas, como por ejemplo: la técnica de Lane [Lane, 1969], la de Caruso [Caruso y Sannino, 1978] y O'Callaghan [O'Callaghan y Mondal, 1991].

En la técnica de Mitama [Mitama y Katoh, 1979] se consideran los errores de medición tanto en la figura de ruido, como en la parte real e imaginaria de la admitancia presentada. Aunque esta técnica involucra más errores, es también susceptible a errores de medición ya que por hipótesis supone que la variación entre los datos medidos y estimados es mínima.

Por otra parte, Vasilescu [Vasilescu, 1989] soluciona el problema resolviendo un sistema de ecuaciones no lineales con cuatro incógnitas, a partir de cuatro mediciones de ruido correspondientes a cuatro impedancias diferentes. En el método propuesto por

[Boudiaf et al., 1992] se supone que el coeficiente de reflexión óptimo es conocido (por ejemplo el estimado con la técnica de Lane) y se define un vector  $\mathbf{Y}$  que contenga los ruidos medidos, y otro vector  $\mathbf{X}$  de componentes de admitancia  $x_i = \frac{|Y_s - Y_o|^2}{G_s}$ . De la curva definida por  $\mathbf{Y}$  contra  $\mathbf{X}$  se ajustan los puntos a una recta cuya ordenada al origen es el ruido mínimo y la pendiente de la recta corresponde a la resistencia de ruido.

#### II.4.7.1 Método de Lane para extraer los parámetros de ruido.

El método de Lane se basa en la transformación de la ecuación de los cuatro parámetros de una forma no lineal a una ecuación lineal en cuatro nuevos parámetros. La ecuación (13) se puede escribir como:

$$F = F_0 - 2R_n G_0 + R_n G_s + \frac{1}{G_s} [R_n (G_0^2 + B_0^2) + R_n B_s^2 - 2R_n B_0 B_s] \quad (22)$$

y se definen:

$$A = F_0 - 2R_n G_0, \quad (23)$$

$$B = R_n, \quad (24)$$

$$C = R_n (G_0^2 + B_0^2), \quad (25)$$

$$D = -2R_n B_0. \quad (26)$$

por lo tanto la ecuación (22) puede transformarse en una ecuación lineal en términos de  $A$ ,  $B$ ,  $C$  y  $D$  de la siguiente forma:

$$F = A + BG_s + \left[ \frac{C + BB_s^2 + DB_s}{G_s} \right] \quad (27)$$

Para determinar los parámetros de ruido se resuelve la ecuación (27) para obtener los nuevos parámetros  $A$ ,  $B$ ,  $C$  y  $D$ . Con éstos parámetros y mediante las ecuaciones (23), (24), (25) y (26), se obtienen los parámetros de ruido  $F_o$ ,  $R_n$ ,  $G_o$  y  $B_o$ . Para resolver la ecuación (27) se forma un sistema de ecuaciones sobredeterminado que puede resolverse mediante el método de mínimos cuadrados de la manera que se presenta en el Apéndice A.

#### II.4.8 Factor de ruido para un amplificador de $n$ etapas en cascada.

El ruido total de un sistema de  $n$  etapas en cascada donde  $F_i$  y  $G_i$  con  $i = [1, \dots, n]$  son el factor de ruido y la ganancia de la  $i$ -ésima etapa respectivamente, se obtiene con la ecuación de Friis [Friis, 1944]:

$$F = F_1 + \sum_{i=2}^n \frac{(F_i - 1)}{\prod_{k=1}^{i-1} G_k} . \quad (28)$$

Se puede observar que el ruido de la primera etapa ( $F_1$ ) predomina sobre las etapas siguientes si la ganancia de la primera etapa es suficientemente grande ( $>10$ ). Por lo tanto, si se disminuye el ruido de  $F_1$ , el ruido total del sistema se mejora. Es por ello que en este trabajo de tesis se desea disminuir el ruido del amplificador, anteponiendo una etapa de amplificación enfriada.

## II.5 Conceptos y metodología de diseño de amplificadores de bajo ruido.

Conociendo los parámetros  $S$  y de ruido del transistor es posible calcular las condiciones de estabilidad, que indican la tendencia a oscilar del amplificador, la máxima ganancia disponible, la ganancia de transductor y los coeficientes de reflexión que deben presentarse en la entrada y salida del transistor para cumplir con las especificaciones establecidas. En esta sección se presentan estos conceptos y se describe la metodología empleada para efectuar el diseño del amplificador.

### II.5.1 Consideraciones de estabilidad para circuitos de microondas.

Se dice que un transistor es incondicionalmente estable si cumple las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned}
 |D_s| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1, & \quad B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D_s|^2 > 0, \\
 B_2 = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D_s|^2 > 0, & \quad 1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}|, \\
 1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}|, & \quad K = (1 + |D_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2) / (2|S_{21}||S_{12}|) > 1,
 \end{aligned} \tag{29}$$

donde “ $K$ ” es el llamado factor de estabilidad de Rollet [Rollet, 1962] y  $S_{ij}$ , donde  $i,j=1,2$  son los parámetros de dispersión del transistor medidos bajo un sistema de  $50 \Omega$ .

Otra manera alternativa que permite determinar la estabilidad son los llamados factores  $\mu$  y  $\mu'$ , los cuales se definen de la siguiente manera [Edwards, 1992]:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - D_s S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} \tag{30}$$



$$\mu' = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{22} - D_s S_{22}^*| + |S_{12} S_{21}|} \quad (31)$$

Si  $\mu$  y  $\mu'$  son mayores que la unidad se dice que el dispositivo es incondicionalmente estable para cualquier combinación de impedancias de fuente y de carga.

### II.5.1.1 Círculos de estabilidad.

Para una red potencialmente inestable es muy importante seleccionar cuidadosamente las impedancias de fuente y carga. Uno de los mejores métodos para determinar aquellas impedancias que causarán que el transistor opere en régimen de estabilidad es dibujar los círculos de estabilidad sobre la carta de Smith. Un círculo de estabilidad representa la frontera entre aquellos valores de impedancia que causaran estabilidad y los que provocaran inestabilidad.

#### II.5.1.1.1 Círculos de estabilidad en la entrada.

Sobre la carta de Smith se dibujan los círculos de estabilidad en la entrada (ó de fuente), donde el centro y el radio del círculo se calcula mediante las ecuaciones descritas por [González, 1997]:

$$\text{Centro} \quad C_s = C_I^* / (|S_{11}|^2 - |D_s|^2), \quad (32)$$

$$\text{Radio} \quad r_s = |(S_{12} S_{21}) / (|S_{11}|^2 - |D_s|^2)|, \quad (33)$$

$$\text{Donde} \quad C_I = S_{11} - D_s S_{22}^*, \quad (34)$$

$D_s$  es el determinante definido en la ecuación (29) y  $S_{i,j}$   $i,j=1,2$  corresponde a los parámetros de dispersión del transistor medidos bajo un sistema de  $50 \Omega$ .

### II.5.1.1.2 Círculos de estabilidad en la salida.

Los círculos de estabilidad en la salida o círculos de carga se caracterizan por un centro y un radio cuyas ecuaciones son descritas por [González, 1997]:

$$\text{Centro} \quad C_L = C_2^* / (|S_{22}|^2 - |D_s|^2) \quad (35)$$

$$\text{Radio} \quad r_L = |(S_{21}S_{12}) / (|S_{22}|^2 - |D_s|^2)| \quad (36)$$

$$C_2 = S_{22} - D_s S_{11}^* \quad (37)$$

donde  $S_{ij}$  y  $D_s$  son los mismos empleados en los círculos de entrada.

### II.5.2 Amplificación y su representación sobre la carta de Smith.

Cuando el transistor es incondicionalmente estable su máxima potencia es finita. Por el contrario, cuando el transistor es potencialmente inestable, su máxima ganancia es infinita y ciertas terminaciones pueden producir una oscilación. Por ello es importante definir diferentes conceptos de ganancia en función de los parámetros  $S$  del transistor y en función de los coeficientes presentados en su entrada ( $\Gamma_S$ ) y salida ( $\Gamma_L$ ).

#### II.5.2.1 Ganancia de transductor.

Se define como la razón de la potencia entregada a la carga y la potencia disponible de la fuente, y está dada por [González, 1997]:

$$G_t = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_s\Gamma_L|^2} \quad (38)$$

donde  $\Gamma_S$  es el coeficiente de reflexión presentado en la entrada del transistor y  $\Gamma_L$  es el coeficiente de reflexión presentado en la salida del transistor.

### II.5.2.2 Ganancia de operación.

Se define como la razón de la potencia entregada a la carga por el transistor y la potencia de entrada a la red y se expresa de la siguiente manera [González, 1997]:

$$G_p = G_t(\Gamma_S = S_{11}^*) = |S_{21}|^2 \frac{1}{1-|S_{11}|^2} \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}, \quad (39)$$

donde  $\Gamma_L$  es el coeficiente de reflexión presentado en la salida del transistor.

### II.5.2.3 Ganancia disponible.

Se define como la razón de la potencia disponible del transistor a la potencia disponible de la fuente, y se escribe en términos de los parámetros  $S$  de la siguiente manera [González, 1997]:

$$G_{av} = G_t(\Gamma_L = S_{22}^*) = |S_{21}|^2 \frac{1}{1-|S_{22}|^2} \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2}, \quad (40)$$

donde  $\Gamma_S$  es el coeficiente de reflexión presentado en la entrada del transistor.

### II.5.2.4 Círculos de ganancia disponible.

Estos círculos permiten determinar los coeficientes de reflexión que producen un valor de ganancia disponible constante y se definen en función del valor de ganancia disponible deseada para el amplificador. Las expresiones que definen los círculos de ganancia disponible son [González, 1997]:

$$\text{Centro} \quad C_{av} = \frac{g_{av}(S_{11} - D_s S_{22}^*)}{1 + g_{av}(|S_{11}|^2 - |D_s|^2)}, \quad (41)$$

$$\text{Radio} \quad r_{av} = \frac{\left(1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_{av} + |S_{12}S_{21}|^2 g_{av}^2\right)^{1/2}}{\left|1 + g_{av}\left(|S_{11}|^2 - |D_s|^2\right)\right|}, \quad (42)$$

$$g_{av} = \frac{G_{av}}{|S_{21}|^2}, \quad (43)$$

donde  $G_{av}$  es la ganancia disponible deseada.

### II.5.2.5 Círculos de ganancia de operación.

Estos círculos son recomendables para los casos en que el transistor es incondicionalmente estable ó potencialmente inestable. Las expresiones utilizadas para el cálculo del centro y radio de los círculos son [González, 1997]:

$$\text{Centro} \quad C_p = \frac{g_p (S_{22} - D_s S_{11}^*)^*}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |D_s|^2)}, \quad (44)$$

$$\text{Radio} \quad r_p = \frac{\left(1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_p + |S_{12}S_{21}|^2 g_p^2\right)^{1/2}}{\left|1 + g_p\left(|S_{22}|^2 - |D_s|^2\right)\right|}, \quad (45)$$

$$g_p = \frac{G_p}{|S_{21}|^2}, \quad (46)$$

donde  $G_p$  es la ganancia de operación deseada.

### II.5.3 Factor de ruido y su representación gráfica.

Los círculos de figura de ruido constante se definen en función de los parámetros de ruido y determinan a los coeficientes de reflexión que deben presentarse a la entrada del transistor para que éste proporcione una figura de ruido deseada. Las expresiones utilizadas para el cálculo de los círculos de figura de ruido constante son [González, 1997]:

$$\text{Centro} \quad C_F = \frac{\Gamma_{opt}}{1+N} \quad (47)$$

$$\text{Radio} \quad r_F = \frac{1}{1+N} \left( N^2 + N \left( 1 - |\Gamma_{opt}|^2 \right) \right)^{1/2} \quad (48)$$

$$N = \frac{F_d - F_{min}}{4r_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2 \quad (49)$$

donde  $F_d$  es el factor de ruido deseado,  $F_{min}$  es la figura de ruido mínima,  $\Gamma_{opt}$  es el coeficiente de reflexión óptimo y  $r_n$  es la resistencia equivalente de ruido.

#### II.5.4 Metodología de diseño del amplificador de bajo ruido.

El diagrama de flujo presentado en la figura 8 presenta la metodología utilizada en este trabajo para diseñar el amplificador de bajo ruido, y cada uno de los bloques se describe a continuación.

1. -Establecer objetivos: Consiste en establecer las especificaciones que debe cumplir el amplificador de bajo ruido tales como: el intervalo de frecuencias de operación, la ganancia deseada, el factor de ruido máximo, la potencia de salida, la relación de onda estacionaria en sus puertos de entrada y salida, las condiciones de alimentación y la temperatura de operación.

2. -Caracterización y selección de transistores: Consiste en determinar los parámetros  $S$  y de ruido a la temperatura y condiciones de alimentación deseadas. De acuerdo a los resultados de la caracterización se seleccionan aquellos transistores que presenten las mejores prestaciones y que sean capaces de satisfacer las especificaciones de diseño.

3. -Análisis de transistores. Consiste en estudiar las capacidades y limitaciones de los transistores seleccionados y previamente caracterizados, basándose en un análisis de estabilidad, ganancia, y ruido.

4. -Análisis de transistores con cables: Se lleva a cabo el análisis de los transistores de manera similar al punto 3, pero ahora considerando los efectos de los cables que se utilizan para soldar al transistor con las redes del amplificador.

5. -Diseño de las redes de alimentación: Se diseñan siguiendo una topología de filtro pasabajos, considerando inductancias en serie (líneas de alta impedancia) y elementos capacitivos (stubs radiales) en paralelo. De esta manera la CD se propaga y la RF se bloquea hacia la dirección de la alimentación de CD.

6. -Establecer los coeficientes de reflexión. Los coeficientes de reflexión se escogen de acuerdo a las regiones, dentro de la carta de Smith, delimitadas por los círculos de estabilidad, de ruido y ganancia disponible. Generalmente los coeficientes presentados en la entrada del transistor se establecen para condiciones de ruido mínimo y los presentados en la salida se establecen para obtener la máxima transferencia de energía o maximizar la ganancia.

7. – Diseño de las redes de acoplamiento. Las redes de acoplamiento tienen la función de hacer una transformación de impedancias, de complejas a complejas, de complejas a reales, o de reales a complejas y se diseñan como sigue:

a) Se establece una topología de redes de acoplamiento basada en líneas de transmisión cuyos elementos están caracterizados por su impedancia y longitud eléctrica y que generalmente se determinan mediante la carta de Smith o con un método de síntesis de redes.

b) Con las impedancias y longitudes eléctricas de las redes calculadas se determinan las dimensiones físicas correspondientes a líneas de microcinta o guías de ondas coplanar para un sustrato seleccionado. Esto se puede llevar a cabo mediante ecuaciones analíticas o mediante la herramienta LINE CALC disponible en ADS.

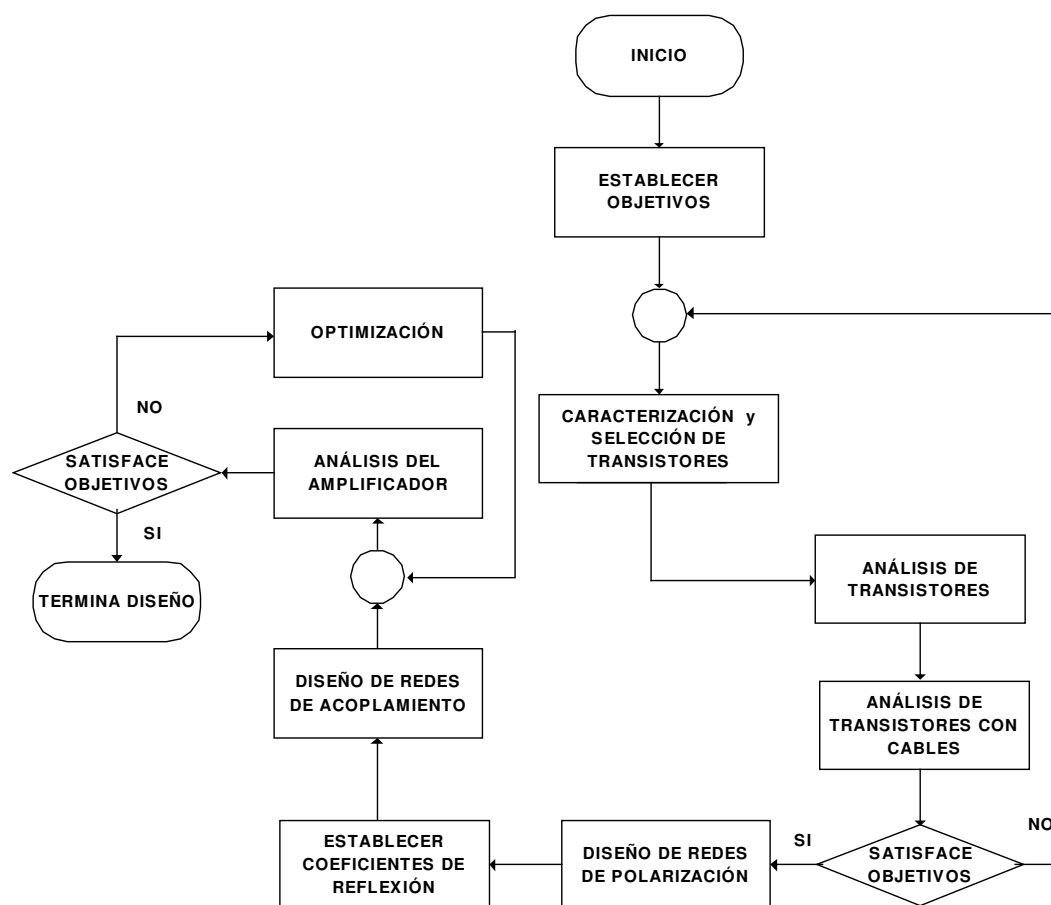


Figura 8. Diagrama de flujo de la metodología de diseño de un amplificador de bajo ruido.

8. -Análisis del amplificador. Se analiza el amplificador completo que consiste de la unión de las redes de acoplamiento de entrada y salida incluyendo las redes de alimentación, con el transistor, incluyendo los cables utilizados para soldarlo. El análisis

del amplificador consiste en evaluar sus características de ruido, ganancia, relación de onda estacionaria en la entrada y en la salida, factor de estabilidad, etc.

9. - Optimización. Cuando no se satisfacen las especificaciones de diseño es necesario llevar a cabo un proceso de optimización. Este proceso consiste en modificar los valores de los elementos o sus dimensiones físicas hasta satisfacer las condiciones de diseño dentro del intervalo de frecuencias deseado.



### **III. CARACTERIZACIÓN DE TRANSISTORES A TEMPERATURA CRIOGÉNICA.**

#### **III.1 Introducción.**

Este capítulo está dedicado a la caracterización de transistores de microondas y está dividido en diez secciones. En la segunda sección se describe el banco de medición y los componentes que lo forman, haciendo una descripción detallada de la estación criogénica que permite caracterizar transistores y componentes a la temperatura deseada. En las secciones restantes se muestran las diferentes configuraciones del banco para la caracterización del receptor y del transistor. Finalmente, se ilustra en un diagrama de flujo simplificado las diferentes mediciones que deben efectuarse para caracterizar al receptor y al transistor.

#### **III.2 Banco de medición.**

El diagrama a bloques del banco de medición utilizado para medir los parámetros S y de ruido se ilustra en la figura 9. El sistema consta de una estación criogénica acoplada a un analizador de redes vectorial, para medir los parámetros de dispersión, y un sistema de medición de ruido para altas frecuencias. El sistema de microondas criogénico fue automatizado vía una interfaz GPIB y es capaz de caracterizar dispositivos en el rango de temperaturas de 11 K a 300 K y a frecuencias desde 45 MHz hasta 40 GHz. Para medir ruido a frecuencias de microondas y ondas milimétricas se utiliza un receptor o convertidor de frecuencias para trasladar las altas frecuencias (mayores a 1.6 GHz) a un rango de frecuencias de IF en las que opera el medidor de ruido (10 MHz a 1600 MHz).

Para el banco de medición adoptado en este trabajo, el sistema receptor está formado por la punta de prueba coplanar de la salida (P2), la T de polarización de salida (T2), el conmutador 2 de RF, el amplificador de RF, el mezclador, el oscilador local (sintetizador), el amplificador de IF, el medidor de ruido y los cables que conectan a cada uno de éstos.

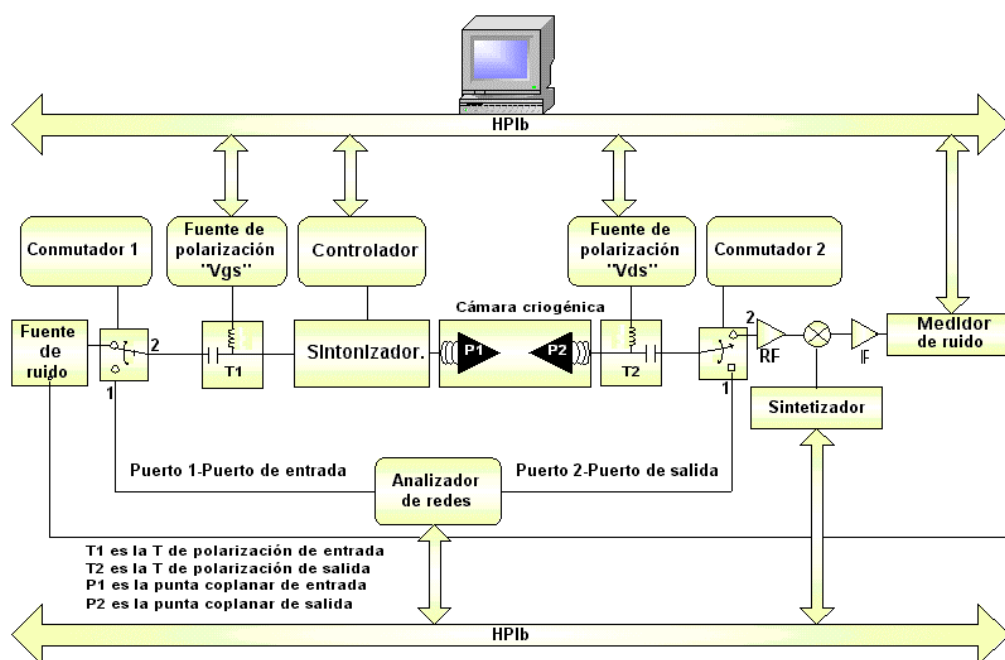


Figura 9. Banco para medición de parámetros S y de ruido.

En las figuras 10 y 11 se muestra parte del equipo del laboratorio utilizado en el banco de medición. Para medir los parámetros S del dispositivo bajo un sistema de  $50 \Omega$  y en la banda de frecuencias de 45 MHz a 50 GHz, se utiliza un analizador de redes vectorial HP8510C de Hewlett Packard.

Para medir ruido se utiliza un medidor de ruido 8970A de Hewlett Packard, cuyo rango de frecuencia de entrada es de 10 MHz a 1600 MHz, y con capacidad de medir figuras de ruido de 0 a 30 dB, ganancias entre -20 y 40 dB y con una razón de onda

estacionaria de entrada menor a 1.7. Se cuenta con dos fuentes de ruido para cubrir la banda de frecuencias de 10 MHz a 50 GHz. Esto se realiza mediante una fuente de ruido HP346B que opera de 10 MHz a 18 GHz y de 1 a 50 GHz con la HP346CK01 de Hewlett Packard.

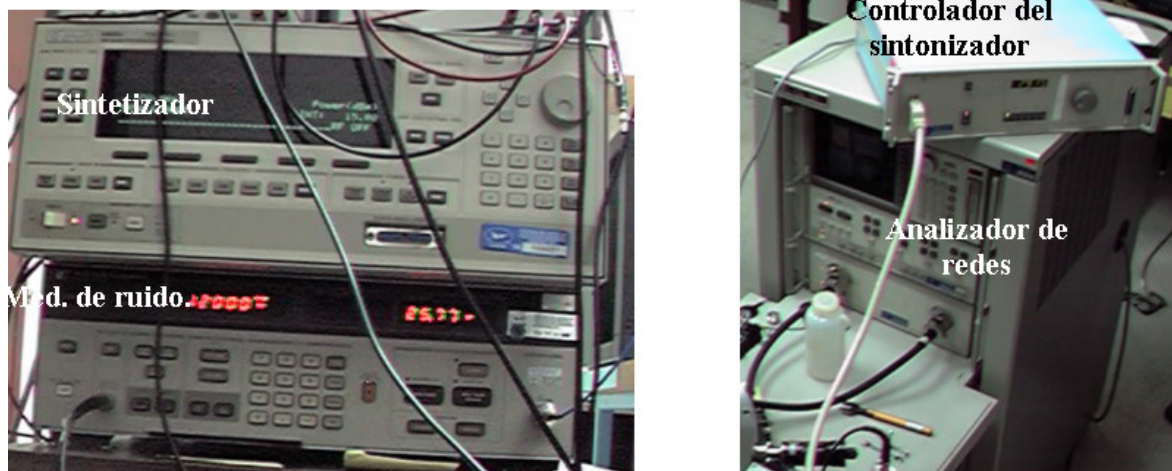


Figura 10. a) Sintetizador y medidor de ruido, a) Analizador de redes y controlador del sintonizador.

Se utiliza una T de polarización en la entrada para aplicar el voltaje de alimentación en la compuerta del transistor, y otra en la salida para aplicar el voltaje al drenaje. Ambas “T”s operan desde 1 a 42 GHz. Es recomendable que las Ts de polarización tengan pérdidas tan bajas como sea posible, principalmente en la de entrada. Asimismo, se utilizan conmutadores en la entrada y salida que operan desde 1 a 42 GHz y se emplean para cambiar entre la trayectoria de ruido o la trayectoria de RF hacia el analizador de redes.

Se emplean dos puntas coplanares que operan de 1 a 50 GHz y son vitales para medir transistores en chip, en circuitos monolíticos o en oblea. Estas puntas de prueba

evitan efectos parásitos debido a cables o conexiones que generalmente se agregan cuando se utilizan bases de pruebas adicionales para medir chips o circuitos monolíticos. Las puntas de prueba son del tipo coplanar y tienen un conductor central y dos planos de tierra adyacentes, separados 100  $\mu\text{m}$  del conductor central.

El banco de medición cuenta con un sintonizador para generar diferentes coeficientes de reflexión que son presentados a un DBP. Cabe mencionar que en este banco de medición se tiene capacidad para trabajar en las bandas de frecuencias de 4 a 26.5 GHz y de 8 a 50 GHz mediante los sintonizadores MT986A y MT984A01 de la compañía Maury Microwave, respectivamente.

Se utiliza un amplificador de RF para elevar el nivel de la potencia de ruido que entra al receptor, además de aumentar la sensibilidad en la medición de ruido. Este amplificador limita la banda de medición e idealmente se usa uno de banda ancha o dos de banda angosta que cubran la banda de interés. Es recomendable que el amplificador de RF sea de bajo ruido y alta ganancia con el fin de disminuir el ruido del receptor.

Se emplea un mezclador junto con un oscilador local con el fin de trasladar las frecuencias de microondas a frecuencias donde el medidor de ruido pueda operar, que generalmente están en el rango de 10 MHz a 1600 MHz. Por otro lado, el amplificador de IF se utiliza para elevar el nivel de la señal de IF emergente del mezclador con el fin de obtener niveles de señal que no se confundan con el ruido del sistema.

Como oscilador local se emplea un sintetizador Hewlett Packard modelo HP83620A mostrado en la figura 10 y que opera de 10 MHz a 20 GHz. Este se utiliza para introducir una señal de RF al mezclador con el fin de trasladar las frecuencias de microondas a frecuencias de IF adecuadas para el medidor de ruido.

Se utiliza una estación criogénica diseñada y construida completamente en el CICESE [Medina J. L., et al., 2003] y que se muestra en la figura 11. La estación criogénica opera desde DC hasta 40 GHz y se puede caracterizar dispositivos enfriados desde 11 K a 300 K. Por su versatilidad, es posible medir parámetros estáticos (CD), parámetros dinámicos (de dispersión) y de ruido de dispositivos HEMTs y PHEMTs ya sea en chip, empaquetado o coplanar. El sistema criogénico se compone de tres subsistemas: un subsistema de enfriamiento, un subsistema de vacío y un subsistema de RF.

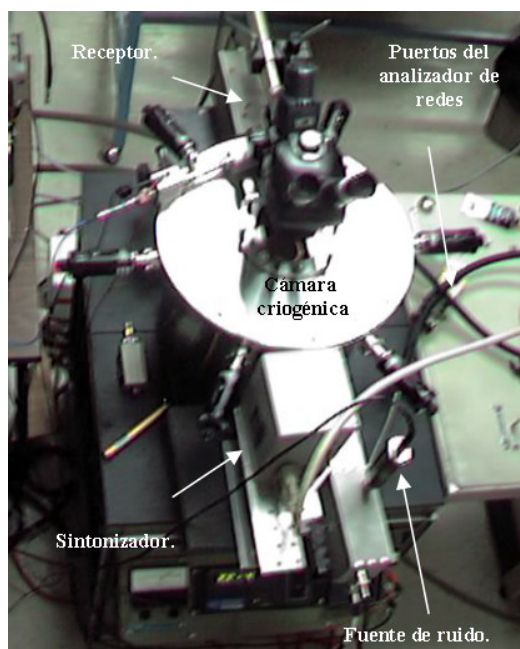


Figura 11. Estación criogénica.

El subsistema de criorefrigeración utiliza como elementos principales un criorefrigerador de ciclo cerrado de dos etapas y un compresor. El criorefrigerador opera mediante el proceso de compresión, expansión y regeneración de Helio y es capaz de alcanzar temperaturas de hasta 10 K. El compresor se enfría con agua destilada por un sistema recirculante que consiste de una bomba de agua, un radiador y un ventilador. La

temperatura en la base de pruebas se monitorea mediante un sensor de temperatura del tipo de diodo de silicio y un medidor de temperatura.

El subsistema de vacío está constituido por una cámara de vacío de acero inoxidable que tiene un diámetro de 30.8 cm y 1.27 cms de espesor, una bomba de vacío rotatoria de dos etapas, tres válvulas de paso y una de alivio, líneas de conexión, un sensor de vacío, un medidor de bajo vacío (hasta  $10^{-3}$  Torr) y uno de alto vacío (hasta  $10^{-10}$  Torr).

El subsistema de RF consiste de una base de pruebas fabricada en cobre, sobre la cual se coloca el dispositivo a medir, dos posicionadores mecánicos (XYZ), seis manipuladores herméticos que permiten mover los posicionadores desde fuera de la cámara, un conector eléctrico hermético de 20 terminales para aplicación de voltajes de DC, dos conectores de RF herméticos tipo K para operar hasta 40 GHz y dos puntas de prueba coplanar que operan hasta 50 GHz.

### **III.3 Generación de la constelación de coeficientes.**

La función del sintonizador de impedancias es generar coeficientes de reflexión de acuerdo a la magnitud y fase deseada. El sintonizador fue caracterizado y controlado en diferentes estados (posiciones), para proporcionar una constelación de coeficientes de reflexión establecida (en la punta de prueba coplanar 1) dentro de la cámara criogénica mediante el procedimiento descrito en [Avilez Salcedo, 2004]. Es importante mencionar que uno de los estados es capaz de generar un coeficiente que corresponde a una carga de  $50 \Omega$  y que se encuentra en el centro de la carta de Smith. Cuando el sintonizador se encuentra en este estado se dice que está inicializado.

Para la extracción de parámetros de ruido de un DBP mediante la técnica de impedancias múltiples, se establece un conjunto de puntos bien distribuidos sobre la carta de Smith. Idealmente, cuatro puntos son suficientes para generar un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas ( $F_o$ ,  $R_n$ ,  $G_o$  y  $B_o$ ), pero debido a los errores de medición es recomendable sobredimensionar el sistema y establecer una constelación de tantos puntos como sea posible ( $>7$ ).

#### III.4 Medición de los parámetros $S$ del DBP, coeficientes del receptor, de la constelación presentada al receptor y la presentada al DBP.

Antes de efectuar la calibración, es importante que el sintonizador se encuentre inicializado para que ambos puertos tengan  $50 \Omega$  y que los conmutadores estén hacia la trayectoria del analizador de redes (trayectoria 1 de la figura 9). Los planos de referencia o de calibración ( $P_c P_c'$  de la figura 12) se establecen calibrando el analizador de redes mediante la técnica LRM y se sugiere que el último estándar en la secuencia de calibración sea el estándar del thru el cuál es una línea de longitud y fase cero.

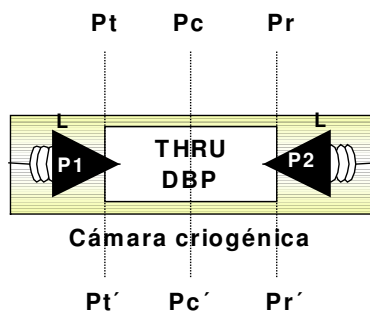


Figura 12. Planos de calibración y de medición para el receptor y transistor.

Sin desconectar el “thru” se comprueba la calibración y además se miden los coeficientes del receptor (con la punta 1 desplazada al plano PrPr’) para las diferentes frecuencias, se miden además los coeficientes presentados al transistor (con la punta 2 desplazada al plano PtPt’) para cada posición del sintonizador y con la fuente en sus dos estados, y se miden los coeficientes presentados al receptor (con la punta 2 desplazada al plano PrPr’ de la figura 12).

Para medir los parámetros  $S$  del transistor se desplazan ambos planos de referencia a las puntas de prueba, es decir a los extremos del thru, y se inserta el transistor a medir.

### **III.5 El banco de medición y la trayectoria de ruido.**

Cuando se desea medir el ruido de un DBP se deben colocar los conmutadores de entrada y salida en las trayectorias de ruido (ambos en la posición 2). Con esta configuración se puede medir el factor de ruido, las potencias de ruido y la ganancia de inserción. En esta configuración el banco de medición mostrado en la figura 9 se puede simplificar a un sistema de ruido formado por: el ruido de la red pasiva existente entre el generador de ruido y hasta la entrada del dispositivo bajo prueba (punta 1), el ruido del DBP (transistor) y el ruido del receptor (desde la punta 2 al medidor de ruido). Debido a que los tres bloques de ruido obedecen a la ecuación de Friis, escrita en la ecuación (28), es necesario conocer previamente el ruido de la red de entrada y el ruido del receptor para determinar el ruido del DBP,



### III.6 Ruido de la red de entrada presentada al DBP y la presentada al receptor.

El ruido de una red pasiva es el inverso de la ganancia disponible de la red. Para calcular la ganancia disponible ( o pérdidas) de la red de entrada, que en lo sucesivo será nombrada como *red alfa*, es necesario determinar sus parámetros  $S$  y el coeficiente de reflexión presentado en su entrada por el generador de ruido. La red alfa de entrada que antecede al transistor (DBP), está formada por la conexión en cascada del conmutador 1, la “T” de polarización de la entrada, el sintonizador, varios conectores, un cable flexible y la punta de prueba coplanar de entrada. Por otro lado, la red alfa de entrada hasta el plano del receptor, está formada por los mismos elementos que la red presentada al DBP más el “thru” colocado entre las dos puntas de prueba.

Los coeficientes presentados en la entrada de la red corresponden a los coeficientes de la fuente de ruido en sus estados de encendido o apagado, que se miden previamente en calibración coaxial una sola vez en sus dos estados y sobre un amplio rango de frecuencias.

En la figura 13 se muestra el diagrama simplificado del banco de medición para la red alfa. Esta *red alfa* tiene por un lado un conector tipo coaxial (plano  $P_1P_1'$ ) y por el otro es coplanar. Por esta razón no es posible medir sus parámetros  $S$  de manera directa, pero se pueden determinar de una forma alternativa.

La manera que se utiliza en este trabajo de tesis para determinar los parámetros  $S$ , es la técnica descrita en el Apéndice B. Dos maneras posibles de implementar la técnica son las siguientes.

En la primera, se colocan los estándares de tipo coplanar en el plano  $P_2P_2'$  y en el plano  $P_1P_1'$  se miden los coeficientes de reflexión  $S_{11}'$  de la *red alfa* (calibrando en coaxial) para cada uno de los estándares.

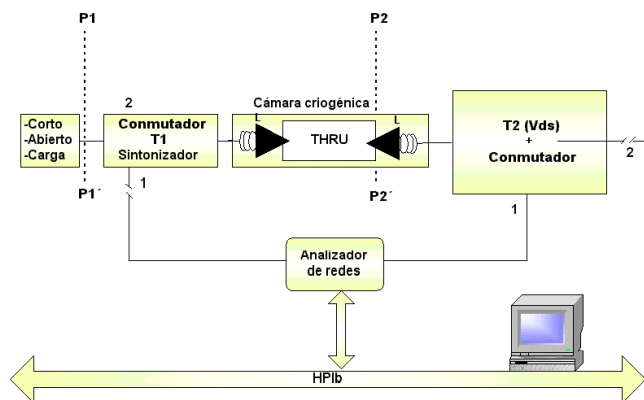


Figura 13. Configuración del banco de medición para la red alfa.

En la segunda, se conecta el “thru” entre las puntas de prueba, y con los planos de medición desplazados a los extremos del “thru”, se colocan tres estándares coaxiales (corto, abierto y carga) en el plano del generador de ruido. En este trabajo se utilizó la segunda opción y se emplearon tres estándares de calibración coaxial con conectores de 3.5 mm.

Para la medición se utilizó el banco con la configuración mostrada en la figura 13, con el conmutador 1 en la posición 2 (trayectoria de ruido) y el conmutador 2 en la posición 1 (trayectoria al puerto 2 del analizador de redes) y se midieron los coeficientes de reflexión  $S_{22}'$  en los planos del DBP y del receptor para cada estándar y para cada posición del sintonizador. Con los resultados obtenidos de la medición correspondiente a cada uno de los estándares se calcularon los parámetros  $S$  de la red alfa utilizando la técnica descrita en el Apéndice B.

### III.7 Caracterización del ruido del receptor.

Para determinar el ruido del receptor se emplea la metodología descrita en la sección II.4.6. Para ello, se coloca el “thru” entre las puntas de prueba y se miden los

niveles de potencia de ruido correspondiente a los diferentes coeficientes de reflexión presentados en la entrada del receptor cuando la fuente de ruido está apagada  $P_c(i)$ .

La ecuación para determinar la figura de ruido es la ecuación (21). Se puede observar en dicha ecuación que es necesario conocer la ganancia disponible del receptor, sin embargo, no es posible determinar sus parámetros  $S$ , por lo que es necesario resolverlo de una manera alternativa.

Cuando se coloca un aislador en la entrada del receptor se puede suponer que el receptor es un dispositivo unilateral, es decir que  $S_{12} \approx 0$ , por lo tanto la ganancia disponible del receptor se puede escribir como

$$G_a(\Gamma_{SC}) = G_0 \mu_{SC}(\Gamma_{SC}, \Gamma_{rec}), \quad (50)$$

donde

$$\mu_{SC}(\Gamma_{SC}, \Gamma_{rec}) = \frac{1 - |\Gamma_{SC}|^2}{|1 - \Gamma_{SC} \Gamma_{rec}|^2}. \quad (51)$$

En la ecuación (50)  $G_0$  es un valor de ganancia constante,  $\Gamma_{sc}$  es el coeficiente de reflexión presentado al receptor,  $\Gamma_{srec}$  es el coeficiente de reflexión del receptor y  $\mu_{SC}$  expresado en la ecuación (51) es el llamado factor de desacoplamiento. Por lo anterior la ecuación (21) se puede escribir como:

$$P_c(\Gamma_{sc}) = k \mu_{SC}(\Gamma_{sc}, \Gamma_{rec}) G_0 B(T_C + T_e(\Gamma_{SC})). \quad (52)$$

Resolviendo la ecuación (52) para  $T_e(\Gamma_{SC})$  y mediante la ecuación (11), se obtiene el factor de ruido de la siguiente manera:

$$F(\Gamma_{SC}) = \frac{P_c(\Gamma_{SC})}{T_0 k G_0 B \mu_{SC}} - \frac{T_C}{T_0} + 1, \quad (53)$$

donde  $G_0$  es la constante que se determina como se muestra enseguida.

Se establece una ecuación de potencia de ruido para la fuente de ruido encendida, lo cual da como resultado que la potencia medida en la salida del DBP sea:

$$P_h(\Gamma_{SH}) = kG_o\mu_{SH}(\Gamma_{SH}, \Gamma_L)B(T_h + T_e(\Gamma_{SH})), \quad (54)$$

donde  $k$  es la constante de Boltzman,  $B$  el ancho de banda de medición,  $\Gamma_{SH}$  el coeficiente de reflexión presentado por la fuente encendida,  $T_e$  es la temperatura equivalente de ruido del DBP,  $\mu_{SH}$  es el factor de desacoplamiento,  $G_o$  es la constante de ganancia disponible y  $T_h$  es la temperatura presentada en la entrada del receptor con la fuente encendida.

Restando las ecuaciones (54) y (52) se determina la constante  $kG_oB$ :

$$kG_oB = \frac{\frac{P_H}{T_H} - \frac{P_C}{T_0}}{\mu_{SH} - \mu_{SC}}. \quad (55)$$

Esta ecuación es válida cuando se supone que el coeficiente de reflexión de la fuente es el mismo cuando está apagada que cuando está encendida, lo cual se satisface colocando un atenuador de 3 dB en el plano de la fuente de ruido como se sugiere en [Escotte et al., 1994]. Es recomendable que el producto  $kG_oB$  se determine presentando un coeficiente de reflexión muy cercano al centro de la carta de Smith, para evitar el error por desacoplamiento en la entrada del receptor.

Se puede observar que la temperatura presentada en la entrada del receptor cuando la fuente está apagada corresponde a la temperatura ambiente. La temperatura en encendido se obtiene del valor de la ENR desplazada al plano del receptor. La ENR se desplaza al plano del receptor sumando el ruido de la red pasiva alfa que se encuentra entre el receptor y la fuente de ruido. La figura 14 muestra la configuración del banco de medición para la caracterización del receptor y del transistor.

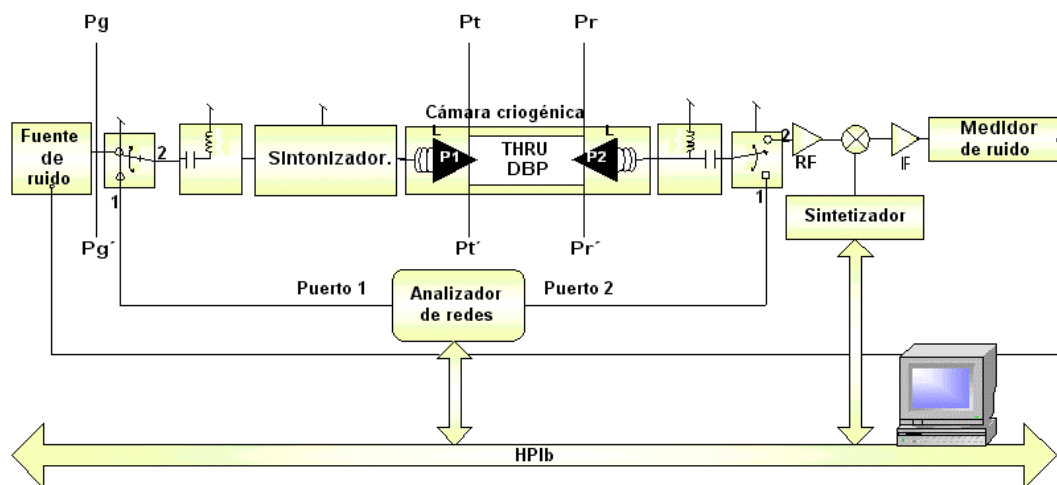


Figura 14. Configuración del banco de medición para la caracterización del ruido del receptor y transistor.

Para determinar los parámetros de ruido del receptor se utiliza el procedimiento descrito anteriormente, en donde se mide el ruido correspondiente a los diferentes coeficientes presentados al receptor (o diferentes posiciones del sintonizador) y finalmente se encuentran los parámetros de ruido del receptor con alguna técnica como las mencionadas en la sección II.4.7.

### III.8 Medición de ruido del DBP.

Para medir el ruido del DBP o transistor, se utiliza también la figura 14. El transistor se coloca entre las puntas de prueba y de forma análoga a la sección anterior, con la ENR desplazada al plano del transistor, se determina el ruido total de la red formada por el transistor y receptor. Para determinar el ruido del dispositivo bajo prueba se miden: a) los coeficientes de reflexión presentados al DBP en el plano  $P_t P_t'$ , b) los coeficientes presentados al receptor en el plano  $P_r P_r'$  debido a la presencia del DBP, y c) los niveles de potencia de la fuente de ruido apagada. Con el ruido del receptor calculado previamente, y

el ruido medido de la red transistor-receptor, se calcula el ruido del transistor mediante la fórmula de Friis dada en la ecuación (28).

### III.9 Diagrama de flujo para la caracterización del receptor.

En la figura 15 se muestra el diagrama de flujo para la caracterización del receptor.

A continuación se describen cada uno de los bloques descritos en la figura 15.

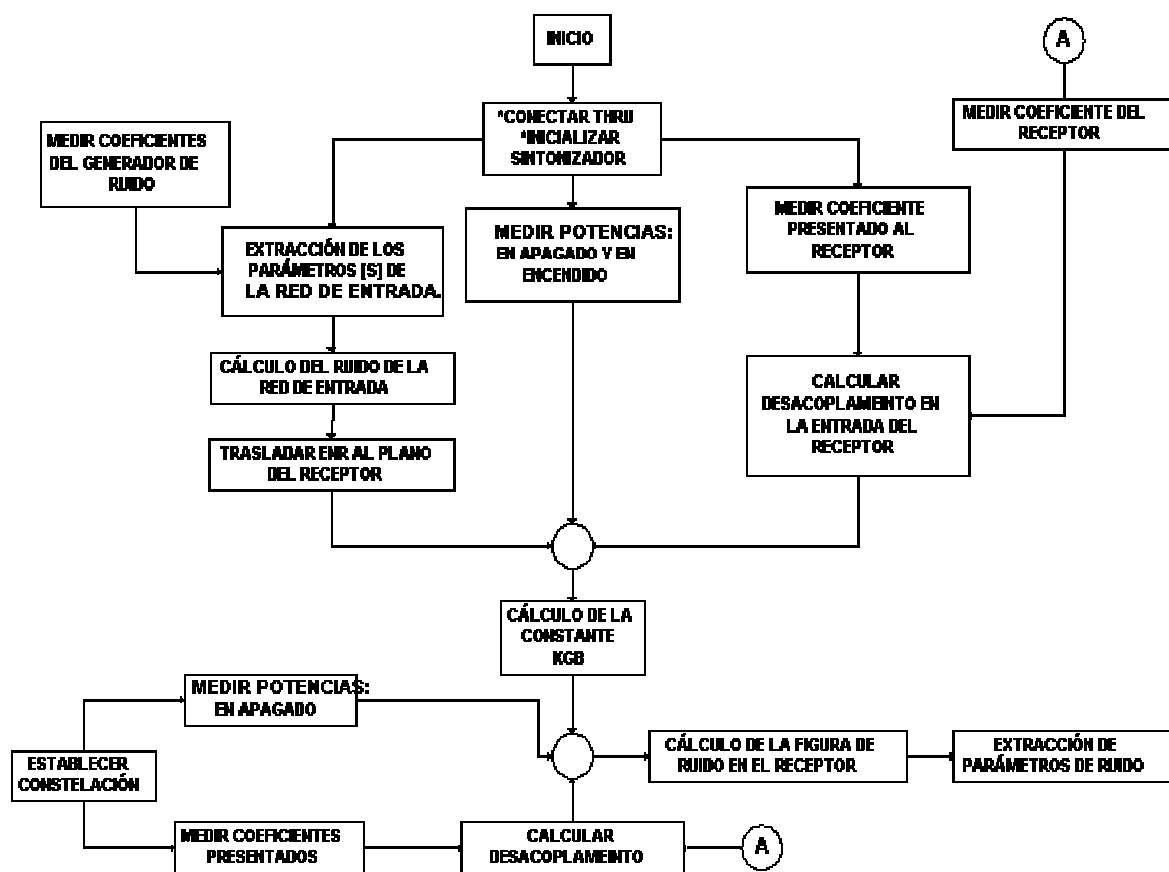


Figura 15. Diagrama de flujo para la caracterización del receptor.

1.- Conectar “thru” e inicializar sintonizador. Se debe conectar el thru entre las puntas de prueba y poner al sintonizador en estado de inicialización.

2.- Medir coeficientes del generador de ruido: Los coeficientes de reflexión se miden en calibración coaxial (debido a que la fuente de ruido tiene conector de este tipo) para la fuente en los dos estados (encendido y apagado) y en todo el rango de frecuencias de operación del mismo. Esta medición se hace sólo una vez.

3.- Extracción de los parámetros S de la red de entrada: Ver sección III.4.

4.- Cálculo de ruido de la red de entrada: Ver sección III.6.

5.- Desplazar ENR al plano del receptor. La ENR se traslada del plano del generador de ruido al plano del receptor sumando las pérdidas de la red alfa de entrada.

6.- Medir las potencias en apagado y encendido. Se debe colocar la fuente de ruido en la entrada de la red y colocar los conmutadores hacia la trayectoria de ruido y finalmente medir la potencia cuando la fuente está encendida y cuando está apagada.

7.- Medir los coeficientes presentados al receptor: Ver sección III.4.

8.- Medir los coeficientes del receptor: Ver sección III.4.

9.- Calcular el desacoplamiento de la entrada del receptor: mediante la ecuación (51) con los coeficientes medidos en el punto 7.

10.- Cálculo de la constante KGB. Se determina utilizando la ecuación (55).

11.- Establecer la constelación: Se establece un conjunto de puntos de coeficientes de reflexión o impedancias bien distribuidos sobre la carta de Smith. En este trabajo se utiliza una constelación de 21 puntos.

12.- Medir las potencias en apagado: se refiere a la medición de la potencia de ruido para cada punto de la constelación, con la fuente apagada conectada en la entrada de la red.

13.- Medir los coeficientes de reflexión presentados al receptor para cada punto de la constelación. Ver sección III.6.

14.- Calcular el desacoplamiento. Se hace de manera equivalente al punto 9, pero en este caso se determina para cada uno de los coeficientes de la constelación.

15.- Cálculo de la figura de ruido en el receptor: Con las potencias medidas en apagado y la KGB sustituida en la ecuación (53) se obtiene la figura de ruido del receptor.

16.- Extracción de los parámetros de ruido: Ver sección II.4.7.1.

### **III.10 Diagrama de flujo para la caracterización de ruido del transistor.**

En la figura 16 se muestra el diagrama de flujo para la caracterización de ruido del DBP o transistor. Enseguida se describen cada uno de los bloques.

1.- Establecer la constelación: De manera similar al caso del receptor, se establece un conjunto de puntos bien distribuidos sobre la carta de Smith.

2.- Medir las potencias en apagado. Equivalente al punto 12 de la sección III.9.

3.- Medir los parámetros S del DBP: Ver sección III.4.

4.- Cálculo de la ganancia disponible del DBP: Mediante la ecuación (40).

5.- KGB del receptor. Se refiere a la constante calculada en el punto 10 de la sección anterior.

6.- Cálculo de la ganancia disponible del transistor + receptor. Se obtiene del producto de la ganancia disponible del transistor por el término de ganancia constante KGB ya antes mencionado.

7.- Medir el coeficiente de reflexión del receptor: Ver sección III.4.

8.- Medir el coeficiente presentado al DBP: Se refiere a medir los coeficientes de la constelación presentada al DBP, como se indicó en la sección III.4.





parámetros de ruido del receptor previamente medidos, sustituidos en la ecuación (23) y evaluados para determinar el  $S_{22}'$  del transistor.

13.- Cálculo del ruido del transistor. Con el ruido total obtenido en el punto 11, el ruido del receptor calculado en el punto 12, y con la ecuación (28) se determina el ruido del DBP o transistor.

14.- Extracción de los parámetros de ruido: Ver sección II.4.7.1 para determinar finalmente los valores de los parámetros de ruido del transistor  $F_o$ ,  $R_n$ ,  $G_o$  y  $B_o$ .

## **IV. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO CRIOGÉNICO EN BANDA Ku.**

### **IV. 1 Introducción.**

En este capítulo se lleva a cabo el diseño de un amplificador de bajo ruido enfriado a la temperatura de 77 K para operar en la banda de 11.7 a 12.7 GHz. Para diseñar el amplificador se toman como base los conceptos y la metodología descrita en la sección II.5. Además, se presenta el diseño de un crióstato para circuitos de microondas en donde se alojará el amplificador diseñado, con el fin de enfriarlo y montarlo en un sistema receptor de señales vía satélite. El crióstato se compone de tres subsistemas: un subsistema de CD y RF, un subsistema de enfriamiento y un subsistema de vacío. Por último, se presentan resultados de la construcción y ensamble de los diferentes elementos que componen el amplificador global.

### **IV.2 Diseño del amplificador.**

El amplificador se diseña tomando en consideración los conceptos y la metodología descrita en la sección II.5. Siguiendo la metodología descrita en el diagrama de flujo de la figura 8, se inicia el diseño del amplificador de bajo ruido, para lo cual se efectúan los siguientes ocho pasos:

#### **1. Establecer objetivos.**

Para diseñar el amplificador, en primer lugar se establecen los objetivos o especificaciones que el ABR debe satisfacer:

Frecuencia de operación: en la banda de 11.7 a 12.7 GHz.

Temperatura de operación: 77 K.

Ruido  $\leq 0.4$  dB.

Ganancia  $\geq 10$  dB.

Pérdidas por regreso en la entrada  $\leq -10$  dB

Pérdidas por regreso en la salida:  $\leq -10$  dB

Alimentación: de 8 a 18 volts de CD.

## **2. Caracterización y selección de transistores.**

Con los procedimientos descritos en el capítulo anterior se caracterizaron los parámetros de dispersión y de ruido a temperatura ambiente y criogénica (77 K) en la banda de interés para los transistores de la marca NEC (NE32900) y Fujitsu (FHR20X).

Del resultado de la caracterización se ha escogido el transistor Fujitsu para operar con una alimentación de  $V_{ds}=2$  Volts con  $I_{ds}=10$  mA, debido a que presenta mejor comportamiento tanto de ganancia como de ruido.

Para evaluar el efecto de la temperatura sobre los parámetros de ruido del transistor FHR20X, se midieron los parámetros de ruido para las frecuencias de 10, 12 y 18 GHz y se extendieron a la banda de frecuencias de 1 a 25 GHz mediante el modelo de ruido de Pospieszalski [Pospieszalski, 1989], el cual fue implementado en ADS. Los parámetros de ruido a temperatura ambiente (290 K) y criogénica (77 K) se presentan en la figura 17. Se puede apreciar en esta figura la disminución en la figura de ruido al enfriarlo.

El efecto de la temperatura sobre los parámetros de dispersión del transistor FHR20X se puede apreciar en la figura 18, donde se muestran los parámetros de dispersión medidos a 290 K y 77 K y únicamente en la banda de 1 a 25 GHz.

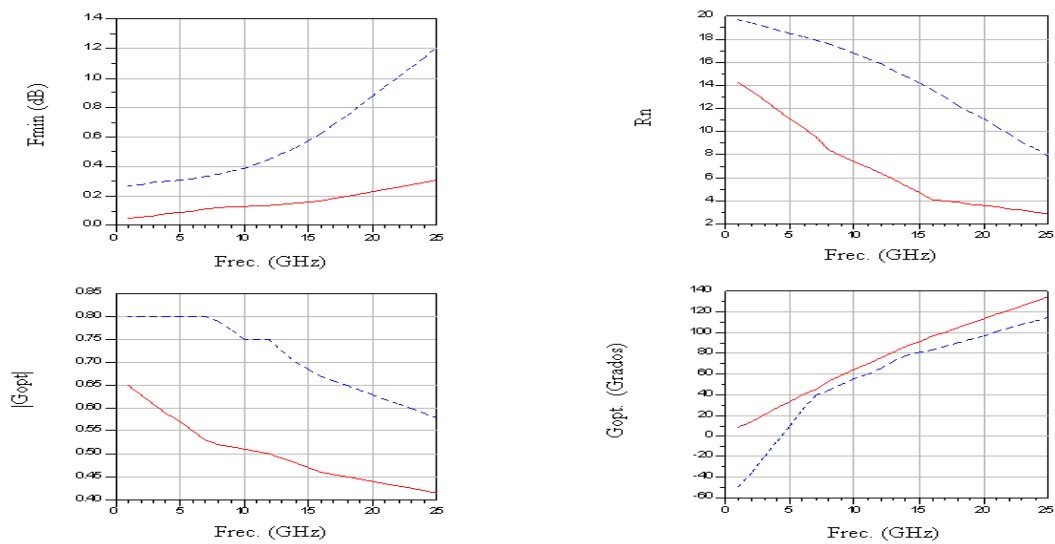


Figura 17. Parámetros de ruido a 290 K (—) y de 77 K (---) de 1 a 25 GHz.

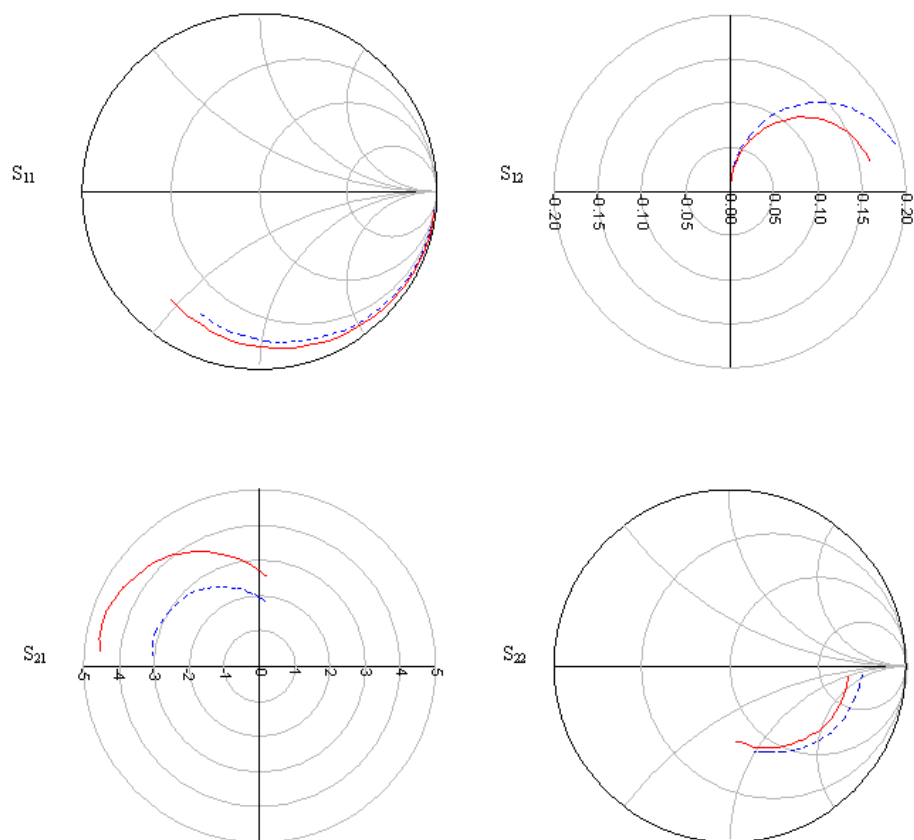


Figura 18. Parámetros S medidos a temperatura ambiente (—) y criogénica (---).

En la figura 19 se muestran los parámetros de dispersión en escala logarítmica para el transistor caracterizado a temperatura ambiente (290 K) y criogénica (77 K). Se puede apreciar el aumento de aproximadamente 3 dB en la ganancia ( $S_{21}$ ) del transistor al enfriarlo.

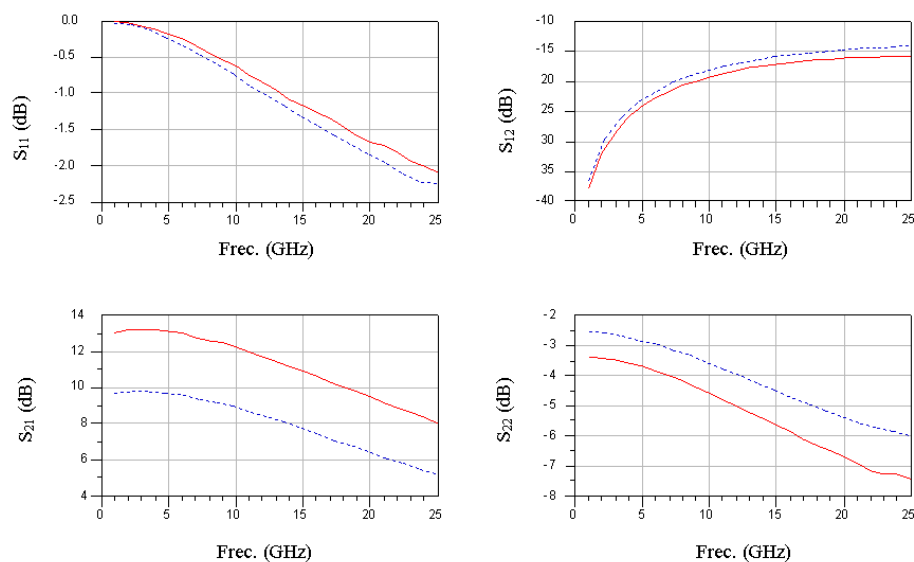


Figura 19. Parámetros de dispersión en escala logarítmica, medidos a temperatura ambiente (—) y a temperatura criogénica(---).

### 3. Análisis del transistor.

El siguiente paso en la metodología de diseño es efectuar el análisis del transistor. Para ello, se evalúan las características de ganancia, ruido y estabilidad del transistor seleccionado FHR20X a la temperatura criogénica de 77 K. Sin embargo en algunos casos también se presenta la comparación con resultados a la temperatura ambiente de 290 K.

Con el fin de conocer los coeficientes de reflexión que deben presentarse al transistor para proporcionar la ganancia y ruido que cumplan con las especificaciones deseadas, es de gran utilidad generar los círculos de ganancia y ruido constante en las

frecuencias deseadas. En la figura 20 a) se presentan los círculos de ganancia constante de 12 dB y en la figura 20 b) se muestran los círculos de ruido constante de 0.3 dB, ambas a las frecuencias de 10.7, 11.7 y 12.7 GHz.

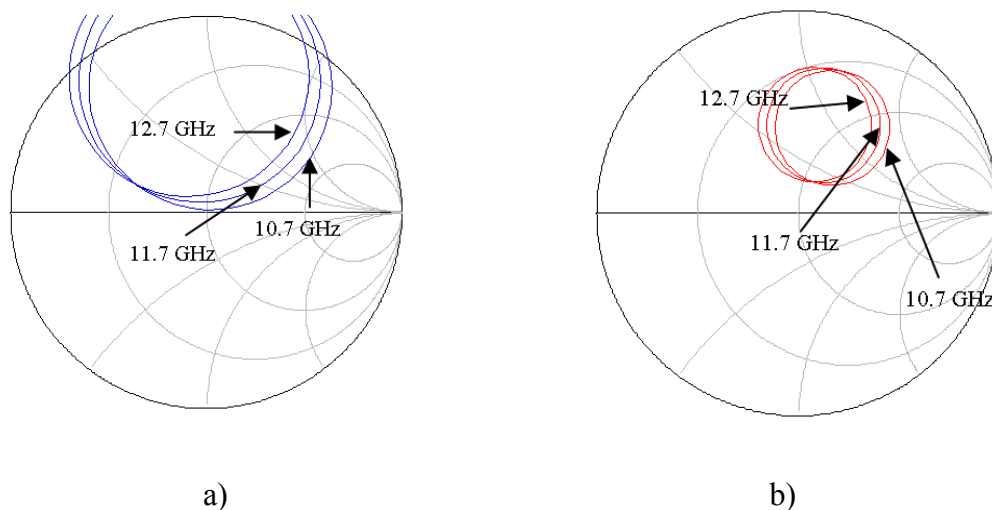


Figura 20. a) Círculos de ganancia constante de 12 dB y b) círculos de figura de ruido constante de 0.3 dB a las frecuencias de 10.7, 11.7 y 12.7 GHz.

La ganancia máxima que puede obtenerse del transistor se muestra en la figura 21 para ambas temperaturas con el propósito de hacer una comparación. Se puede apreciar como aumenta la ganancia al disminuir la temperatura del transistor hasta 77 K.

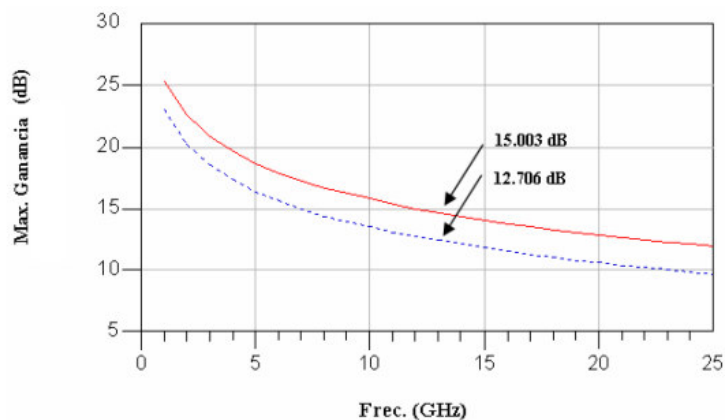


Figura 21. Ganancia máxima del transistor a 290 K (—) y 77 K (---).

En la figura 22 se presentan los factores de estabilidad K y Mu, en donde se puede observar que el transistor es potencialmente inestable puesto que ambos parámetros son menores a la unidad. De manera adicional, en la figura 23 se muestran los círculos de estabilidad para las frecuencias de 10.7, 11.7, 12.7 GHz, de donde se pueden ver las regiones de estabilidad y las de inestabilidad.

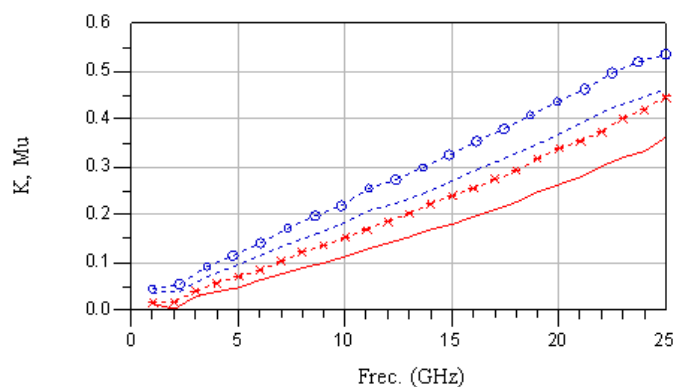


Figura 22. Factores de estabilidad: K a 290 K (—○—) y 77 K (—\*—), y Mu a 290 K (o-o) y 77 K (\*-\*).

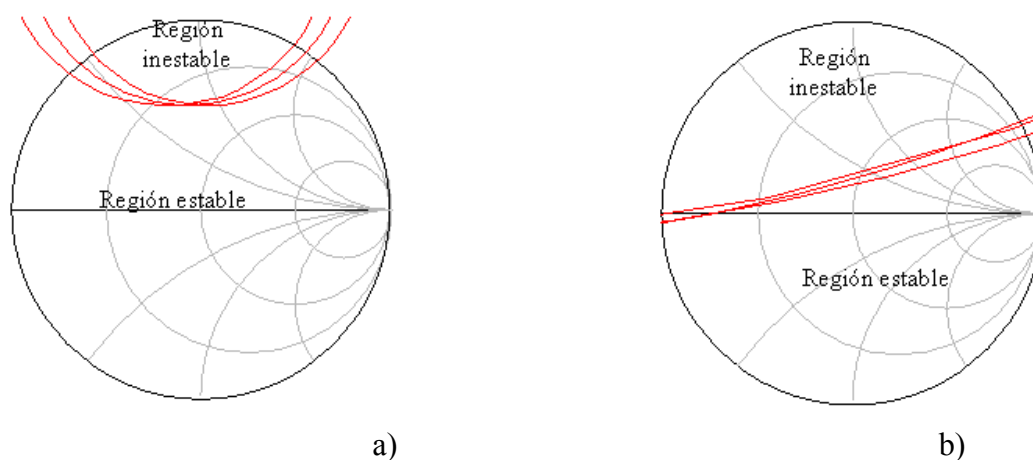


Figura 23. a) Círculos de estabilidad de entrada y b) salida para las frecuencias de 10.7, 11.7 y 12.7 GHz.



#### 4. Influencia de los cables.

El siguiente paso es analizar los efectos producidos por los cables que se utilizarán para conectar el transistor al resto del circuito. Cuando se desea conectar transistores en chip, se utilizan cables cuyo efecto sobre el transistor depende directamente de su longitud, grosor, conductividad y pureza del material. En este trabajo se utilizaron cables de oro con 18 micras de diámetro, los cuales se conectaron de la siguiente manera: un cable de 250 micras para la terminal de compuerta, otro de las mismas dimensiones para el drenaje y dos de 500 micras para la terminal de fuente. En la figura 24 se muestran los parámetros de dispersión del transistor a temperatura criogénica sin considerar el efecto de los cables y considerando los cables con las longitudes antes mencionadas.

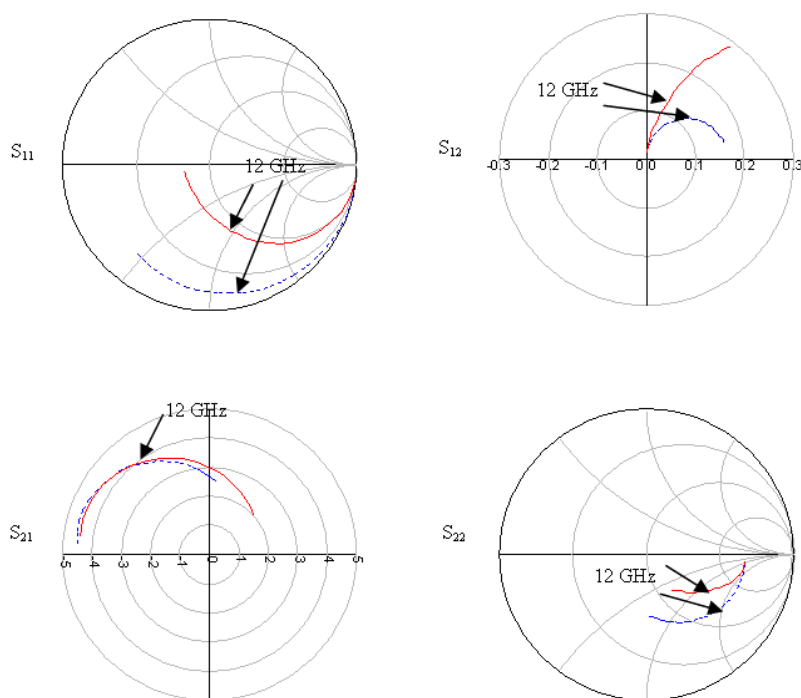


Figura 24. Parámetros de dispersión del transistor sin cables (\_\_\_) y con cables (—).

El cambio en la magnitud y fase de los parámetros del transistor provocado por los cables se puede observar en las figuras 25 y 26, respectivamente. Se puede apreciar en la figura 25 que al introducir los cables se mejora el acoplamiento y su ganancia disminuye, particularmente a frecuencias altas.

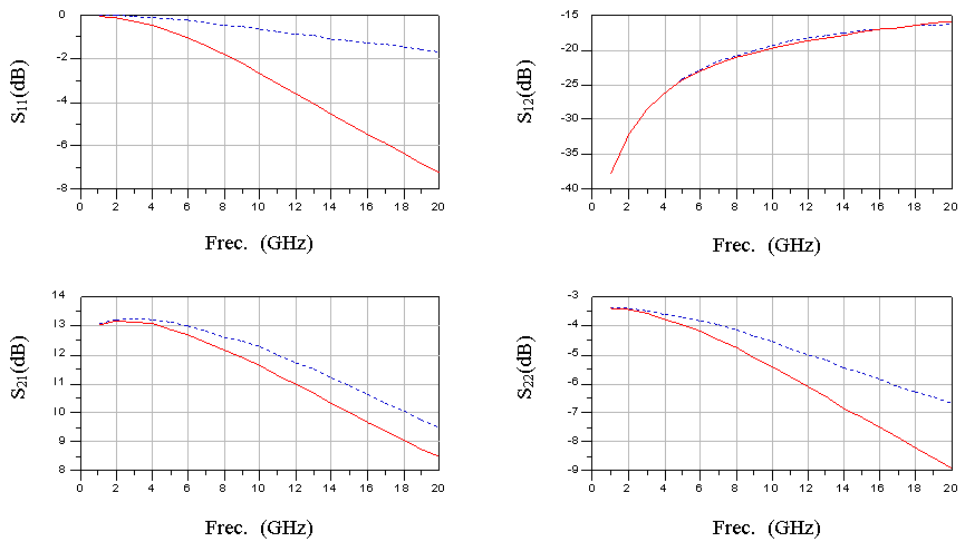


Figura 25. Magnitud de los parámetros de dispersión sin cables (—) y con cables (—).

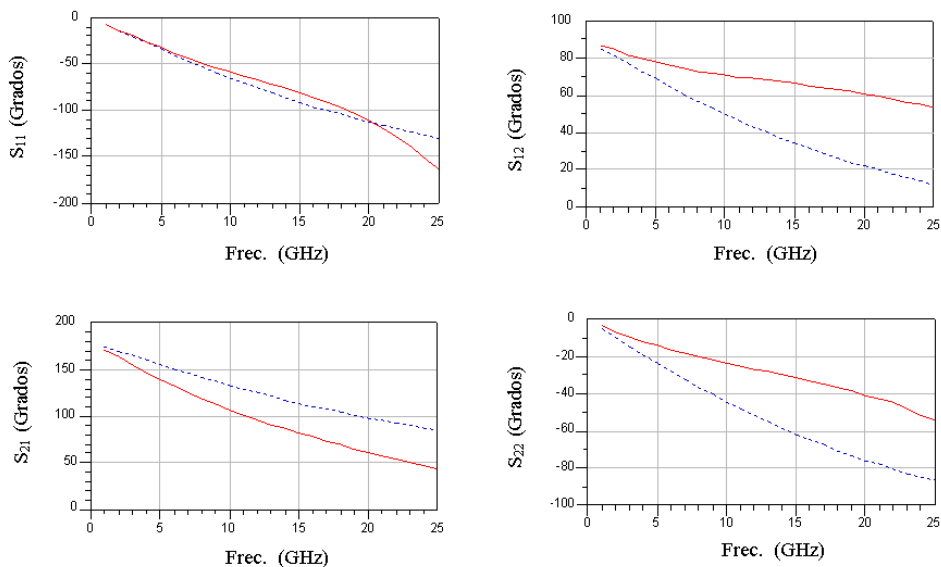


Figura 26. Fase de los parámetros de dispersión sin cables (—) y con cables (—).

Es de gran interés conocer cuánto se degrada la ganancia del transistor debido al efecto de los cables. En la figura 27 se muestra la gráfica de la ganancia máxima disponible y los factores de estabilidad K y Mu del transistor sin cables y con el efecto de los cables. En esta gráfica se puede apreciar que existe una degradación de la ganancia debido al efecto inductivo de los cables a frecuencias elevadas. Asimismo, se puede observar un mejoramiento en la estabilidad del transistor. Los círculos de estabilidad considerando los cables se presentan en la figura 28.

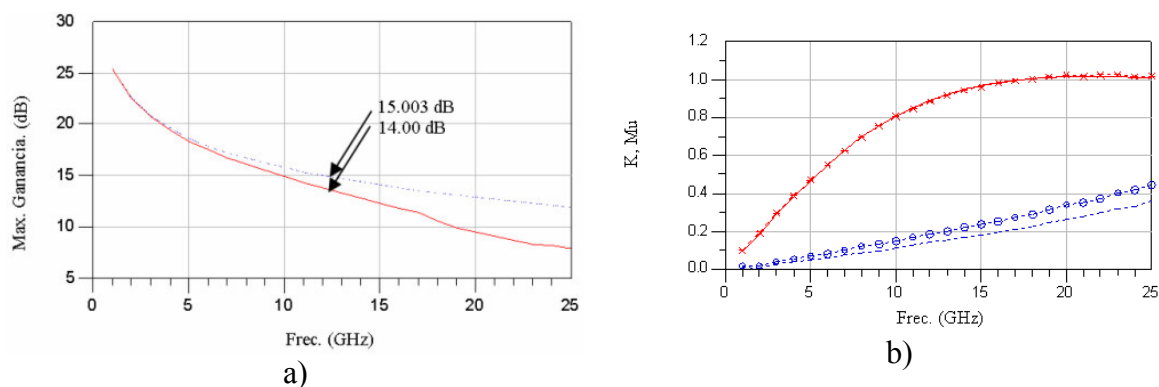


Figura 27. a) Cambio en la ganancia del transistor sin cables(—) y con cables (---) y b) en el factor de estabilidad K sin cables(—) y con cables(---) y Mu sin cables(o-o) y con cables (\*-\*)

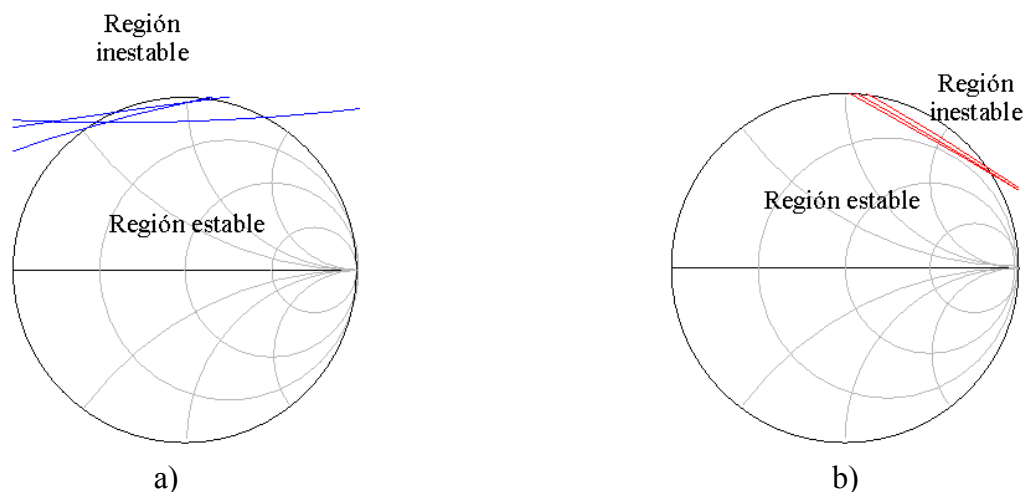


Figura 28. a) Círculos de estabilidad de fuente y b) de carga del transistor con cables.

El efecto de los cables sobre los parámetros de ruido se puede apreciar en la figura 29, donde se ilustra el ruido mínimo y la resistencia de ruido con y sin cables. Se puede apreciar un ligero aumento en la figura de ruido mínima. El efecto de los cables sobre el coeficiente de reflexión óptimo y en los círculos de ganancia constante de 12 dB y ruido constante de 0.3 dB para las frecuencias de 10.7, 11.7 y 12.7 GHz, se muestran en las figuras 30a) y 30b), respectivamente.

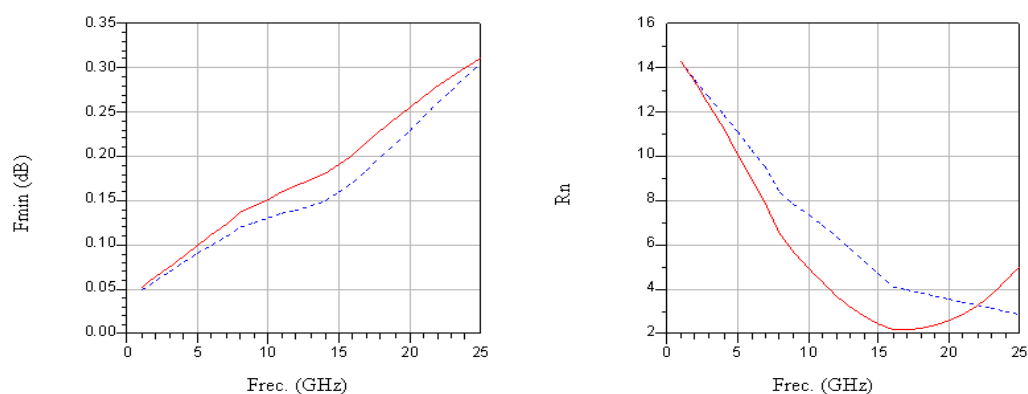


Figura 29. Ruido mínimo y  $R_n$  sin (—) y con cables (---), respectivamente.

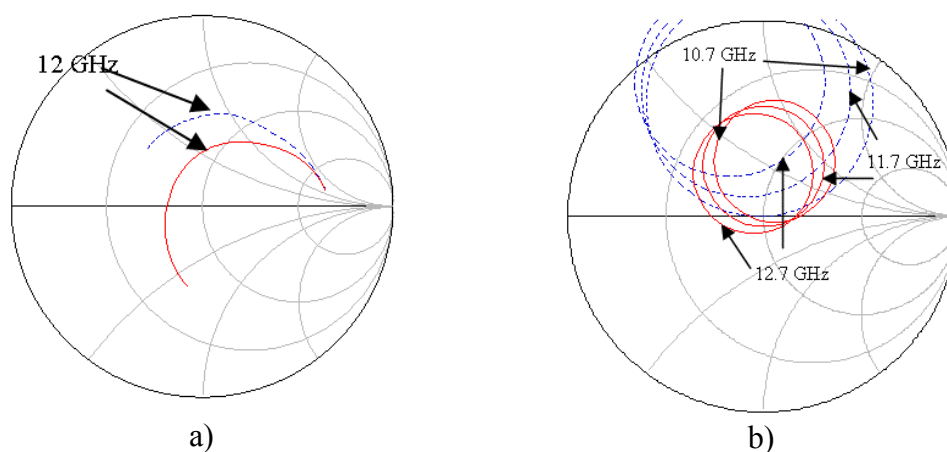


Figura 30. a) Coeficiente de reflexión óptimo sin (—) y con cables (---) y b) círculos de ganancia constante (—) de 12 dB y de ruido constante (---) de 0.3 dB.

## 5. Diseño de las redes de alimentación o de polarización.

Se efectúa el diseño de las redes de alimentación o de polarización siguiendo una topología de filtro pasabajos. Para ello, se considera una trayectoria que contiene inductancias en serie (líneas de alta impedancia) y elementos capacitivos (stubs radiales) en paralelo, de manera que la CD se propaga y la RF se bloquea hacia la dirección del pequeño elemento metálico “Pad” que se utiliza para conectar la alimentación de CD, como se muestra en la figura 31. En esta figura se muestra la topología de una red de alimentación o de polarización, donde  $E_1$ ,  $E_2$  y  $E_3$  son Stubs radiales,  $R_1$  es una resistencia de  $50 \Omega$  utilizada para mejorar la estabilidad,  $Z_1$  es una línea de impedancia de  $50 \Omega$ , y  $Z_2$ ,  $Z_3$  y  $Z_4$  son líneas de alta impedancia y longitud eléctrica de aproximadamente 90 grados.

La red de alimentación se diseña ajustando la longitud y ángulo de los Stubs radiales así como el ancho y largo de las líneas de alta impedancia, de manera que toda la red tenga pérdidas por transmisión tan cercanas a cero como sea posible ( $S_{21} \approx 0$  dB) ó de manera equivalente, que las pérdidas por regreso sean menores a -20 dB en toda la banda y de ser posible hasta -40 dB en la frecuencia central.

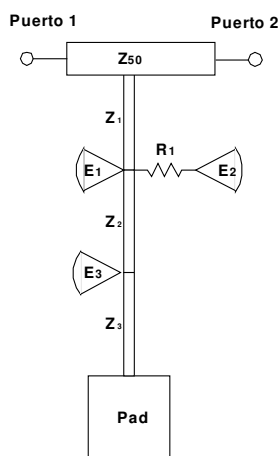


Figura 31. Topología de las redes de alimentación.

En la tablas II y III se muestran las impedancias y dimensiones de los Stubs para las redes de polarización diseñadas en la banda de 10.7 a 12.7 GHz.

Tabla II. Impedancias de la red de polarización

Sustrato	$Z_{50}/\theta_{50}$	$Z_1/\theta_1$	$Z_2/\theta_2$	$Z_3/\theta_3$	$R_1$
Duroid 6010	$50 \Omega / 15^\circ$	$73\Omega / 95^\circ$	$73\Omega / 95^\circ$	$73 \Omega / 95^\circ$	$50 \Omega$

Tabla III. Dimensiones de los Stubs de la red de polarización.

Sustrato	$L_1/ \alpha_1 / X_1$	$L_2/ \alpha_2 / X_2$	$L_3/ \alpha_3 / X_3$
Duroid 6010	$1.46 \text{ mm} / 70^\circ / 0.1\text{mm}$	$1.46 \text{ mm} / 70^\circ / 0.1\text{mm}$	$1.46 \text{ mm} / 70^\circ / 0.1\text{mm}$

La transformación de líneas de transmisión a elementos en tecnología de microcinta se llevó a cabo mediante el programa LINE CAL de ADS, para un sustrato de Duroid 6010 con constante dieléctrica  $\epsilon_r=10.5$ , pérdidas tangenciales de 0.002, espesor del dieléctrico de  $h=0.254 \text{ mm}$  y un espesor del conductor de cobre  $t= 0.0178 \text{ mm}$ . Las dimensiones obtenidas son las que se muestran en la tabla IV.

Tabla IV. Dimensiones de los elementos de la red de polarización en microcinta.

Sustrato	$W_{50}/L_{50}$	$W_{1,2,3}/L_{1,2,3}$	$R_1$ de $50 \Omega$ en Chip
Duroid 6010	$0.215 / 0.5\text{mm}$	$0.072 \text{ mm} / 2.653 \text{ mm}$	$1.28 \text{ mm} / 1.98 \text{ mm}$

Para soldar la resistencia de  $50 \Omega$  en chip modelo RSW/CB/50/2/T de la compañía TRX Inc., se agregó en el esquemático para la simulación un “Pad” con 1.28 mm de ancho por 0.5 mm de largo entre la línea de alta impedancia y la resistencia de, y otro de las mismas dimensiones entra la resistencia de  $50 \Omega$  y el Stub radial  $E_2$ . En la figura 32 se muestra el comportamiento de las pérdidas por regreso y por transmisión de la red diseñada

para la banda de frecuencia de 10.7 a 12.7 GHz. En esta figura, se puede apreciar que las pérdidas por transmisión máximas son de  $-0.06$  dB y las pérdidas por regreso son menores a  $-25$  dB en toda la banda y alcanzan  $-57$  dB en la frecuencia central, lo cual representa un comportamiento excelente.

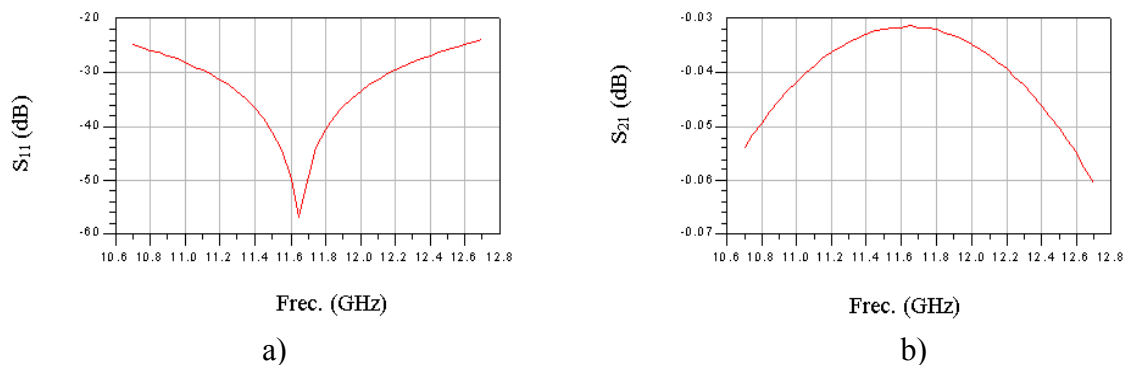


Figura 32. a) Pérdidas por regreso y b) por transmisión para la red de polarización.

## 6. Establecer coeficientes de reflexión.

Los coeficientes de reflexión que se presentarán al transistor para cumplir con las especificaciones deseadas, generalmente se establecen tomando en cuenta las condiciones de estabilidad, ganancia, y ruido.

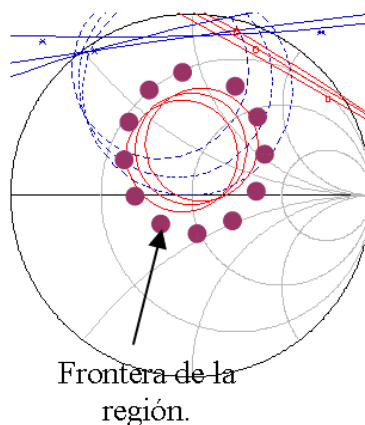


Figura 33. Región para los coeficientes presentados al transistor.

En la figura 33 se presenta la región en donde se deben ubicar los coeficientes que deben presentarse al transistor y se ha seleccionado de acuerdo a los círculos de estabilidad, ganancia (12 dB) y ruido (0.3 dB) proporcionados anteriormente.

### 7. Diseño de las redes de acoplamiento.

El siguiente paso en la metodología de diseño fue diseñar y analizar varias redes de acoplamiento para los puertos de entrada y salida, de las cuales la topología mostrada en la figura 34 resultó ser la más adecuada para el diseño que se persigue.

Las redes de acoplamiento de entrada y salida están compuestas por la conexión en cascada de tres líneas con diferente impedancia y longitud eléctrica, y con una línea adicional de  $50 \Omega$  en cada red.

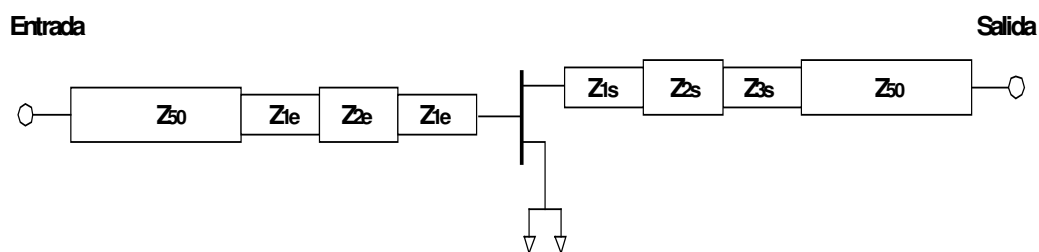


Figura 34. Diagrama esquemático de las redes de acoplamiento del amplificador.

En la Tabla V se muestran los valores de las impedancias y longitudes eléctricas de las líneas de transmisión empleadas en la red de acoplamiento de entrada (RAE) y salida (RAS).



Tabla V. Impedancias y longitudes eléctricas de las redes RAE y RAS optimizadas.

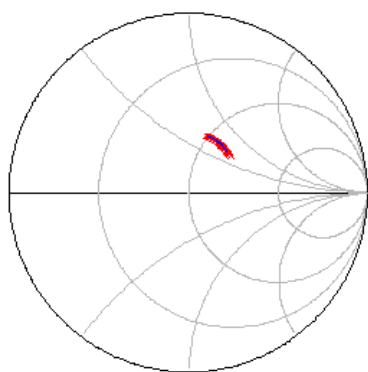
RED	$Z_1/\theta_1$	$Z_2/\theta_2$	$Z_3/\theta_3$
Entrada	49.838 $\Omega$ / 55.25°	36.07 $\Omega$ / 115.22 °	52.84 $\Omega$ / 51.68 °
Salida	55.78 $\Omega$ / 96.17°	36.60 $\Omega$ / 57.55 °	48.89 $\Omega$ / 75.96°

La transformación de las redes de acoplamiento de las líneas de transmisión a su equivalente tecnología de microcinta se llevó a cabo mediante la herramienta LINECALC de ADS obteniéndose los resultados que se muestran en la Tabla VI.

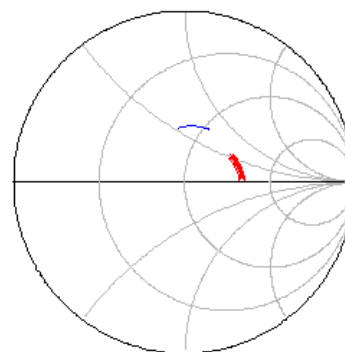
Los resultados del análisis de las redes de acoplamiento se presentan en la figura 35, en donde se puede apreciar que los coeficientes presentados por la red de entrada y por la red de salida se encuentran dentro de la región establecida.

Tabla VI. Dimensiones físicas de las redes de acoplamiento en microcinta para el sustrato de Duroid 6010.

RED	$W_1/L_1$	$W_2/L_2$	$W_3/L_3$
Entrada	0.216 mm / 1.470 mm	0.411 mm / 2.945 mm	0.189 mm / 1.386 mm
Salida	0.165 mm / 2.597 mm	0.401 mm / 1.476 mm	0.226 mm / 2.017 mm



a)



b)

Figura 35. Comportamiento de los coeficientes de reflexión de entrada (\*\*\*) y salida (\_\_\_) de: a) la red de entrada y b) la red de salida.

## 8. Análisis del amplificador.

En la figura 36 se presenta el diagrama esquemático del amplificador, el cual está formado por la conexión en cascada de la red de alimentación de entrada, la red de acoplamiento de entrada, el transistor con sus cables conectados, la red de acoplamiento de salida y la red de alimentación de salida.

La red de alimentación diseñada en el punto 5 de la sección IV.2, y mostrada en la figura 31, se utiliza tanto en la entrada como en la salida del amplificador. Los elementos de las redes de acoplamiento de entrada y salida tienen la estructura mostrada en la figura 34 y sus dimensiones se encuentran tabuladas en la Tabla VI.

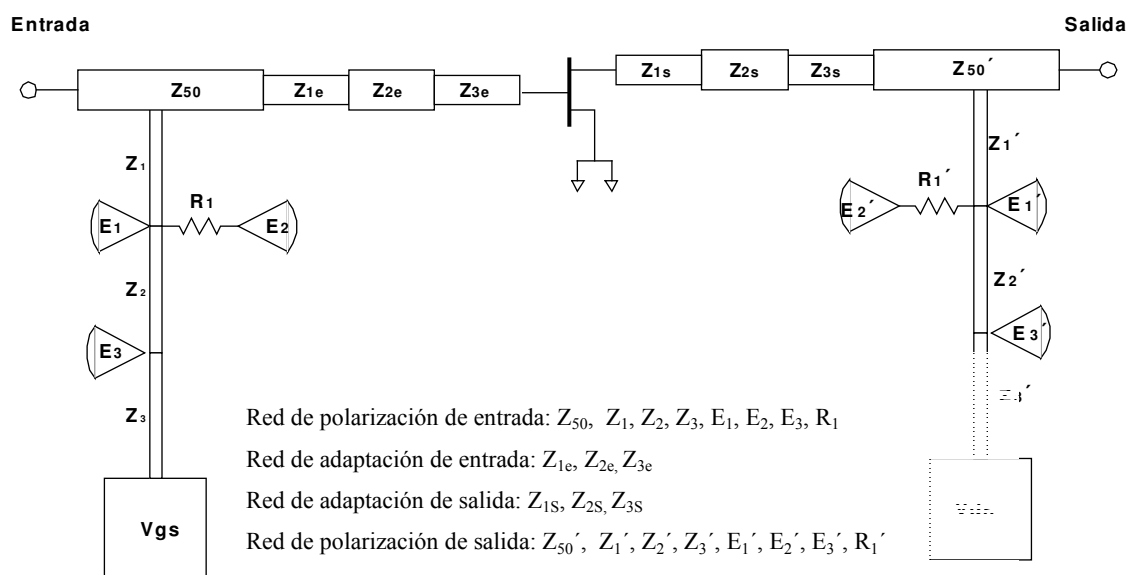


Figura 36. Diagrama esquemático del amplificador diseñado de 10.7 a 12.7 GHz.

En las figuras 37 y 38 se muestran los resultados del análisis del amplificador en la banda de 6 a 20 GHz y en la banda de 10.7 a 12.7 GHz. Se puede observar que las pérdidas por regreso dentro de la banda de diseño son menores a -10 dB, la ganancia es de  $12 \pm 1$  dB, con un comportamiento de ruido de  $0.3825 \pm 0.0575$  dB. Por otro lado, en las figuras 39 a) y 39b) se presentan los resultados del factor de estabilidad en las bandas de 6 a 20 GHz y de 10.7 a 12.7 GHz, respectivamente. Se puede observar que el factor Mu es muy cercano a 1 resultando  $\text{Mu} = 0.92 \pm 0.075$  en toda la banda de interés.

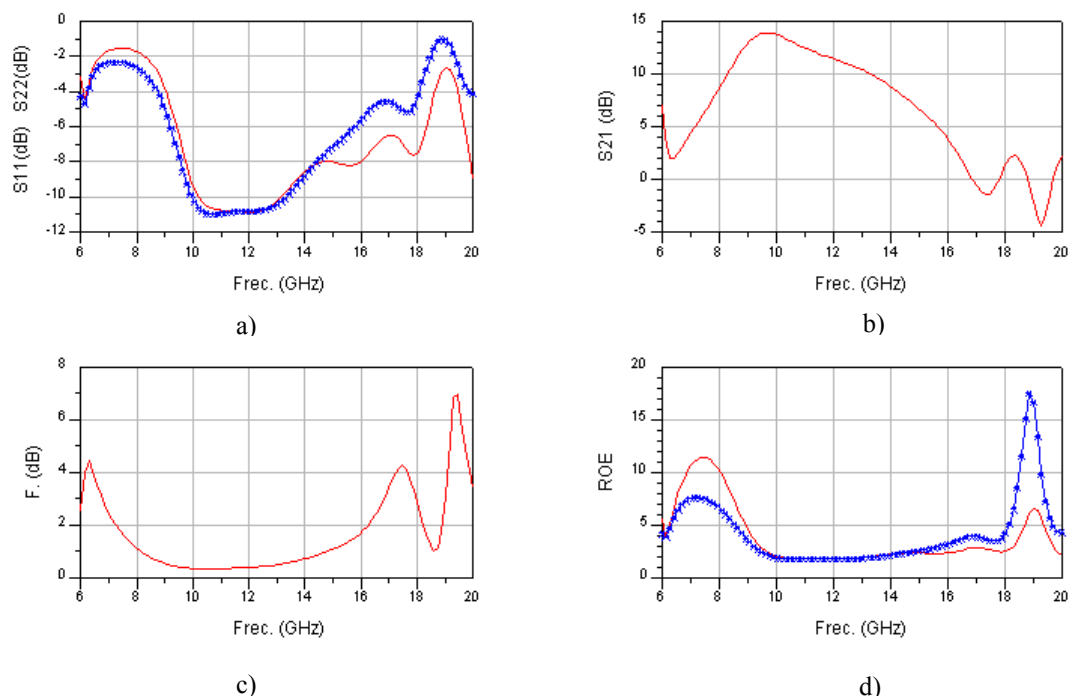


Figura 37. a) Pérdidas por regreso en la entrada (—) y salida (\*-\*), b) ganancia, c) figura de ruido d) ROE de entrada (—) y ROE de salida (\*-\*) en la banda de 6 a 20 GHz.

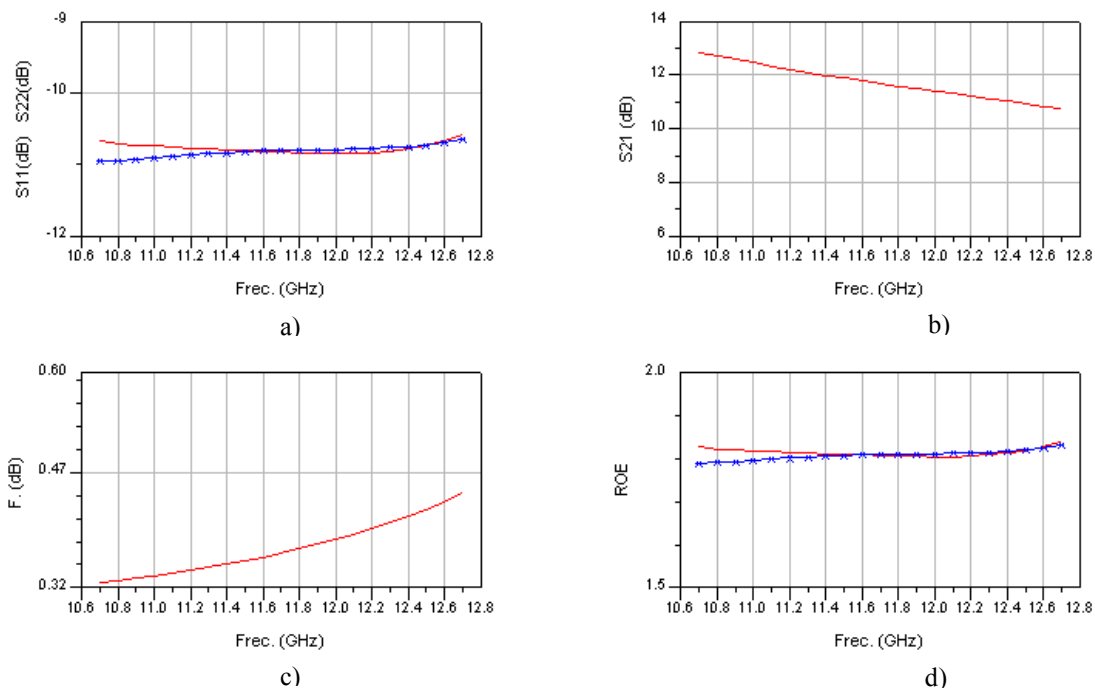


Figura 38. a) Pérdidas por regreso en la entrada (—) y salida (\*-\*), b) ganancia, c) figura de ruido, d) ROE de entrada (—) y ROE de salida (\*-\*) en la banda de 10.7 a 12.7 GHz.

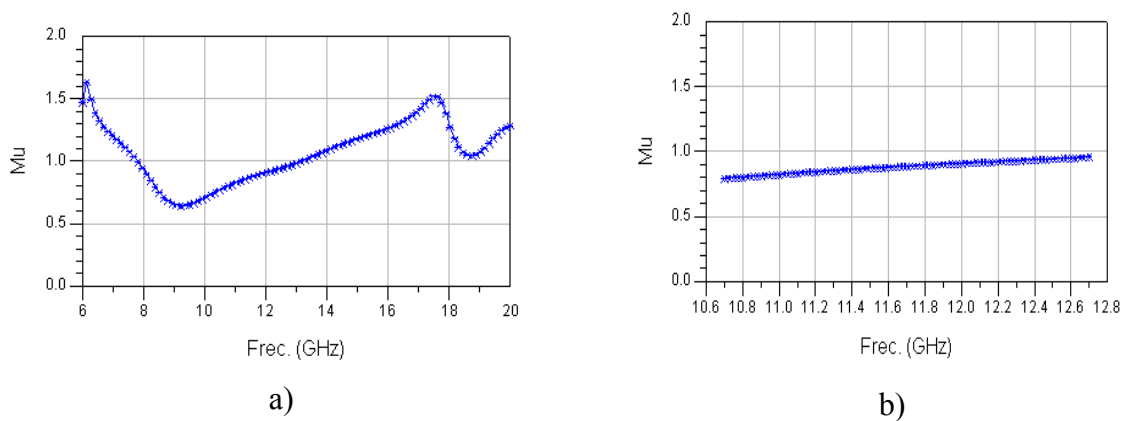


Figura 39. Factor de estabilidad  $\mu$  del amplificador: a) en la banda de 6 a 20 GHz y b) en la banda de 10.7 a 12.7 GHz.



La distancia entre la salida de la red de entrada y la entrada de la red de salida es de 0.430 mm, la cual se ha elegido con el fin de permitir un espacio de 0.035 mm entre la región destinada para el transistor y las redes de acoplamiento. Este espacio es importante para manipular más fácilmente el transistor al momento del ensamble.

Es importante considerar el mecanismo por el cual serán conectados los cables que van de la fuente del transistor a los planos de tierra. Para ello, se muestran sobre el layout dos hoyos metalizados separados una distancia “c” del transistor.

La distancia “c” mostrada en el layout permite controlar la longitud de los cables al momento de soldarlos sobre el transistor. La distancia “c” se calcula a partir de la siguiente ecuación:

$$c = \left( l_c^2 - (h_t - h_c)^2 \right)^{1/2}, \quad (56)$$

donde  $l_c$  es la longitud del cable deseado,  $h_t$  es el espesor del transistor y  $h_c$  el espesor del conductor, como se indica en la figura 41. En dicha figura se indican también las dimensiones del transistor utilizado.

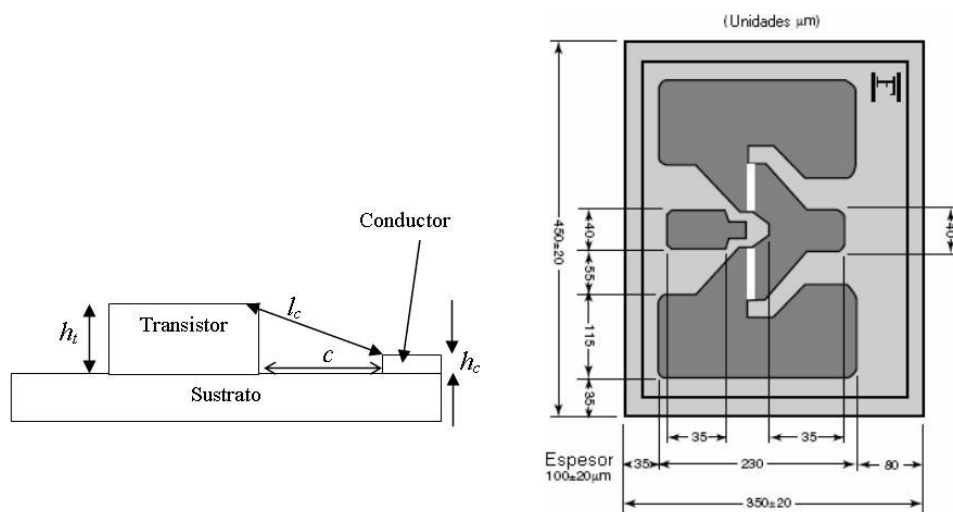


Figura 41. Dimensiones del transistor y cálculo de la distancia "c".

Enseguida, se emplea un proceso fotolitográfico desarrollado en los laboratorios de CICESE para construir el circuito impreso del amplificador. Para ello, el layout mostrado en la figura 40, y con las dimensiones físicas de los elementos circuitales, se dibuja a una escala (p. ej. de 20:1) para generar la mascarilla del circuito. Posteriormente, se graba en el substrato de Duroid 6010 seleccionado, el cual tiene una constante dieléctrica  $\epsilon_r=10.5$ , espesor  $h=0.254$  mm, pérdidas tangenciales de 0.002 y conductor de cobre de espesor  $t=0.0127$  mm. El circuito final se midió con un microscopio y se obtuvieron resultados que se comparan con los obtenidos del diseño como sigue:

En las tablas VII y VIII se muestran las dimensiones de la red de acoplamiento de entrada RAE y salida RAS respectivamente y los errores obtenidos en la fabricación de la mascarilla. Donde W son los anchos y L corresponde a los largos de las líneas de la RAE mostradas en la figura 36.

El circuito final grabado sobre el substrato se muestra en la figura 42. Las dimensiones de las líneas de la RAE y la RAS medidas y sus errores porcentuales se presentan en las tablas IX y X respectivamente.

Tabla VII. Dimensiones de la mascarilla para los elementos de la RAE.

RED Entrada	$W_{1e}/L_{1e}$	$W_{2e}/L_{2e}$	$W_{3e}/L_{3e}$
Diseñado	0.216 mm / 1.470 mm	0.411 mm / 2.945 mm	0.189 mm/ 1.386 mm
Fabricado	0.217 mm / 1.486 mm	0.417 mm / 2.975 mm	0.195 mm/ 1.400 mm
Error %	0.4/1	1.5/1	3.5/1

Tabla VIII. Dimensiones de la mascarilla para los elementos de la RAS.

RED Salida	$W_1/L_1$	$W_2/L_2$	$W_3/L_3$
Diseñado	0.165 mm / 2.597 mm	0.401 mm / 1.476 mm	0.226 mm / 2.017 mm
Fabricado	0.169 mm / 2.608 mm	0.413 mm / 1.488 mm	0.229 mm / 2.032 mm
Error %	2.4/1	3/1	1.3/1

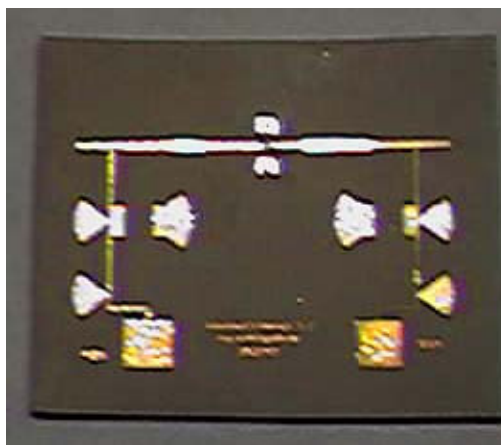


Figura 42. Circuito del amplificador.

Tabla IX. Dimensiones de los elementos del circuito impreso de la RAE.

RED Entrada	$W_1/L_1$	$W_2/L_2$	$W_3/L_3$
Diseñado	0.216 mm / 1.470 mm	0.411 mm / 2.945 mm	0.189 mm / 1.386 mm
Fabricado	0.217 mm / 1.486 mm	0.417 mm / 2.975 mm	0.195 mm / 1.400 mm
Error %	0.4/1	1.5/1	3.5/1

Tabla X. Dimensiones de los elementos del circuito impreso de la RAS.

RED Salida	$W_1/L_1$	$W_2/L_2$	$W_3/L_3$
Diseñado	0.165 mm / 2.597 mm	0.401 mm / 1.476 mm	0.226 mm / 2.017 mm
Fabricado	0.169 mm / 2.608 mm	0.413 mm / 1.488 mm	0.229 mm / 2.032 mm
Error %	2.4/1	3/1	1.3/1



Enseguida se procede a ensamblar el amplificador. El ensamble consiste en montar el transistor y las resistencias sobre el circuito construido y conectarlo a las redes de acoplamiento y a los planos de tierra. Para ensamblar el transistor al amplificador se siguieron los siguientes pasos: se limpió perfectamente la superficie del circuito para eliminar la presencia de polvo o grasa, se depositó pegamento conductor (Epoxy EPO-TEK H20E) en el espacio destinado para el transistor, se colocó el transistor sobre el epoxy y se dejó secar a la temperatura de  $80^{\circ}\text{C}$  durante una hora. Enseguida se soldó el transistor a las redes de acoplamiento y a los planos de tierra mediante la máquina soldadora Termosónica HyBond mod. 572, disponible en el laboratorio de altas frecuencias del CICESE. El circuito final y un acercamiento de los elementos adheridos (transistor, resistencias y transición coplanar-microcinta) se muestran en la figura 43. Es importante mencionar que las transiciones (ProbePoint 05 de la compañía JmicroTechnology) se agregaron con el fin de poder medir el amplificador dentro de la cámara criogénica.

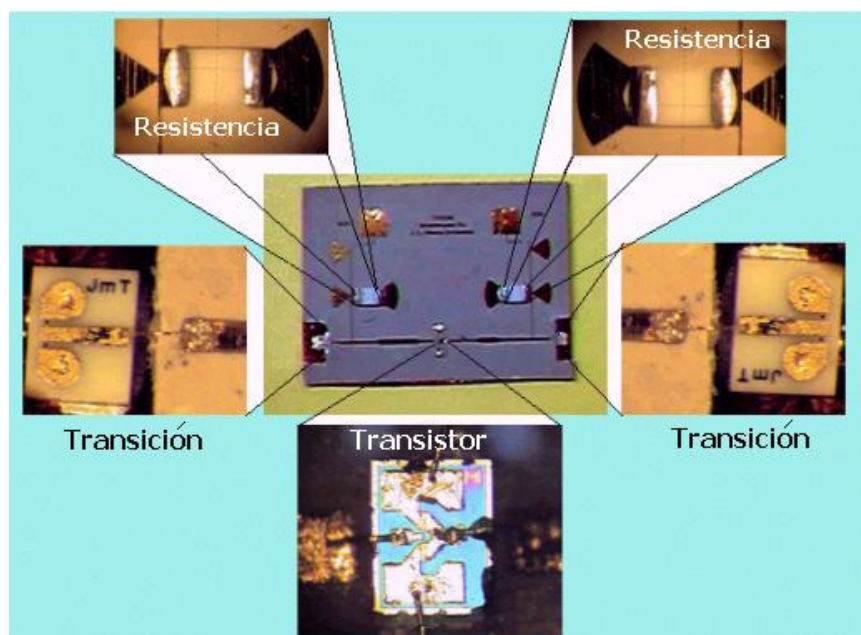


Figura 43. Amplificador final construido y ensamblado.

#### IV.4 Diseño y construcción del crióstato de RF.

Para enfriar el amplificador de microondas diseñado y construido en este trabajo y mantenerlo a la temperatura de 77 K, se diseñó y construyó un crióstato portátil basado en nitrógeno líquido. Este crióstato debe operar en condiciones de vacío y baja temperatura (77 K) y se compone de tres subsistemas: un subsistema de RF y CD, un subsistema de enfriamiento y un subsistema de vacío necesario para el subsistema de enfriamiento. En las secciones siguientes se describen las partes que componen el crióstato o sistema de enfriamiento completo.

##### IV.4.1 Diagrama general y las partes más trascendentes del crióstato.

En la figura 44 se indican los principales componentes que lo integran y que se describen más adelante de acuerdo al subsistema al cual pertenecen. En la Tabla XI se hace un resumen de las piezas del crióstato de acuerdo al diagrama general mostrado en la figura 44, indicando con la letra R aquellos componentes que pertenecen al subsistema de RF y CD, con la letra E a los que pertenecen al subsistema de enfriamiento y con la letra V a los que pertenecen al subsistema de vacío.

Tabla XI. Piezas del sistema y su categoría.

Pieza	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k	l	m	n	ñ
Subsistema	R	R	R	E	E	E	E/V	E	V	V	V	V	V	V	V

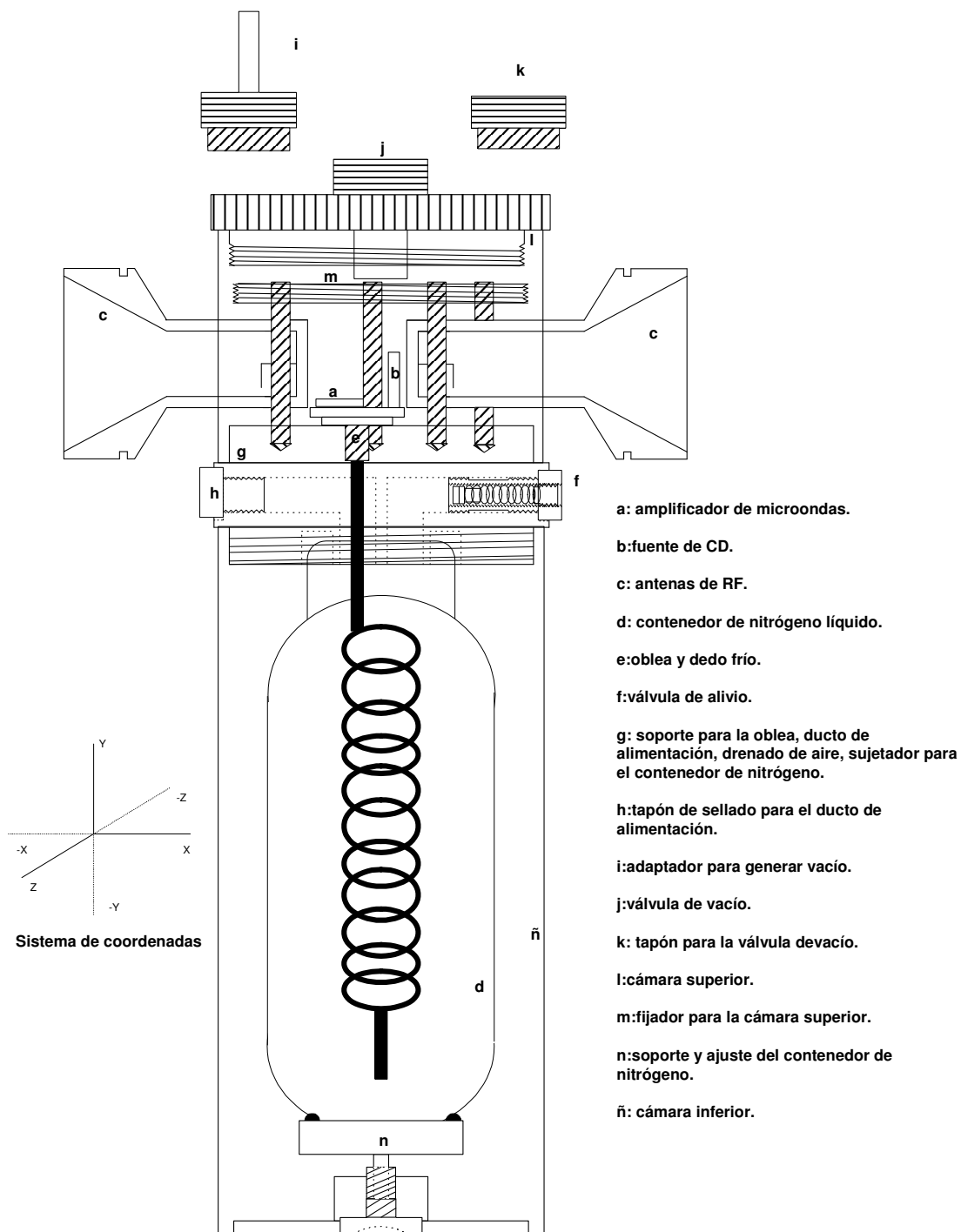


Figura 44. Diagrama general del crióstato.

#### **IV.4.2 El subsistema de RF y de CD.**

Como se indica en la Tabla XI, el subsistema de RF y CD se compone de un amplificador de microondas (pieza a), una fuente de CD (pieza b) y dos alimentadores de guía de onda circular conocidas también como antenas de corneta (piezas c). La primera de éstas se utiliza en la entrada para recibir la señal del satélite y la de salida para transmitir la señal amplificada hacia el LNB del sistema de recepción de señales vía satélite en banda Ku.

##### **IV.4.2.1 Diseño y construcción de los alimentadores de guía de onda.**

En la figura 45 se presenta una antena de abertura cónica cuyos parámetros son el radio de abertura  $r$ , la altura del cono  $L$ , el ángulo de abocinamiento  $\theta$ , la longitud del detector  $L_d$ , la distancia del detector al plano de tierra  $D_p$ , la longitud  $L_g$  de la guía de onda y el radio  $r_g$  de la guía de onda. El diseño de la antena comprende dos aspectos: el diseño de la abertura cónica y el alimentador de guía de onda circular.

Las guías de onda permiten la propagación de ondas dentro de un rango de frecuencia determinado por sus dimensiones. Para que la propagación tenga lugar, la configuración de los campos eléctricos y magnéticos de las ondas deben satisfacer ciertas condiciones. La propagación puede ocurrir con pérdidas muy bajas si las longitudes de onda de operación son más cortas que un cierto valor crítico, llamada longitud de onda de corte.

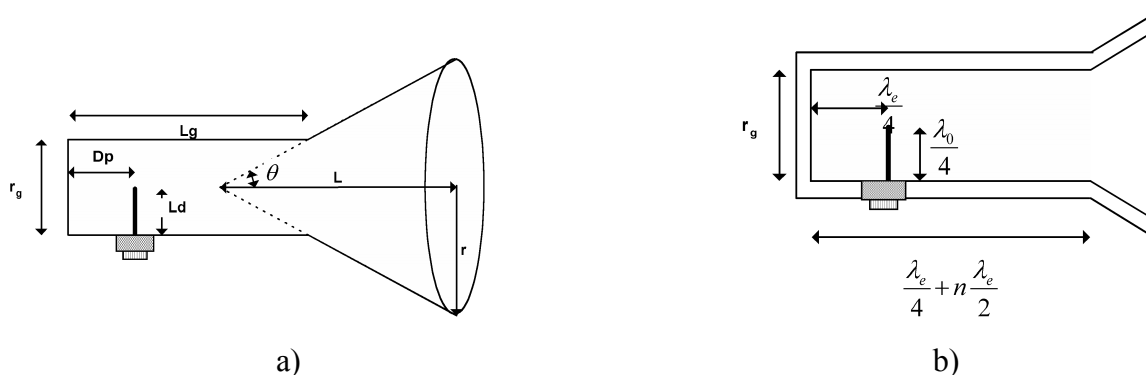


Figura 45. a) Antena de corneta cónica con alimentador de guía de onda circular, b) alimentador de guía de onda circular.

Si la longitud de onda es más larga, o la frecuencia de operación correspondiente es más baja que el valor de corte, ocurrirán pérdidas extremadamente altas. El modo de la frecuencia de corte más baja que se propagará en la guía de onda circular es el modo transversal eléctrico ( $TE_{1,1}$ ) y se le llama "*modo dominante*".

Uno de los parámetros que determinan la guía de onda es su diámetro denominado como  $r_g$  en la figura 45. Este se debe determinar considerando los otros modos de propagación para asegurar que el único modo de propagación sea el dominante [Lal Chand, 2002]. Las longitudes de onda de corte en los modos más importantes son:  $\lambda_{c1,1} = 1.7065 r_g$  para el modo  $TE_{1,1}$ ,  $\lambda_{c0,1} = 1.31 r_g$  para el modo  $TM_{0,1}$  y  $\lambda_{c2,1} = 1.03 r_g$  para el modo  $TE_{2,1}$ .

El diámetro de la guía está limitado por la banda de frecuencias de operación y se elige de manera que la frecuencia de operación deseada se encuentre entre la frecuencia de corte de los modos  $TE_{1,1}$  y  $TM_{0,1}$ . La frecuencia de operación debe quedar siempre por debajo de la frecuencia de corte del modo  $TE_{2,1}$ . De esta forma, sólo el modo dominante se propaga y los otros modos no pueden propagarse a menos que lo hagan con una atenuación excesiva. Con lo anterior se establecen los límites dentro de los cuales debe mantenerse el

diámetro, para permanecer entre las longitudes de onda de corte correspondientes a los modos TE<sub>1,1</sub> y TE<sub>2,1</sub>. Un valor aceptable que se encuentra dentro de los límites es:

$$r_g = \frac{3}{4} \lambda_0. \quad (52)$$

La longitud de onda estacionaria para la máxima excitación del modo dominante es:

$$\lambda_e = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{c1,1}}\right)^2}}, \quad (53)$$

donde  $\lambda_e$  es la longitud de onda estacionaria en la guía,  $\lambda_{c1,1}$  es la longitud de onda asociada al modo TE<sub>1,1</sub> y  $\lambda_0 = c/f_0$  es la longitud de onda de la frecuencia de diseño  $f_0$  (en este trabajo  $f_0 = 12$  GHz). Con la configuración mostrada en la figura 45 b) se recomienda que la dimensión del detector sea de un cuarto de la longitud de onda de operación, que la distancia del detector al plano de tierra sea un cuarto de la longitud de onda estacionaria de la guía y que la longitud de la guía de onda se calcule como:

$$L_g = \frac{\lambda_e}{4} + n \frac{\lambda_e}{2}, \quad \text{con } n = 1, 2, 3, 4, \dots \quad (54)$$

Se puede observar que la longitud de la guía de onda no es única y que se repite cada media longitud de onda. Este tipo de cornetas se estudian suponiendo que el único modo que se propaga es el modo dominante de la guía de onda circular y sólo se le añade a esta descripción un factor de fase  $s$  debido al ángulo que forman las paredes, el cual se da de la siguiente manera:

$$s = \frac{r^2}{2\lambda_0 L}, \quad (55)$$

donde  $r$  es el radio de la apertura de la antena o alimentador,  $\lambda_0$  la longitud de onda, y  $L$  es la altura del cono.

En este trabajo de tesis se diseñó el alimentador para operar a la frecuencia central de 12 GHz con un radio de abertura de 47.5 mm, necesario para acoplar el alimentador de guía de onda a un amplificador - convertidor LNB “LNBF Universal Ku”. Se propuso un factor de fase  $s = 0.2$  para obtener niveles bajos de lóbulos secundarios. En la tabla XII se encuentran tabuladas las dimensiones de las antenas diseñadas. Se puede apreciar en esta tabla que con excepción de la longitud  $L_g$ , todas las dimensiones son iguales para las dos antenas.

Tabla XII. Dimensiones de las antenas de entrada y salida.

Antena	$r(\text{mm})$	$L(\text{mm})$	$\Theta(\text{Grad.})$	$r_g(\text{mm})$	$L_d(\text{mm})$	$L_g(\text{mm})$	$D_p(\text{mm})$
Entrada	23.675	43.96	28.3	17.6	6.4	34.97	9.33
Salida	23.675	43.96	28.3	17.6	6.4	44.67	9.33

De acuerdo con la teoría antes mencionada, y con las dimensiones mostradas en la tabla XII, se construyeron las antenas obteniéndose los resultados que se muestran en la figura 46. En la figura 46 a) se muestran las antenas de entrada y salida ensambladas en la cámara de vacío superior, mientras que en la figura 46 b) se presenta una fotografía de la parte de las antenas que va hacia el centro de la cámara, en donde se indica la pieza que soporta al detector. Esta pieza se fija en el centro de la guía de onda sobre el empaque que

se indica en la misma figura. El otro lado del soporte del detector se conecta al puerto de entrada del amplificador diseñado.



Figura 46. a) Antenas de corneta, b) alimentador y soporte para el detector.

#### IV.4.2.2. Diseño de la fuente de voltaje de CD.

La fuente de alimentación se diseñó y construyó empleando tecnología de montaje de superficie y fue diseñada para proporcionar un voltaje negativo entre 0 y  $-2$  V, para alimentar la terminal de compuerta del transistor y un voltaje regulado entre 0 y 3 V, para alimentar la terminal de drenaje.

Para el diseño de la fuente se dispone en la entrada de una fuente con voltaje positivo, entre 8 y 18 volts, y deberá soportar un voltaje máximo de 38 V. Posteriormente este voltaje se regula a 5 V mediante un regulador de voltaje ajustable LM317 de *Texas Instruments*. A la salida del regulador se tendrán 5 V y se calcula un circuito divisor de voltaje para que el transistor opere con 2 V y 10 mA en sus terminales de drenaje-fuente. Por otra parte, mediante un inversor de voltaje ICL7660 de *Maxim Dallas Semiconductor* se convierte de +5 V tomados a la salida del regulador, a un voltaje negativo de -5 V y



posteriormente, mediante un divisor de voltaje, se tendrá el voltaje negativo necesario para la polarización de la compuerta. Este divisor se calculó para obtener un voltaje de compuerta regulado y ajustable entre 0 V y -2 V.

En la figura 47 se muestra el diagrama esquemático de la fuente de alimentación, donde los capacitores C1 y C2 se utilizan para filtrar las componentes de AC, los diodos D1 y D2 se emplean para protección de polarización, C3 y C4 son los capacitores calculados para que el ICL7660 opere como inversor, R1 y R2 se calculan para ajustar al regulador de voltaje, y finalmente R4 ajusta la corriente de drenaje y R3, y R5 son las resistencias calculadas del divisor de voltaje de compuerta. El potenciómetro R5 se utiliza para ajustar y establecer el voltaje de compuerta.

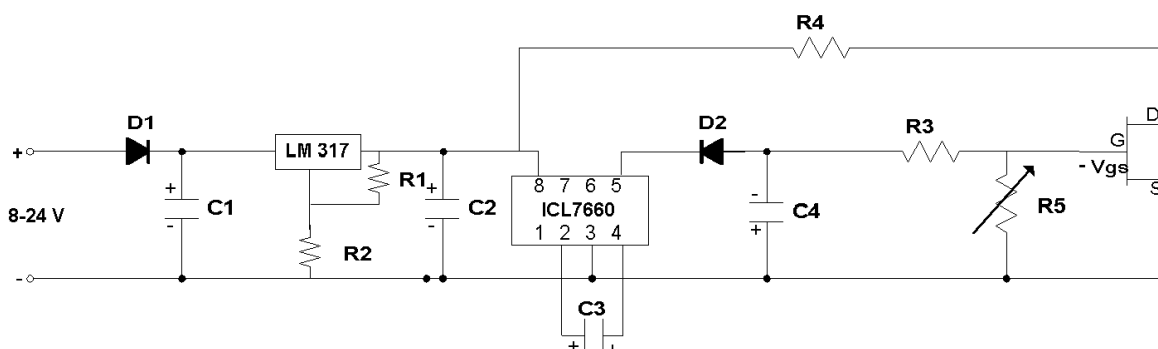


Figura 47. Diagrama esquemático de la fuente de voltaje.

Los componentes utilizados en el circuito de alimentación son los siguientes:

D1=D2=IN4148	R1=237 $\Omega$	R2=715 $\Omega$
R3=4.3 K $\Omega$	R4=301 $\Omega$	C1=1 $\mu$ F (35 V)
C2=1 $\mu$ F (35 V)	C3= 10 $\mu$ F (16V)	C4=10 $\mu$ F (16 V)
LM317= Reg. ajustable.	IC7660= Inversor de voltaje	R5= 5 K $\Omega$ (potenc.)

La fuente se construyó a doble cara en tecnología de montaje de superficie y se obtuvo un circuito con dimensiones de 24 mm X 15 mm como se muestra en la figura 48. Se puede apreciar que el circuito está montado a una placa de cobre necesaria para fijarlo en el crióstato.



a)



b)

Figura 48. Fuente de voltaje: a) cara del inversor de voltaje, b) cara del regulador de 5 V.

#### IV.4.3 El subsistema de enfriamiento.

El sistema de criorefrigeración se diseñó para operar a la temperatura de 77 K (-196 C) empleando nitrógeno líquido como refrigerante. De acuerdo a la tabla XI y la figura 44, este subsistema consta de un contenedor de nitrógeno líquido, la oblea de pruebas y el dedo frío de cobre, una válvula de alivio y un tapón de sellado para el ducto de alimentación y una pieza con baja conductividad térmica denominada pieza “g” que sirve de soporte para la oblea. Tiene también un ducto de alimentación de nitrógeno y otro para el drenado de aire y vapores del nitrógeno y además un sujetador para el contenedor de nitrógeno. Antes de discutir el diseño de las partes específicas de este subsistema, es importante presentar el diseño de la pieza “g” que se indicó en la figura 44. Esta pieza se diseñó para cumplir con las siguientes funciones:

1.- Alojamiento de la oblea y el dedo frío de cobre. La oblea de pruebas se coloca en la superficie de la pieza “g” y se sujeta mediante una cuerda roscada en el orificio de la

posición “h” mostrado en la figura 49. Este orificio atraviesa toda la pieza y permite la transferencia de temperatura del contenedor de nitrógeno líquido a la oblea, a través del dedo frío que se introduce en dicho orificio. En la figura 50 el círculo con radio “r7” corresponde al orificio reservado para el dedo frío y la oblea, y la región limitada por “r6” y “r8” para un empaque que permite sellar herméticamente el área de contacto entre la oblea y la pieza “g”.

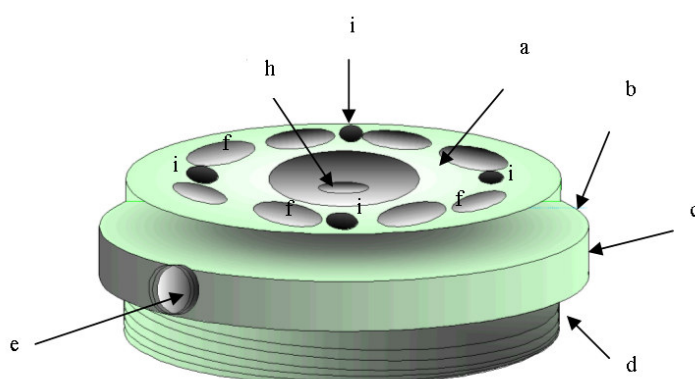


Figura 49. Pieza de baja conductividad térmica “g”.

2.- Alojamiento a la fuente de CD. Se realizaron dos barrenos de 5 mm de profundidad sobre la superficie de la oblea en la posición “a” que se muestra en la figura 49 para sujetar la fuente de alimentación mostrada en la figura 48 .

3.- Fijar el contenedor de nitrógeno. En la figura 51 se muestra un diagrama de la parte inferior de la pieza mostrada en la figura 49, en donde la región delimitada por los radios “r1” y “r2” se diseñó sujeta a las dimensiones del cuello del contenedor de nitrógeno.

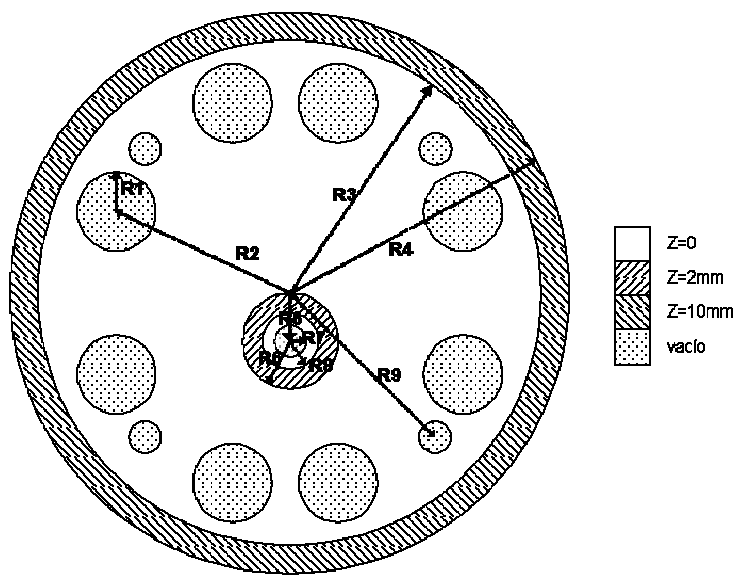


Figura 50. Diagrama de la parte superficie superior de la pieza "g".

4.- Permitir el abastecimiento de nitrógeno hacia el contenedor y liberar los gases generados en éste. Para el abastecimiento de nitrógeno se realizó el orificio mostrado en la posición "e" de la figura 49, el cual va desde el exterior al centro de la pieza y se comunica con el contenedor de nitrógeno. Para la liberación de gases del nitrógeno del contenedor se realizó un orificio en la parte opuesta al ducto de abastecimiento, el cual va desde el exterior hasta la posición donde se encuentra el contenedor.

5.- Fijar el sistema de vacío. Esta pieza sirve para comunicar las dos etapas de vacío y como aislante térmico del exterior a la oblea. El sistema de vacío se forma por dos cámaras: una que se coloca en la posición "b" en la parte superior de la pieza de la figura 49, y otra que se empata en la parte inferior en la posición "d" de la pieza "g" y que se sujeta mediante rosca, como se indica en la misma figura. Los cuatro puntos que se indican en las posiciones "i" de la figura 49 corresponden a cuatro barrenos que se utilizan para

atornillar el sistema de vacío de la parte superior. Los orificios que se indican con la letra “F” en la figura 49 cruzan totalmente la pieza y permiten comunicar el vacío de la etapa superior con la etapa inferior.

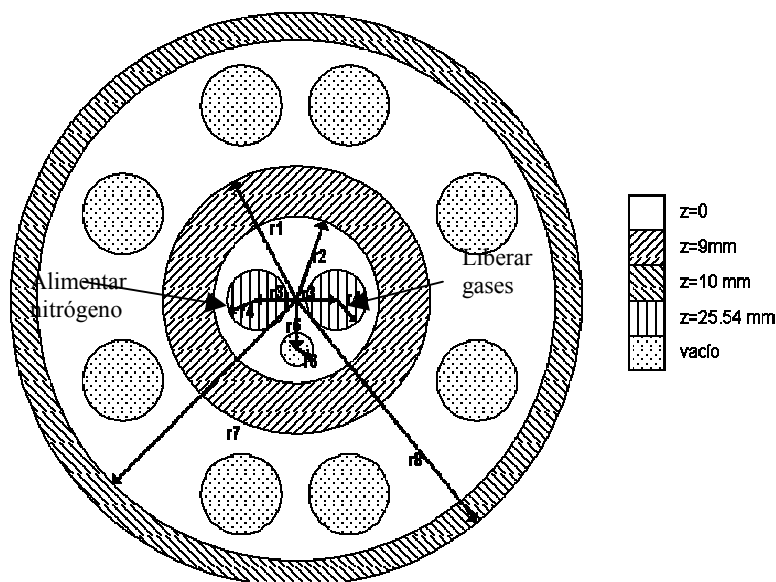


Figura 51. Diagrama de la parte inferior de la pieza "g".

De acuerdo al diseño mostrado anteriormente se realizaron los planos mecánicos de todas las piezas del sistema y se maquinaron con la valiosa colaboración de personal del taller de mecánica fina de CICESE. En la figura 52 a) se muestra una de las caras de la pieza “g” fabricada con material de policloruro de vinilo, donde se indican los orificios que se realizaron para comunicar ambas cámaras y para aislar térmicamente de la temperatura del exterior, así como también el orificio para el dedo frío y los tornillos para fijar la fuente de DC.

En la figura 52 b) se muestra la cara inferior de la pieza “g”, en donde se pueden apreciar los orificios para evacuación de aire, para alimentación de nitrógeno, los orificios para aislamiento, para el dedo frío y para la entrada del cuello del contenedor de nitrógeno.

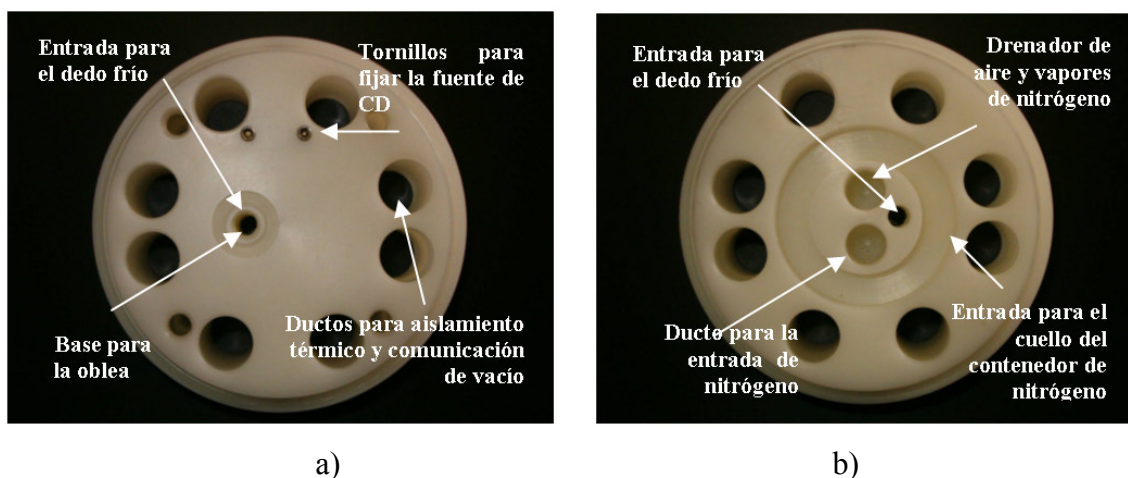


Figura 52. Fotografía de la pieza “g” fabricada: a) vista superior , b) vista inferior.

En la figura 53 se muestran los elementos que forman el sistema de enfriamiento: Se utiliza como contenedor de nitrógeno líquido una botella de cristal de doble pared separada mediante vacío, se emplea un dedo frío construido de una varilla de cobre en forma de espiral y una oblea de pruebas fabricada en cobre sobre la cual se colocará el amplificador de microondas. La oblea de cobre tiene forma circular perfectamente plana con un diámetro 25.4 mm y de espesor 4.72 mm, la cual se conecta en su centro con el dedo frío y se enfría por conducción cuando éste se pone en contacto con el nitrógeno líquido del contenedor.

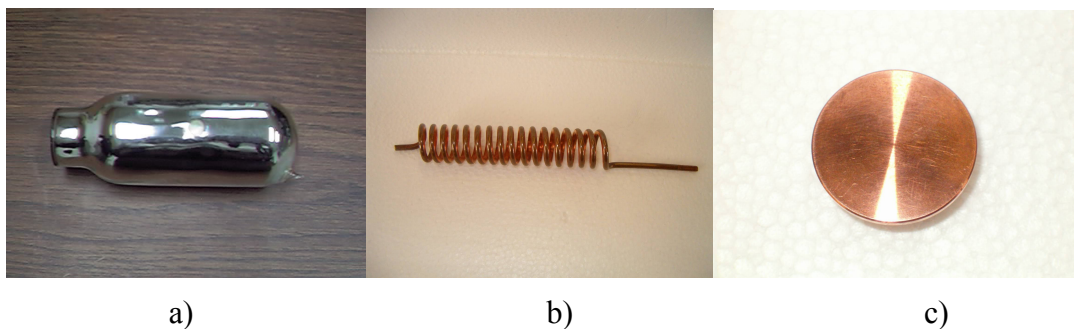


Figura 53. Elementos del sistema de enfriamiento: a) contenedor de nitrógeno, b) dedo frío, c) oblea de cobre.

En la figura 54 se muestra la válvula de alivio cuya función es liberar y regular los gases que se producen dentro del contenedor debido al nitrógeno líquido. La válvula en su interior tiene un resorte, el cual sella el ducto de liberación cuando el resorte empuja a una pieza de plástico hacia el interior del contenedor. Debido a la expansión de los gases se comienza a generar presión dentro del contenedor empujando hacia el exterior a la pieza de plástico, provocando que el resorte se contraiga mientras se liberan los gases y una vez que esto finaliza se vuelve a cerrar la trayectoria de liberación.

En la figura 54 a) se muestra la válvula de escape construida de plástico cuya función es regular y liberar los gases que se producen dentro del contenedor. También en la figura 54 b) se muestra un tapón que se coloca en el ducto de alimentación para evitar que se derrame el nitrógeno, una vez que éste se encuentra en el contenedor.



a)



b)

Figura 54. a) Válvula de alivio, b) tapón para sellar el ducto de alimentación de nitrógeno.

#### **IV.4.4 El subsistema de vacío.**

A la temperatura de ebullición del nitrógeno líquido (-196 C) las moléculas de aire en el ambiente alrededor del nitrógeno líquido y de la oblea se solidifican formando hielo y posteriormente se condensan provocando daños y respuestas poco deseadas en la operación y comportamiento del sistema.

La función del sistema de vacío es la de evacuar todos los gases, evitar la condensación de vapores de agua y aislar térmicamente al nitrógeno líquido para evitar su evaporación rápida. El sistema de vacío está constituido por los elementos establecidos en la tabla XI y en la figura 44, los cuales se describen enseguida.

El sistema de vacío está constituido por una cámara de vacío cilíndrica en dos etapas; la etapa que aísla al contenedor de nitrógeno líquido (parte inferior) y la que protege al sistema de RF y CD (parte superior). Además contiene una válvula de vacío, que se utiliza para extraer los gases y para permitir la entrada de aire dentro del crióstato.

En la figura 55 se muestra la base de la cámara de vacío donde se aloja el sistema de soporte y ajuste de la presión del contenedor de nitrógeno, el cual es controlado desde el exterior, como se indica en las figuras 56.

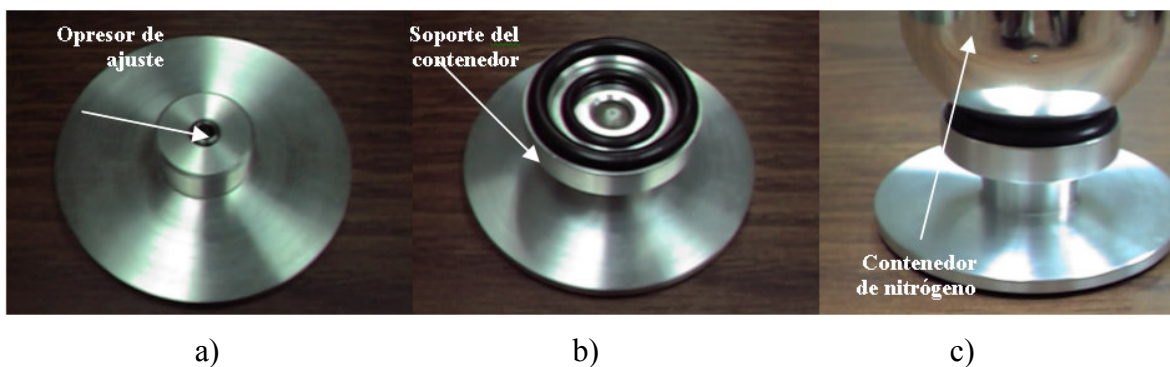


Figura 55. a) Base de la cámara y opresor de ajuste, b) soporte del contenedor, c) sistema completo.

En la figura 56 a) se muestra una fotografía de la etapa inferior de la cámara, la cual se conecta con la pieza “g. Por otro lado, en la figura 56 b) se muestra una fotografía de la base de la cámara, en la cual se muestra el sistema que permite de ajuste para la presión del contenedor de nitrógeno.





Figura 56. a) Vista superior de la cámara inferior, b) vista inferior.

En la figura 57 a) se muestra la cámara superior de vacío, donde se pueden apreciar los conectores de CD que se emplean para alimentar la fuente del amplificador, y las antenas de corneta o alimentadores de recepción y transmisión. También se muestra en la figura 57 b) la tapa que cubre a la cámara, donde además se indica el lugar donde se aloja la válvula de vacío.



Figura 57. a) Cámara superior, b) tapa de la cámara.

En la figura 58 se muestra la válvula de vacío y el adaptador de vacío empleado para efectuar el vacío, indicando también la tapa que sella la etapa superior de la cámara y que aloja a la válvula de vacío. La estructura de la válvula de vacío es similar a la válvula de alivio, sin embargo, su principio de operación es diferente: cuando se conecta la válvula

a una bomba de vacío se contrae el resorte y se abre la trayectoria para permitir la salida de las moléculas de aire. Una vez que se ha alcanzado el nivel de vacío requerido, se desconecta la bomba y la presión atmosférica empuja nuevamente al resorte hacia el interior cerrando la válvula. El adaptador para vacío se remueve y reemplaza por una tapa de aluminio, para asegurar que quede bien sellada la válvula y evitar que entren impurezas hacia el crióstato.

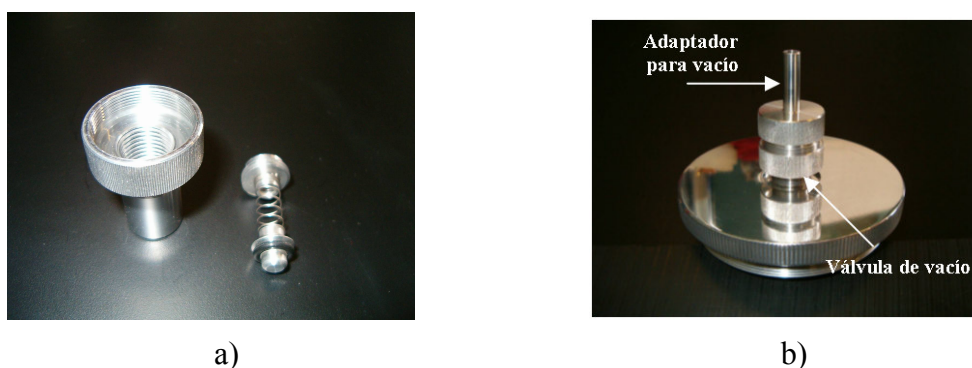


Figura 58. a) Válvula de vacío, b) válvula y adaptador de vacío.

En la figura 59 se muestra el sistema utilizado para fijar la cámara superior con el resto del sistema. Este consiste de un anillo metálico roscado que se empata con la rosca interna de la pared cilíndrica de la cámara, y cuatro barrenos que permiten atornillar la parte superior de la cámara con la pieza de plástico.

En la cámara superior se encuentran instaladas los alimentadores de guía de onda ó antenas de microondas y los conectores de CD que se emplean para alimentar la fuente de CD que suministra voltaje al amplificador de microondas. Se utiliza para proteger al amplificador de microondas y a la fuente de voltaje de una posible condensación de vapores de agua. Esta etapa se cubre mediante una tapa independiente construida a base de

aluminio, la cual se fija mediante rosca y que permite su fácil instalación ó remoción (lo cual permite maniobrar para ensamble del sistema de RF).

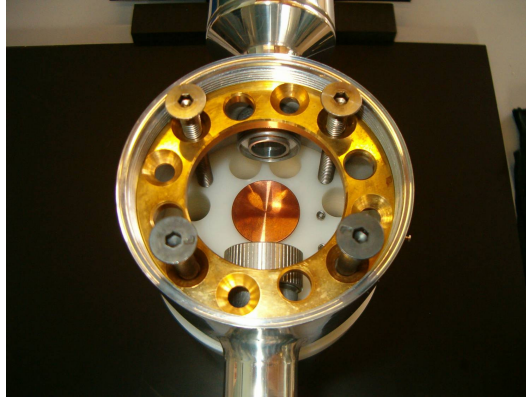


Figura 59. Sistema para fijar la cámara superior.

#### **IV.5 Ensamble del sistema.**

El ensamble del sistema consiste en montar las diferentes partes como son: el amplificador de microondas, la fuente de CD y las guías de onda. En la figura 60 se muestra una fotografía de la conexión de las guías de onda al amplificador, esta conexión se realizó mediante líneas de transmisión del tipo coaxial, para lo cual fué necesario remover las transiciones de coplanar a microcinta, que en primera instancia se utilizaron para la caracterización del amplificador dentro de la cámara criogénica.



Figura 60. Conexión del amplificador con las guías de onda.

El siguiente paso en el ensamblado consiste en montar el amplificador en la oblea del crióstato y conectar las guías de onda. Finalmente, se conecta la fuente de CD a los conectores para la alimentación externa y la fuente de CD al circuito del amplificador. En la figura 61 se muestran las fotografías del sistema de RF ensamblado, en esta figura se puede apreciar la conexión del amplificador con la guía de onda de entrada y de salida, y la conexión de la fuente de CD al amplificador.

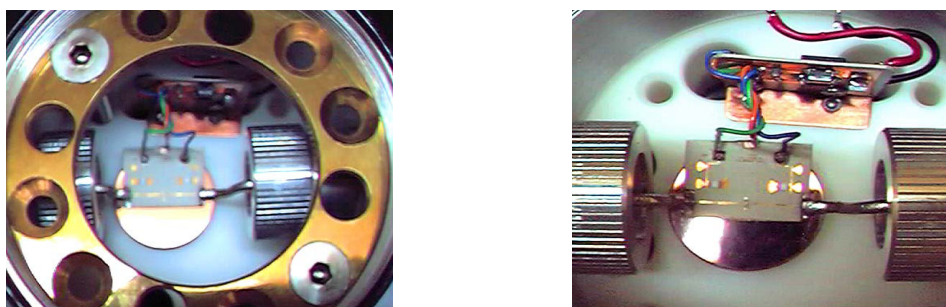


Figura 61. Ensamble del sistema de RF.

En la figura 62 a) se muestra una fotografía del amplificador criogénico ensamblado con un LNB comercial, también se incluye en la figura 62 b) una fotografía del amplificador desarrollado y montado en una antena, el cual se utiliza como un preamplificador de un sistema de recepción vía satélite comercial.

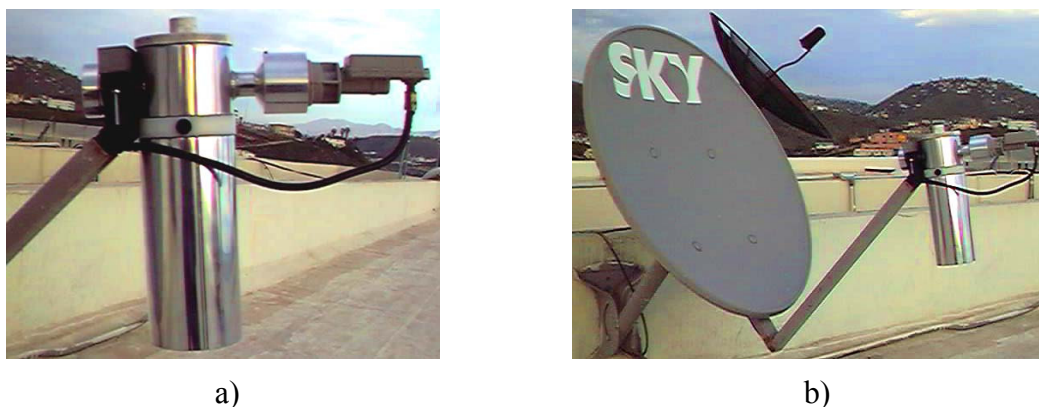


Figura 62. Ensamble del amplificador: a) con un LNB comercial y b) en el sistema de recepción comercial.

## **V. RESULTADOS DE LA CARACTERIZACIÓN.**

### **V.1 Introducción.**

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos de la caracterización del amplificador de la fuente de alimentación y del crióstato. Se presentan resultados de los parámetros S y de ruido del amplificador de bajo ruido de microondas a temperatura ambiente y temperatura criogénica. Asimismo, se presentan resultados de las pruebas de vacío y de enfriamiento efectuadas al crióstato del amplificador.

### **V.2 Caracterización del amplificador.**

Una vez que el amplificador ha sido construido y ensamblado, se procedió a continuar con la caracterización de los parámetros de dispersión y de ruido a la temperatura ambiente de 290 K y a la temperatura criogénica de 77 K.

#### **V.2.1 Caracterización del amplificador a temperatura ambiente.**

En las figuras 63 y 64 se muestran algunas de las principales características del amplificador como son su ganancia, su factor de estabilidad K, sus pérdidas por regreso y la figura de ruido del amplificador medidos a la temperatura ambiente de 290 K en los rangos de frecuencias de 7 a 14 GHz y de 8 a 13 GHz.

Se puede apreciar en la figura 63 a) que la ganancia es mayor a 7 dB en el intervalo de frecuencias de 7.5 GHz a 13 GHz y que el factor de estabilidad es mayor que la unidad. Por otro lado, en la figura 64 a) se puede observar que sus pérdidas por regreso de entrada y salida son menores a  $-10$  dB a frecuencias cercanas a 12.5 GHz. Sin embargo, el comportamiento de ruido mostrado en la figura 64 b) no es adecuado ya que el

amplificador fue diseñado para operar a 77 K y no a 290 K. A continuación se presentan resultados de la caracterización a 77 K.

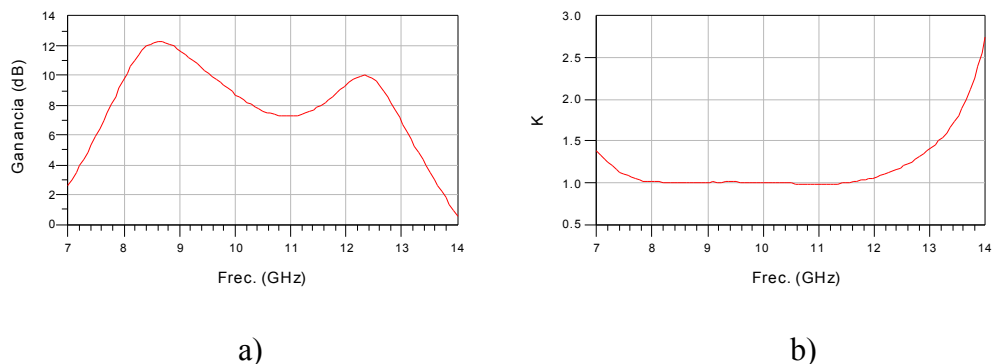


Figura 63. a) Ganancia y b) estabilidad del amplificador a temperatura ambiente.

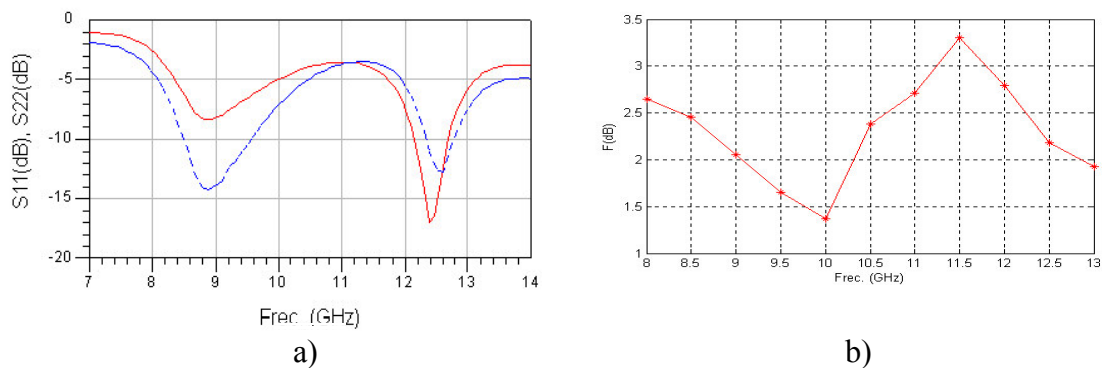


Figura 64. a) Pérdidas por regreso en la entrada (—) y salida (---) y b) figura de ruido a temperatura ambiente.

## V.2.2 Caracterización del amplificador a temperatura criogénica.

Se midieron los parámetros de dispersión del amplificador a 77 K y en el rango de frecuencias de 7 a 14 GHz. Se obtuvieron los resultados que se muestran en la figura 65.

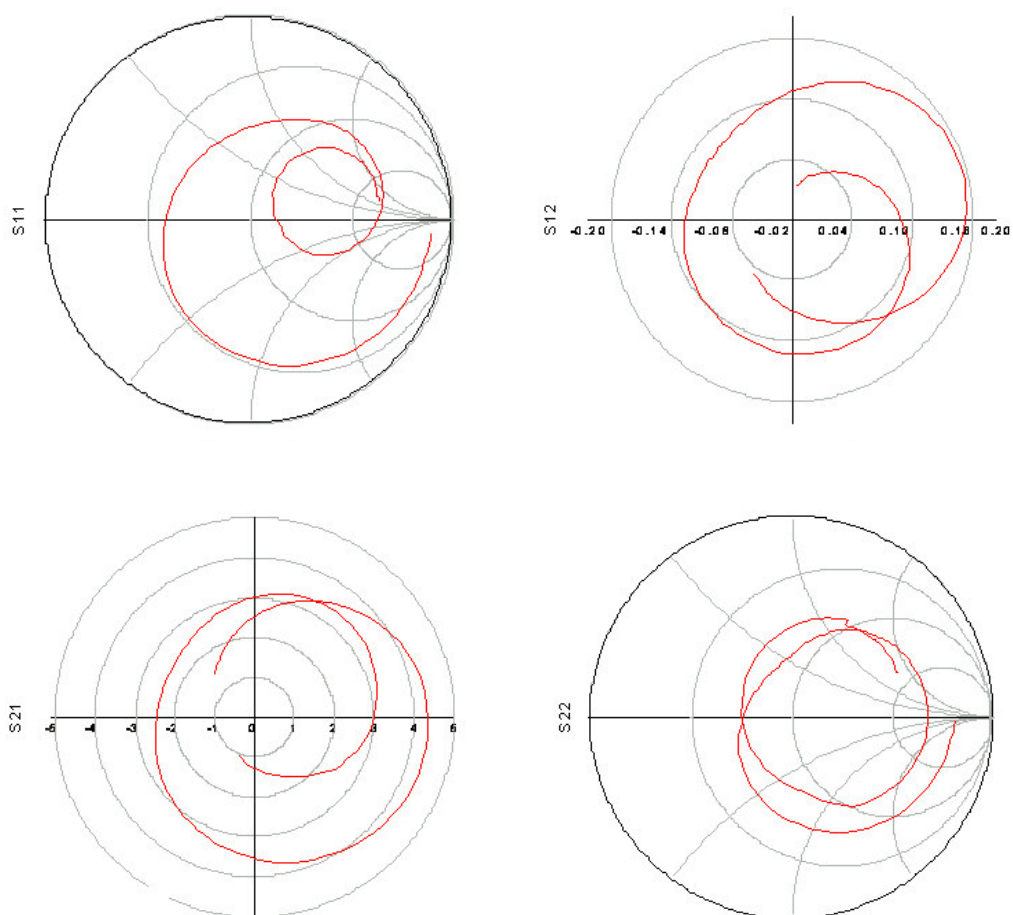


Figura 65. Parámetros “S” del amplificador medido de 7 a 14 GHz a 77 K.

La ganancia del amplificador se determinó para la banda de 7 a 14 GHz y para la banda de 11.7 a 12.7 GHz, y los resultados obtenidos se muestran en la figura 66. Se puede apreciar una ganancia de  $9.75 \text{ dB} \pm 0.75 \text{ dB}$  dentro de un ancho de banda de 1 GHz, particularmente en la banda de 11.7 a 12.7 GHz. En la figura 67 se muestra el factor de estabilidad en la banda de 7 a 14 GHz y en la banda de diseño, el cual resultó mayor que la unidad.

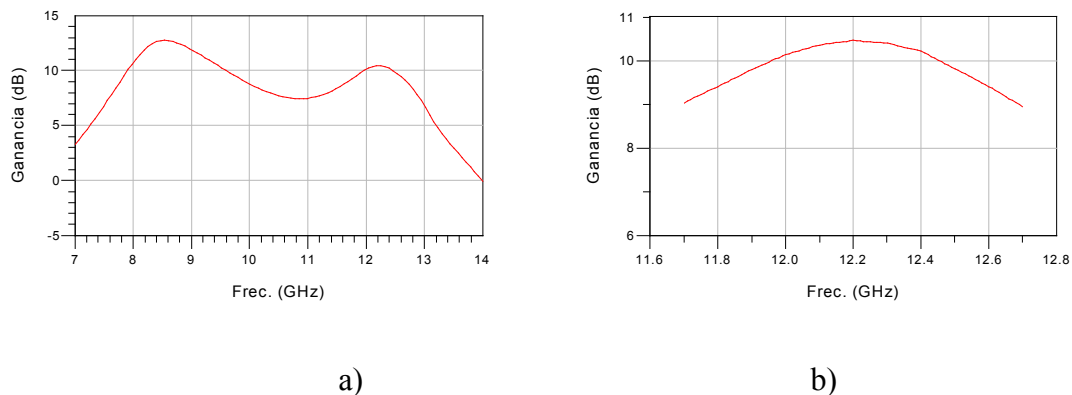


Figura 66. Ganancia del amplificador en la banda de: a) 7 a 14 GHz y b) 11.7 a 12.7 GHz a 77 K.

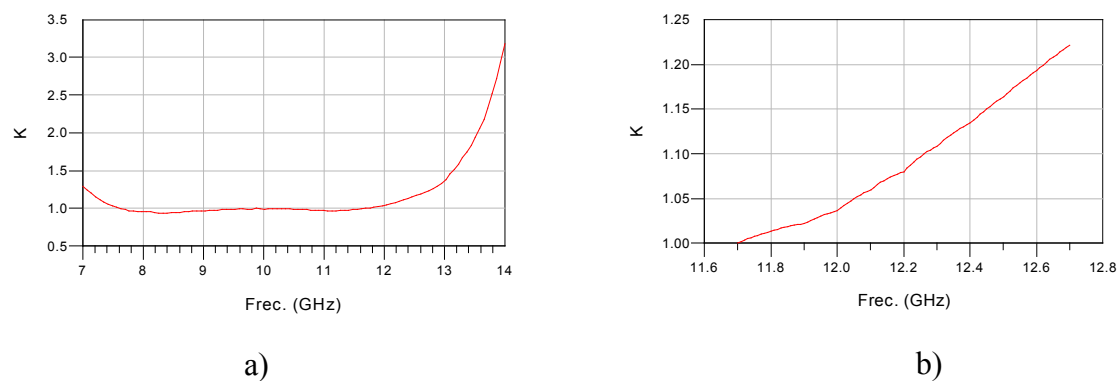


Figura 67. Factor de estabilidad del amplificador a 77 K.

En la figura 68 se muestran la razón de onda estacionaria y las pérdidas por regreso en la entrada y salida para la banda de 7 a 14 GHz. En la figura 69 se muestra el ROE y las pérdidas por regreso de 11.7 a 12.7 GHz. Se puede observar que la ROE es mejor que 3:1 dentro de la banda de 11.7 a 12.7 GHz. La figura de ruido del amplificador se midió para la banda de frecuencias de 8 a 13 GHz y los resultados se muestran en la figura 70.



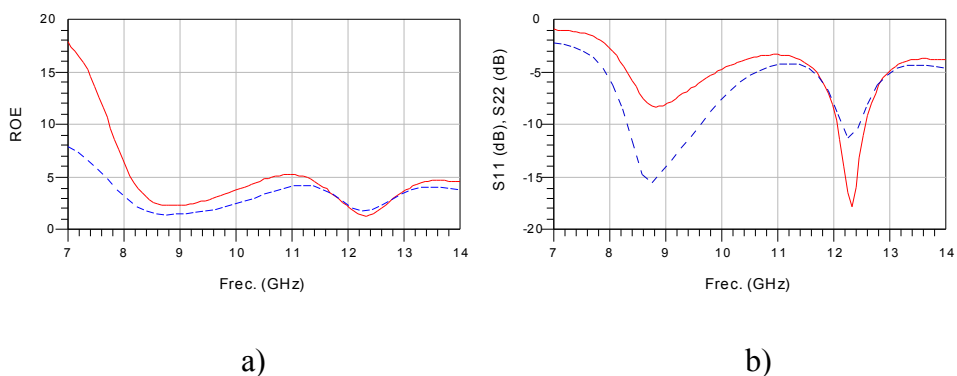


Figura 68. a) ROE y b) pérdidas por regreso de entrada (—) y de salida (---) en la banda de 7 a 14 GHz a 77 K.

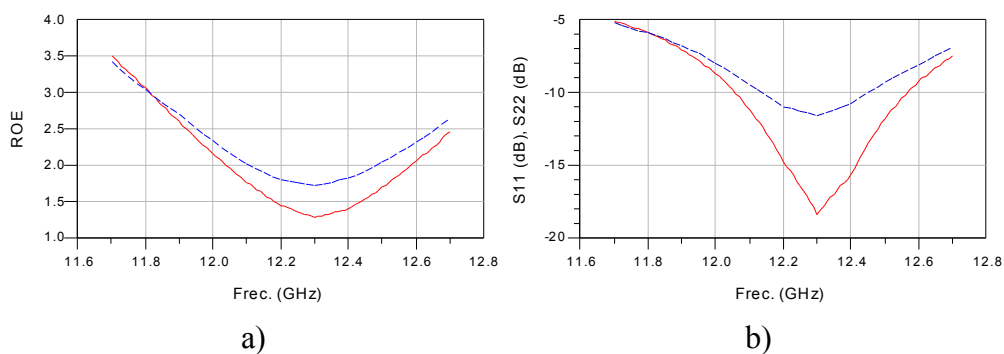


Figura 69. a) ROE y b) pérdidas por regreso de entrada (—) y de salida (---) en la banda de 11.7 a 12.7 GHz a 77 K.

Se puede apreciar en la figura 70 b) que dentro de la banda de 11.5 a 12.7 GHz se logró una figura de ruido menor a 0.4 dB y alcanzó un mínimo de 0.3 dB a la frecuencia de 12 GHz.

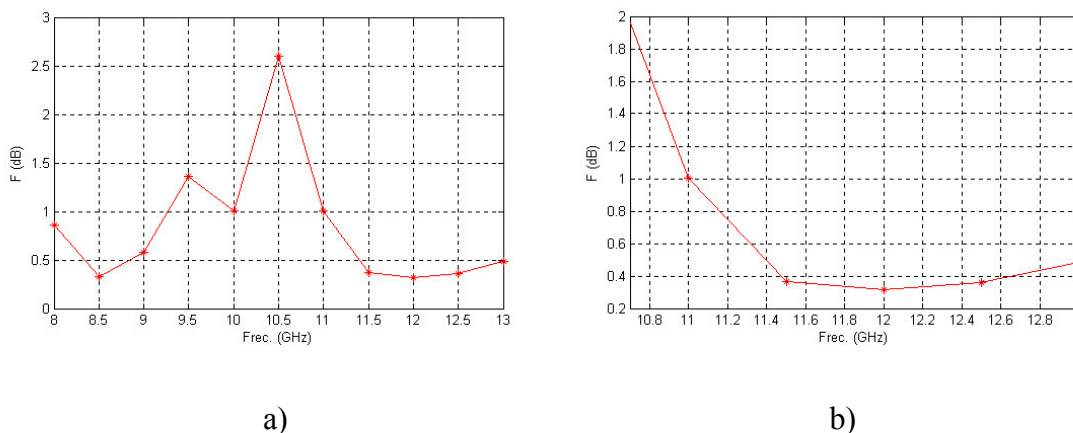


Figura 70. Resultados de la medición de ruido del amplificador en la banda de 8 a 13 GHz y de 10.7 a 13 GHz a 77 K.

En las figuras 71, 72 y 73 se presenta la comparación entre los datos medidos y los diseñados a la temperatura de 77 K dentro de la banda de 11.7 GHz a 12.7 GHz. En la figura 71 a) se puede apreciar que las pérdidas por regreso en la entrada medidas tienen mejor comportamiento que la respuesta diseñada en el rango de frecuencias de 12.05 GHz a 12.55 GHz, sin embargo, el comportamiento no es el deseado en el extremo inferior de la banda de frecuencias mostrado.

En la figura 71 b) se muestran las pérdidas por regreso a la salida, donde se puede apreciar que el ancho de banda que tiene mejor comportamiento que el de diseño es más estrecho en comparación con el de las pérdidas de entrada. Sin embargo la respuesta es adecuada a las especificaciones de diseño alrededor de la frecuencia de 12.3 GHz. En la figura 72 a) se puede observar que la ganancia medida es menor que la obtenida del diseño, siendo más pronunciada la diferencia en los extremos de la banda.

En la figura 72 b) se puede apreciar que el factor de estabilidad medido es mayor que uno en toda la banda, lo cual resulta ser mejor que el diseñado. Los resultados de ruido medidos dentro de la banda de 11.7 a 12.7 GHz resultaron ser mejores que los diseñados, lo cual se puede observar en la figura 73.

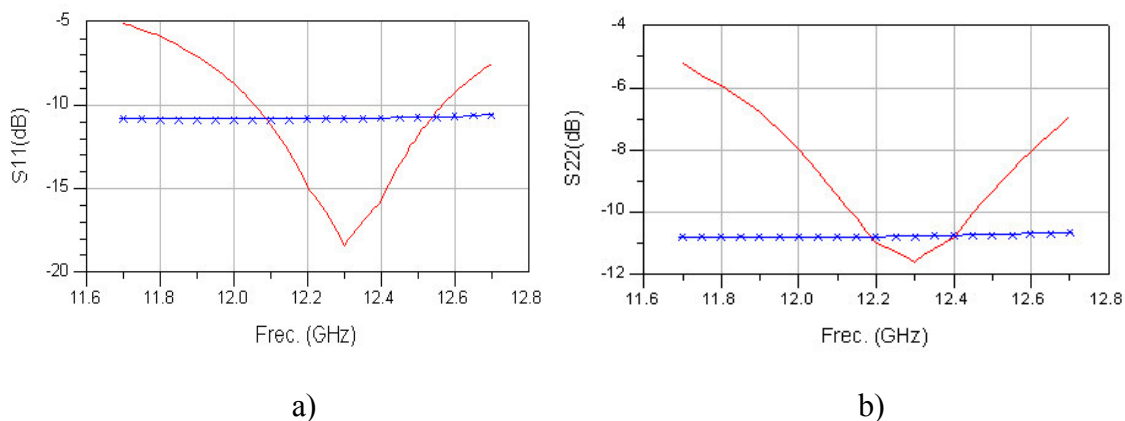


Figura 71. a) Pérdidas por regreso a la entrada diseñadas (-x-) y medidas (—), b) pérdidas por regreso a la salida diseñadas (-x-) y medidas (—).

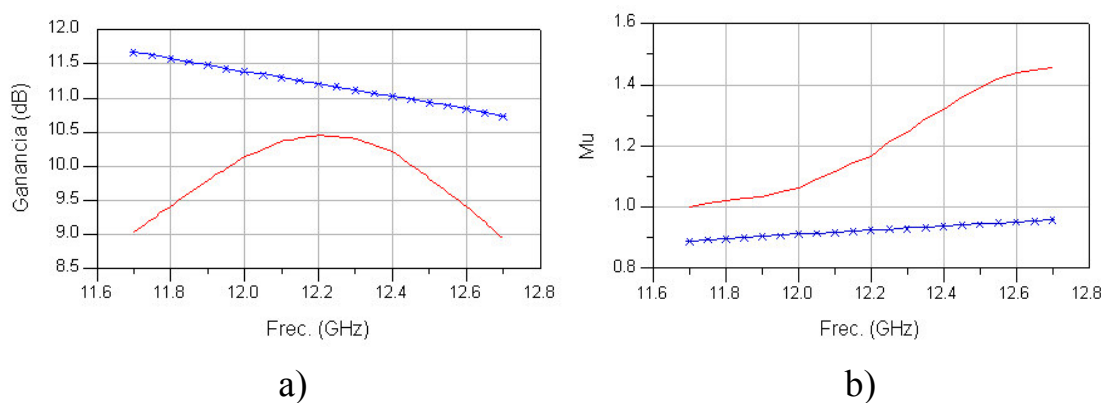


Figura 72. a) Ganancia diseñada (-x-) y medida (—), b) factor de estabilidad  $\mu$  diseñado (-x-) y medido (—) a 77 K.

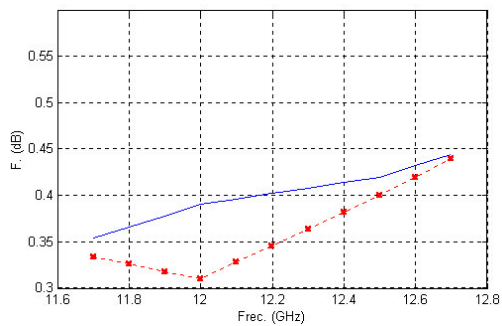


Figura 73. Figura de ruido diseñado (—) y medido(--+) a 77 K.

En las figuras 74, 75 y 76 se presenta la comparación entre los datos medidos a la temperatura de 77 K y 290 K dentro de la banda de 11.7 GHz a 12.7 GHz. La figura 74 muestra que cuando el amplificador es enfriado la respuesta de las pérdidas por regreso en la entrada y salida se recorren hacia el centro de la banda de frecuencias. Esto se debe principalmente a que el amplificador fué diseñado para operar a la temperatura de 77 K. En la figura 75 a) se muestra el efecto de la temperatura sobre la ganancia del amplificador, la cual se incrementa principalmente para bajas frecuencias. En la figura 75 b) se muestra que el amplificador es estable tanto a temperatura ambiente como a temperatura criogénica, sin embargo, el efecto de la temperatura hace que se reduzca el factor de estabilidad. La figura 76 demuestra que el ruido del amplificador se reduce considerablemente cuando el amplificador es enfriado.

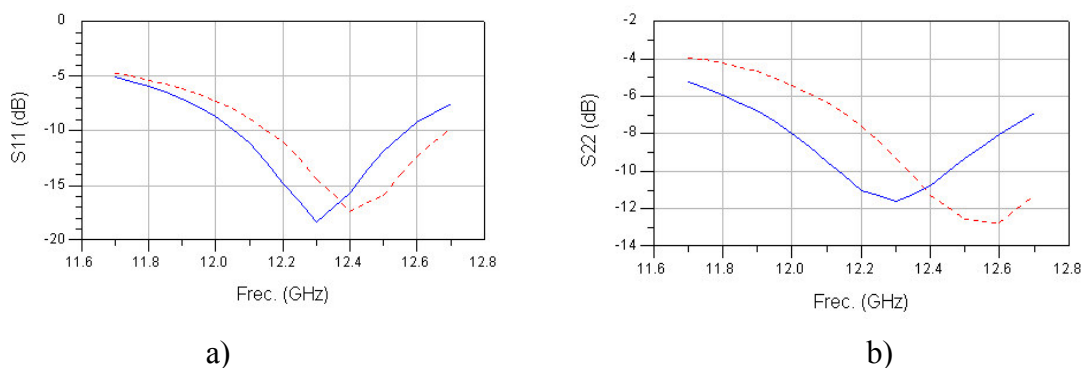


Figura 74. a) Pérdidas por regreso en la entrada a la temperatura de 290 K (--) y 77 K (\_\_\_), b) pérdidas por regreso en la salida a la temperatura de 290 K (--) y 77 K (\_\_\_).

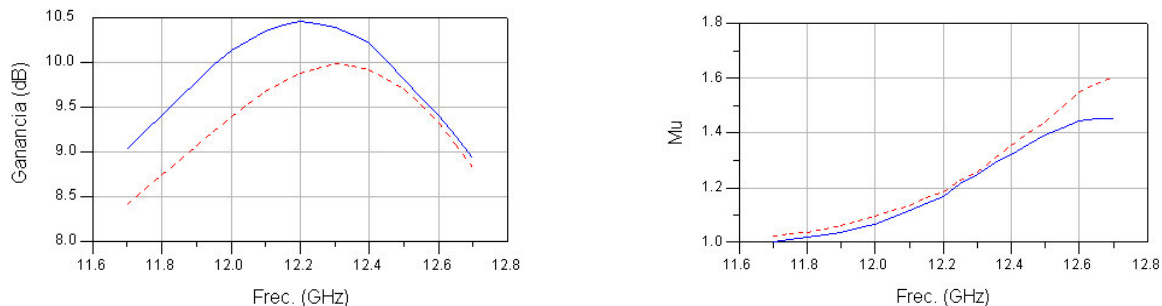


Figura 75. a) Ganancia a la temperatura de 290 K (--) y 77 K (\_\_\_), b) factor de estabilidad  $\mu$  a la temperatura de 290 K (--) y 77 K (\_\_\_).

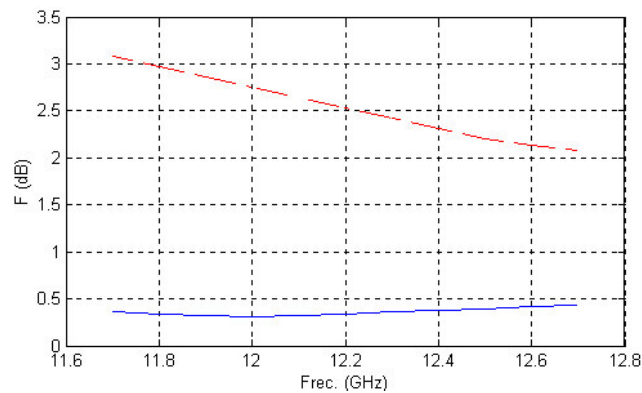


Figura 76. Factor de ruido a la temperatura de 290 K (---) y 77 K (—).

### V.3 Caracterización de la fuente de alimentación.

Para caracterizar la fuente de alimentación se alimentó con una fuente de voltaje variable y se proporcionaron voltajes entre 7.5 y 30 volts a la entrada de la misma. Se midieron los voltajes correspondientes a la compuerta y drenador, obteniendo valores de voltaje entre -1.89 V y 0 V para la compuerta, y de 5 volts para el voltaje de drenador sin carga y de 2.06 V para el voltaje de drenador con el transistor. Enseguida, se resumen las características de la fuente:

$$-1.89 \text{ Volts} \leq V_{gs} \leq 0 \text{ Volts.}$$

$$V_{ds} (\text{sin carga}) = 5.08 \text{ Volts.}$$

$$V_{ds} (\text{con el transistor}) = 2.06 \text{ Volts.}$$

$$\text{Voltaje máximo de entrada} = 30 \text{ Volts.}$$

$$\text{Voltaje mínimo de entrada} = 7.5 \text{ Volts.}$$

$$\text{Consumo de corriente} = 5.96 \text{ mA.}$$

#### V.4. Caracterización de temperatura en la oblea del crióstato.

Para probar el sistema de enfriamiento se ensambló el sistema sin incluir las etapas de RF y sin efectuar vacío. El contenedor de nitrógeno líquido se llenó con el refrigerante y se colocó en la cámara inferior de vacío. Sobre el contenedor se colocó la pieza “g” con el dedo frío y la oblea montadas. En la figura 77 se muestra el crióstato, el cual fué alimentado con nitrógeno líquido y medido con un termopar colocado en la oblea, el cual alcanzó una temperatura de  $-92.4\text{ }^{\circ}\text{C}$  en menos de 7 minutos. Es importante mencionar que no se cuenta con un sensor de temperatura que alcance a medir temperaturas tan bajas, a excepción del que está dentro de la cámara criogénica. Sin embargo, se confía que el crióstato opere a 77 K debido a las propiedades de transferencia de temperatura del cobre y a que el nitrógeno líquido es considerado un patrón de temperatura. Se puede observar la manera en que la oblea de cobre se cubrió de hielo debido a que no tenía vacío.

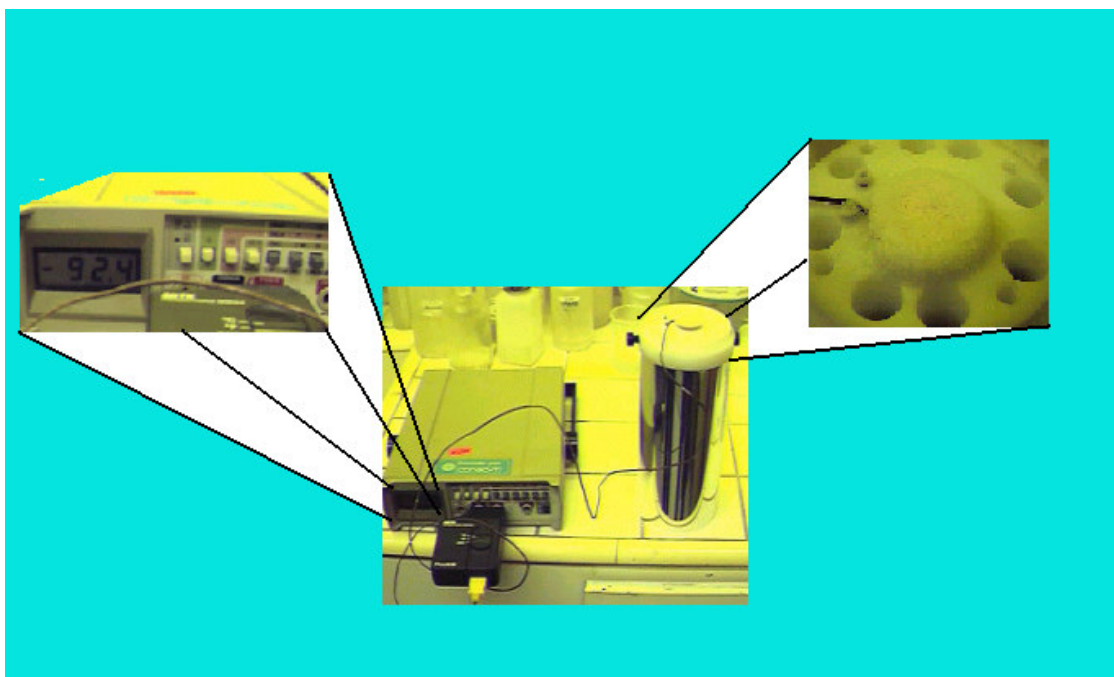


Figura 77. Prueba de temperatura.

Es necesario mencionar que se realizó la prueba de la duración del nitrógeno líquido y se observó que el tiempo de vida dentro del contenedor es de aproximadamente una semana con el sistema de vacío operando adecuadamente.

### V.5. Caracterización del sistema de vacío.

Se ensambló todo el crióstato y se conectó a la bomba de vacío Varian. En la figura 78 se muestra el crióstato conectado a la bomba de vacío y disponible para hacer las pruebas de vacío. El crióstato alcanzó niveles de vacío de 1 mTorr y continuó operando durante 2 semanas sin perderlo, lo cual indica que el sistema de vacío está operando de la manera correcta.

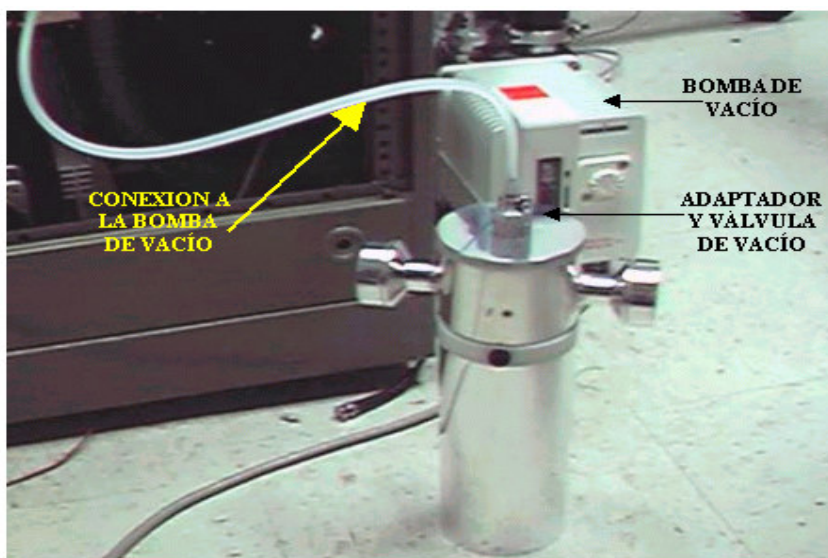


Figura 78. Prueba de vacío.

## VI DISCUSIÓN DE RESULTADOS.

En este capítulo se lleva a cabo un análisis de los resultados mostrados desde el capítulo II y hasta el capítulo V. En primer lugar se efectúa un análisis de los resultados obtenidos de la caracterización del transistor y del efecto de la temperatura y de los cables que se ejerce sobre los parámetros S, de ruido, ganancia y estabilidad del transistor. También se hace un análisis y se discuten los resultados relacionados con el diseño, construcción y caracterización del amplificador criogénico, así como con el diseño y pruebas efectuadas al crióstato.

Se obtuvieron los parámetros S y de ruido del transistor utilizado mediante el sistema criogénico desarrollado en el CICESE a las temperaturas de 290 K y 77 K y dentro del intervalo de frecuencias de 1 a 25 GHz. Los parámetros de ruido se obtuvieron a tres frecuencias de medición (10, 12 y 18 GHz) para una constelación de 21 puntos y resolviendo con los métodos de Lane y Vasilescu se obtuvieron estos parámetros. Posteriormente se aplicó el modelo de Pospiezalski para determinar los parámetros de ruido en el intervalo de frecuencias de 1 a 25 GHz. Con el método de Pospiezalski se consigue minimizar los errores del sistema, ya que la incertidumbre del equipo se encuentra muy cerca de los valores de ruido que se desean medir. Se logró obtener una  $F_{min}=0.15$  dB y con una ganancia de 11.9 dB a la frecuencia de 12 GHz.

Se observó que la ganancia, las pérdidas por regreso de salida y el ruido se mejoran al enfriar el transistor. La ganancia aumenta aproximadamente 3 dB al bajar la temperatura del transistor de 290 K a 77 K. Se observó que la máxima ganancia que se puede obtener del transistor es de 12.7 dB cuando se operado a 290 K y de hasta 15 dB cuando se enfría a



77 K. El efecto de la temperatura reduce de manera notable el ruido del dispositivo, disminuye la magnitud del coeficiente de ruido óptimo y hace menos sensible el ruido del transistor debido al cambio de los coeficientes de reflexión presentados en la entrada.

Es conveniente mencionar que tanto los resultados de la medición de parámetros como del modelo fueron satisfactorios.

Se investigó el efecto que producen los cables en los parámetros de dispersión y de ruido del transistor. Al agregar los cables las pérdidas por regreso en la entrada y salida se mejoran. En la ganancia se percibe una degradación considerable especialmente para frecuencias muy altas. La ganancia máxima que se puede obtener del transistor considerando los efectos de los cables se reduce de 15 a 14 dB. No obstante, la degradación de la ganancia tiene un efecto positivo sobre la estabilidad del dispositivo. Debido a las pérdidas del cable conectado en la compuerta del transistor, el ruido del transistor aumenta en la banda de interés, pero la dependencia a cambios de impedancia se mejora ya que  $R_n$  disminuye. Se observa una reducción en la magnitud del coeficiente de ruido óptimo, lo cual es favorable para el diseño del amplificador, especialmente cuando se diseña la red de acoplamiento de entrada.

Se desarrolló una metodología para el diseño y construcción de amplificadores de bajo ruido criogénicos enfriados con nitrógeno líquido a 77 K. En primer lugar se diseñaron las redes de polarización, obteniendo pérdidas por transmisión máximas de 0.06 dB y pérdidas por regreso menores a -20 dB en toda la banda de interés y menores de -50 dB en la frecuencia central, por lo cual puede decirse que el diseño es adecuado. La respuesta del amplificador diseñado proporcionó una ganancia de  $12 \pm 1$  dB en toda la

banda, con pérdidas por regreso en la entrada y salida menores a -10 dB, un factor de estabilidad de  $0.92 \pm 0.075$  y una figura de ruido de  $0.3825 \pm 0.0575$  dB, lo cual satisface las especificaciones.

El amplificador se construyó en un substrato de PTFE Duroid 6010 y se le montaron tanto el transistor como las resistencias estabilizadoras. El amplificador fue caracterizado en la cámara criogénica agregándole dos transiciones coplanar – microcinta. Los resultados de la medición de sus parámetros S indican que la máxima ganancia en la banda de diseño está en 12.3 GHz y no en 11.7 GHz como se había diseñado. Asimismo, se logró una ganancia mayor a 10 dB en el intervalo de frecuencias de 11.95 a 12.445 GHz, lo cual satisface las especificaciones de diseño.

Las pérdidas por regreso del amplificador están centradas en 12.3 GHz tanto para las de entrada como para las de salida, y no a 11.7 GHz como originalmente se había diseñado. Asimismo, se logró obtener pérdidas por regreso en la entrada y salida menores a -10 dB en la banda de 12.1 a 12.45 GHz, con lo cual dicha banda satisface las especificaciones. El factor de estabilidad es mayor a la unidad en la banda de interés, lo cual indica que el amplificador es estable y que no oscilará con ningún coeficiente de reflexión presentado. Se observó que en la banda de 11.5 a 12.5 GHz, el ruido es menor a 0.5 dB, obteniendo un ruido mínimo de 0.3 dB en 12 GHz. Se notó un aumento en el ancho de banda al enfriar el amplificador, en comparación con la respuesta a temperatura ambiente.

Es importante mencionar que cuando el amplificador opera a temperatura ambiente no proporciona resultados satisfactorios. La ganancia es  $8.7 \pm 1.3$  dB y es menor a 10 dB en el intervalo de frecuencias deseado, con un ruido mayor a 1.5 dB en toda la banda.

El crióstato respondió de manera adecuada a las pruebas de vacío y de temperatura y el resto de las partes del sistema se comportaron de la manera como se planteó en el diseño, ya que éste soportó niveles de vacío de 1 mTorr y de baja temperatura. Cabe resaltar que cada una de las partes del sistema funciona de la manera deseada.

## **VII. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.**

En este capítulo se presentan las conclusiones a las que se ha llegado durante el desarrollo de este trabajo de tesis, se resaltan las aportaciones principales de este trabajo y por último se presentan algunas recomendaciones para trabajos futuros.

Se presentaron los diversos conceptos necesarios para entender el funcionamiento de los dispositivos y circuitos que constituyen un amplificador criogénico de bajo ruido de microondas. Se presentó una metodología para la caracterización de transistores de microondas y se obtuvieron resultados de los parámetros “S” y de ruido a las temperaturas ambiente ( 290 K) y criogénica (77 K), dentro del rango de frecuencias de 1 a 25 GHz.

Se propuso una metodología de diseño para amplificadores enfriados y se diseñó y construyó un amplificador de ultra bajo ruido, para la banda de 11.7 a 12.2 GHz, empleando un transistor HEMT y tecnología de microcinta para construir los circuitos de las redes de acoplamiento. Además, se incluyó el diseño y construcción de un crióstato necesario para enfriar el amplificador a la temperatura de 77 K mediante nitrógeno líquido.

Asimismo, se presentan resultados de la caracterización del amplificador, tanto a temperatura ambiente (290 K) como a temperatura criogénica (77 K), resultando adecuados para recibir señales con niveles muy bajos, como las recibidas en los receptores vía satélite y en los radiotelescopios.

### **1. Aportaciones:**

Se propuso un banco automatizado para la medición de parámetros S y de ruido de transistores de microondas a temperatura criogénica.

Se implementó una metodología para la caracterización de parámetros de ruido a temperatura criogénica, y se determinaron los parámetros de ruido de un transistor HEMT FHR20X a las temperaturas de 290 K y 77 K y en el rango de frecuencias de 1 a 25 GHz.

Se propuso una metodología sistemática para el diseño de amplificadores de bajo ruido criogénicos.

Se desarrolló el primer amplificador criogénico de bajo ruido, que opera en banda Ku de 11.7 a 12.2 GHz a la temperatura de 77K, obteniéndose una figura de ruido de  $0.35 \pm 0.03$  dB y una ganancia de  $9.75 \pm 0.75$  dB de la banda de diseño.

Se desarrolló un crióstato portátil con sistema de vacío integrado, requerido para enfriar a la temperatura de 77 K el amplificador de microondas diseñado y construido.

## **2. Recomendaciones.**

Es necesario realizar un estudio teórico y experimental del comportamiento de los cables utilizados para conectar el transistor al circuito a temperatura criogénica.

Es recomendable evaluar la constante dieléctrica del sustrato a temperatura criogénica.

Se recomienda colocar un sensor de temperatura dentro del crióstato para determinar con exactitud la temperatura de operación del amplificador.

Se recomienda llevar a cabo el estudio, diseño y construcción de amplificadores criogénicos en tecnología de guía de onda coplanar para evitar los efectos parásitos de las transiciones coplanar-microcinta necesarias para caracterizar amplificadores en microcinta.

Se recomienda implementar un método que permita enfriar al transistor de manera que la transferencia de la temperatura no pase por el sustrato, sino por un conductor colocado directamente debajo del transistor.

Se recomienda investigar e implementar técnicas que permitan caracterizar de manera rápida y precisa los parámetros de ruido de transistores de microondas y sin necesidad del sintonizador, como la técnica  $F_{50}$ .

**LITERATURA CITADA.**

- Anónimo. 1983. "Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements", Application Note 57-1, Hewlett Packard, 40pp.
- Anónimo. 1995. "Multiple uses of model 22C/350C cryodine refrigerators". Installation and operation instructions CTI-Cryogenics PN 8040272, Helix Technology Corp. Mar 1995. 40pp.
- Anónimo. 2004. "Product Development". Página de internet: <http://www.callisto-space.com/product.html>.
- Anónimo a). 2004. "Cryogenics Amplifiers". Página de internet: <http://www.miteq.com/micro/amps/afsamps/c24b/specialampdesignpdf>
- Anónimo b). 2004. "Cooled Amplifiers". Página de internet: <http://www.berkshiretech.com/cooled.htm>.
- Anónimo c) 2004. "Panatron Inc." Página de internet: [http://www.panatron.com/products/catalog/section\\_3.html](http://www.panatron.com/products/catalog/section_3.html).
- Anónimo d) 2004. "Chaparral communication Inc." Página de internet: <http://www.chaparral.net>.
- Anónimo e) 2004. "Sharp Microelectronic of the Americas." Página de internet: [http://www.sharpsma.com/sma/products/rf/LNBD\\_splash.htm](http://www.sharpsma.com/sma/products/rf/LNBD_splash.htm).
- Arzeta Armenta, O. 1988. "Diseño y construcción de un amplificador de bajo ruido para recepción de señales vía satélite en banda Ku". Tesis de maestría, CICESE, Ensenada B. C., México. 120 pp.
- Avilez Salcedo, M. A. 2004. "Automatización de un banco para la medición y obtención de parámetros de ruido de transistores de microondas". Tesis de licenciatura, Fac. de Ingeniería, U.A.B.C., Ensenada B.C., México. 130 pp.
- Berroth, M. y Bosch, R. 1990. "Broad-Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit". IEEE MTT. 38(7): 891-895 p.
- Besser, L. 1972. "Design considerations of a 3.1 to 3.5 GHz GaAs FET feedback amplifier". 1972 IEEE-GMTT International Microwave Symposium, Digest of Technical Papers.: 230-232 p. 1-3 mayo de 1972. Albuquerque, NM, USA. Ed. por IEEE , New York, NY, USA.

- Boudiaf, A.; LaPorte, M.; Dangla, J. y Vernet, G. 1992. "Accuracy improvement in two-port noise parameter extraction method". 1992 IEEE MTT-S International Microwave Sym. Dig.: 1569-1572 p. 1-5 junio de 1992. Albuquerque, NM, USA. Ed. por IEEE , New York, NY, USA.
- Caruso, G. y Sannino, M. 1978. "Computer-Aided Determination of Microwave Two-Port Noise Parameters". IEEE MTT. 26(9): 639-642 p.
- Curtice, W. R. y Camisa, R. L. 1984. "Self-Consistent GaAs FET Models for Amplifier Design and Device Diagnostics". IEEE MTT. 32(12): 1573-1578 p.
- Dambrine, G.; Cappy, E.; Helodore, F. y Playez, E. 1988. "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit". IEEE MTT. 36(7): 1151-1159 p.
- Edwards, M. y Sinksy, J. H. 1992. "A single stability parameter for linear 2-ports circuits". Microwave Symposium Digest, 1992., IEEE MTT-S International.: 885-888 p. 1-5 junio 1992. Albuquerque, NM , USA. . Ed. por IEEE , New York, NY, USA.
- Escotte, L.; Séjalon F. y Graffeuil, J. 1994. "Noise Parameter Measurement of Microwave Transistors at Cryogenic Temperature". IEEE Transactions on instrumentation and measurement. 43(8): 536-543 p.
- Friis, H. T., 1944. "Noise Figures of radio receivers". Proc. IRE. 32(7): 419-422 p.
- Gonzalez, G. 1997. "Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design". Prentice Hall. New Jersey. 506 pp.
- Hammerstad, E. y Jensen, O. 1980. "Accurate models for microstrip computer-aided design Technology growth for the 80s. 1980 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.: 407-409 p. 28-30 May 1980. Washington, DC, USA. IEEE , New York, NY, USA
- Hernández Balbuena, D. 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. 134 pp.
- Kangaslahti, P.; Gaier, T.; Dawson, D.; Tuovinen, J.; Karttaavi, T.; Lahdes, M.; Hughes, N.J.; Cong, T.L.; Jukkala, P.; Sjomán, P.; Weinreb, S. 2001. "Low noise amplifier in InP technology for pseudo correlating millimeter wave radiometer". Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International.: 1959-1962 p. 20-25 de mayo de 2001. Phoenix, AZ, USA. Ed. por IEEE , New York, NY, USA.

- Kirschning, M. y Jansen R. H. 1982. "Accurate models for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimeter-wave frequencies". *Electron Lett.* 18: 272-273 p.
- Lal Chand G. 2002 . *Handbook of antennas in wireless communications*. Boca Raton, FL : CRC Press. Primera edición. 936 pp.
- Lane R. Q., 1969. "The determination of noise parameters". *Proc. IEEE.* 57: 1461-1462 p.
- Medina Monroy J. L.; Chavez Pérez R. A.; Alexei Venger P.; Arturo Velázquez V. 2003. "Desarrollo y optimización de un sistema para la caracterización de dispositivos y componentes de microondas y ondas milimétricas a temperaturas criogénicas". *Electro 2003* .: 457-462 p. Ed. por Tecnológico de Chihuahua. Chihuahua Méx.
- Meys, R. P., 1978. "A Wave Approach to the Noise Properties of Linear Microwave Devices". *IEEE MTT.* 26(1): 34-37 p.
- Mitama, M. y Katoh, H., 1979. "An improved computational method for noise parameter measurement". *IEEE MTT.* 27(6): 612-615 p.
- Ooi, B. y Mook-Seng, L. 1997. "A Novel approach for Determining the GaAs MESFET Small-Signal Equivalent-Circuit Elements". *IEEE MTT.* 45(12): 2084-2088 p.
- O'Callaghan, J. M. y Mondal, J. P. 1991. "A vector approach for noise parameter fitting and selection of sources admittances". *IEEE Transactions on microwave theory and techniques.* 39(8): 1376-1382 p.
- Okean, H.C.; Asmus, J.R. y Steffek, L.J. 1973. "Low noise, 94 GHz parametric amplifier development". 1973 IEEE G-MTT International Microwave Symposium. Digest of Technical Papers .: 78-79 p. 4-6 junio de 1973. Boulder, CO, USA. Ed. por IEEE , New York, NY, USA.
- Pengelly, R. S. 1984. "Microwave Field Effect Transistors— Theory, Design and applications". Research Studies Press. First Edition. Chichester. 470 pp.
- Pospieszalski, Marian W. 1989. "Modeling of Noise Parameters of MESFET's and MODFET's and Their Frequency and Temperature Dependence". *IEEE MTT.* 37(9): 1340-1350 p.
- Pospieszalski, M.W.; Wollack, E.J.; Bailey, N.; Thacker, D.; Webber, J.; Nguyen, L.D.; Le, N.; Lui, M. 2000. "Design and performance of wideband, low-noise , millimeter-wave amplifiers for microwave anisotropy probe radiometers". 2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.: 25-28 p. 11-16 de junio de 2000. Boston, MA, USA. Ed. por IEEE , Piscataway, NJ, USA.



- Rollett, J. M., 1962. "Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports". IRE Trans. Circuit Theory. 9(3): 29-32 p.
- Romanofsky, R. R.; Warner, J. D.; Alterovitz, S. A.; Covey, L.; Smith, A.; Newman, P. y Duh, K. G. 2000. "A Cryogenic K-Band Ground Terminal for NASA'S Direct-Data-Distribution Space Experiment". IEEE MTT. 48(7): 1216-1220 p.
- Shell, J. S. 1994. "Ruby maser for maximum G/Top". Proc. IEEE, 82(5): 796-810 p.
- Shirakawa, K.; Oikawa, H.; Shimura, T.; Kawasaki, T.; Ohashi, Y. Saito, T. y Daido, Y. 1995. "An Approach to Determining an Equivalent Circuit for HEMT's". IEEE MTT. 43(3): 499-503 p.
- Vasilescu, G. 1989. "Exact computation of two-port noise parameter". Electron Lett. 25(4): 292-293 p.
- Weinreb, S. 1980. "Low-Noise Colled GASFET Amplifiers". IEEE MTT. 28(10): 1041 p.
- Wheeler, H. A. 1977. "Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane". IEEE MTT. 25(8): 631-647 p.
- Whelehan, J.; Kraemer, E.; Paczkowski, H.; Bourne, F.; Taub, J.; Wendt, E.J. y Larsen, A. 1973. "A non degenerate millimeter wave parametric amplifier with a solid state pump source". 1973 IEEE G-MTT International Microwave Symposium. Digest of Technical Papers.: 75-77 p. 4-6 junio de 1973. Boulder, CO, USA. Ed. por IEEE , New York, NY, USA.

## APÉNDICE A.

### Método de Lane para extraer los parámetros de ruido.

La ecuación de los cuatro parámetros es una ecuación no lineal en  $Y_0$  y además es función de impedancias complejas. El método de Lane [Lane, 1969] se basa en la transformación de la ecuación de los cuatro parámetros de su forma no lineal a una ecuación lineal en función de cuatro nuevos parámetros.

La ecuación de los cuatro parámetros, dada en la ecuación (13), se puede escribir de la manera dada en la ecuación (22):

$$F = F_0 - 2RnG_0 + RnG_s + \frac{1}{G_s} [Rn(G_0^2 + B_0^2) + RnB_s^2 - 2RnB_0B_s]. \quad (A1)$$

Ahora, sean

$$A = F_0 - 2RnG_0, \quad (A2)$$

$$B = Rn, \quad (A3)$$

$$C = Rn(G_0^2 + B_0^2), \quad (A4)$$

$$D = -2RnB_0, \quad (A5)$$

por lo tanto la ecuación (A1) puede transformarse en una ecuación lineal en A, B, C y D de la siguiente forma:

$$F = A + BG_s + \left[ \frac{C + BB_s^2 + DB_s}{G_s} \right]. \quad (A6)$$

Para determinar los parámetros de ruido se resuelve la ecuación (A6) para los nuevos parámetros (A, B, C y D). Con estos se determinan los parámetros de ruido ( $F_0$ ,  $Rn$ ,  $G_0$  y  $B_0$ ) mediante las ecuaciones (A2), (A3), (A4) y (A5).

i) La resistencia de ruido  $Rn$ , se obtiene directamente una vez que es encontrado  $B$  con la ecuación (A3).

ii) La susceptancia óptima  $B_o$ , se obtiene de la ecuación (A5), donde  $Rn = B$  y

$$B_o = \frac{-D}{2B} . \quad (A7)$$

iii) La conductancia óptima  $G_o$ , se obtiene de la ecuación (A4) escrita como

$$C = Rn(G_o^2 + B_o^2) = B(G_o^2 + \left(\frac{-D}{2B}\right)^2) ; \quad (A8)$$

resolviendo para  $G_o$  se tiene

$$G_o = \sqrt{\frac{C}{B} - B_o^2} = \sqrt{\frac{C}{B} - \frac{D^2}{4B^2}} = \sqrt{\frac{4BC - D^2}{4B^2}} = \frac{\sqrt{4BC - D^2}}{2B} . \quad (A9)$$

iv) El ruido mínimo  $F_o$ , se obtiene de la ecuación (A2) escrita de la siguiente manera:

$$A = F_o - 2RnG_o = F_o - 2BG_o = F_o - 2B \frac{\sqrt{4BC - D^2}}{2B} = F_o - \sqrt{4BC - D^2} . \quad (A10)$$

Por lo tanto, resolviendo para el ruido óptimo se tiene

$$F_o = A + \sqrt{4BC - D^2} . \quad (A11)$$

La ecuación (A6) es una ecuación lineal de los parámetros A, B, C y D. Tomando la diferencia entre los datos medidos y los datos calculados se define una función de error dada por

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \left[ A + B \left( G_{si} + \frac{B_{si}^2}{G_{si}} \right) + \frac{C}{G_{si}} + D \frac{B_{si}}{G_{si}} - F_i \right]^2 , \quad (A12)$$

donde n es el número de admitancias y el subíndice  $i$  indica la  $i$ -ésima medición de ruido del dispositivo debido a la  $i$ -ésima fuente de admitancias, de conductancia  $G_{si}$  y susceptancia  $B_{si}$ , presentada al DBP.

El objetivo que se persigue es encontrar los valores de A, B, C y D que minimizan la función de error, para lo cual se pide que su variación con respecto a los parámetros A, B, C y D se anule, es decir:

$$\frac{\partial \mathcal{E}}{\partial A} = 0, \quad \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial B} = 0, \quad \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial C} = 0, \quad \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial D} = 0. \quad (\text{A13})$$

Con las condiciones anteriores y aplicando la derivada parcial a la función de error con respecto a cada una de las variables y después de algunas operaciones, se obtiene un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas, cuya solución son los parámetros A, B, C y D buscados.

$$\begin{bmatrix} n & \sum_{i=1}^n \left( G_{si} + \frac{B^2}{G_{si}} \right) & \sum_{i=1}^n \frac{1}{G_{si}} & \sum_{i=1}^n \frac{B_{si}}{G_{si}} \\ \sum_{i=1}^n \left( G_{si} + \frac{B^2}{G_{si}} \right) & \sum_{i=1}^n \left( G_{si} + \frac{B^2}{G_{si}} \right)^2 & \sum_{i=1}^n \left( 1 + \frac{B^2}{G_{si}^2} \right) & \sum_{i=1}^n \left( B_{si} + \frac{B^3}{G_{si}^2} \right) \\ \sum_{i=1}^n \frac{1}{G_{si}} & \sum_{i=1}^n \left( 1 + \frac{B^2}{G_{si}^2} \right) & \sum_{i=1}^n \frac{1}{G_{si}^2} & \sum_{i=1}^n \frac{B_{si}}{G_{si}^2} \\ \sum_{i=1}^n \frac{B_{si}}{G_{si}} & \sum_{i=1}^n \left( B_{si} + \frac{B^3}{G_{si}^2} \right) & \sum_{i=1}^n \frac{B_{si}}{G_{si}^2} & \sum_{i=1}^n \frac{B_{si}^2}{G_{si}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n F_i \\ \sum_{i=1}^n F_i \left( G_{si} + \frac{B^2}{G_{si}} \right) \\ \sum_{i=1}^n F_i \frac{1}{G_{si}} \\ \sum_{i=1}^n F_i \frac{B_{si}}{G_{si}} \end{bmatrix} \quad (\text{A14})$$

## APÉNDICE B.

### Cálculo de las pérdidas para redes no insertables.

Considerando la figura B1 que representa a una red de dos puertos por una matriz de parámetros “S”, el coeficiente de reflexión  $\Gamma_{im}$  en el puerto 1 se especifica en términos de los parámetros S de la red como función del coeficiente de reflexión  $\Gamma_i$  de la carga, mediante la siguiente expresión:

$$\Gamma_{im} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_i}{1 - S_{22}\Gamma_i}. \quad (B1)$$

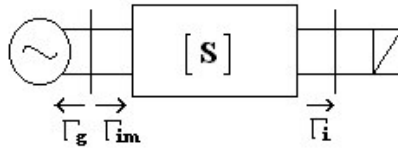


Figura B1.-Esquema básico de una red de dos puertos.

Sean  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$  y  $\Gamma_3$  los coeficientes en la carga de tres estándares y  $\Gamma_{m1}$ ,  $\Gamma_{m2}$  y  $\Gamma_{m3}$  los coeficientes medidos para cada uno de los estándares. Por simplicidad se definen  $a = S_{11}$ ,  $b = S_{22}$  y  $c^2 = S_{12}S_{21}$ . Entonces utilizando la ecuación (B1) para cada medición, se cumple:

$$\Gamma_{m1} = \frac{a(1 - b\Gamma_1) + c^2\Gamma_1}{1 - b\Gamma_1}, \quad (B2)$$

$$\Gamma_{m2} = \frac{a(1 - b\Gamma_2) + c^2\Gamma_2}{1 - b\Gamma_2}, \quad (B3)$$

$$\Gamma_{m3} = \frac{a(1 - b\Gamma_3) + c^2\Gamma_3}{1 - b\Gamma_3}. \quad (B4)$$

Claramente, de la ecuación (B2)

$$a = \frac{\Gamma_{m1}(1-b\Gamma_1) - c^2\Gamma_1}{1-b\Gamma_1}. \quad (\text{B5})$$

Sustituyendo esta última expresión en (B3) se tiene

$$\Gamma_{m2} - b\Gamma_2\Gamma_{m2} = \frac{(\Gamma_{m1}(1-b\Gamma_1) - c^2\Gamma_1)(1-b\Gamma_2)}{1-b\Gamma_1} + c^2\Gamma_2. \quad (\text{B6})$$

Después de algunas operaciones elementales

$$c^2 = \frac{(1-b\Gamma_1)(\Gamma_{m2} - \Gamma_{m1})(1-b\Gamma_2)}{\Gamma_2 - \Gamma_1}, \quad (\text{B7})$$

Análogamente, para (B4)

$$c^2 = \frac{(1-b\Gamma_1)(\Gamma_{m3} - \Gamma_{m1})(1-b\Gamma_3)}{\Gamma_3 - \Gamma_1}. \quad (\text{B8})$$

Así, definiendo

$$\alpha = \frac{\Gamma_{m2} - \Gamma_{m1}}{\Gamma_2 - \Gamma_1} \text{ y } \beta = \frac{\Gamma_{m3} - \Gamma_{m1}}{\Gamma_3 - \Gamma_1} \quad (\text{B9})$$

(B7) y (B8) se pueden reescribir como

$$c^2 = \alpha(1-b\Gamma_1)(1-b\Gamma_2) \quad (\text{B10})$$

y 
$$c^2 = \beta(1-b\Gamma_1)(1-b\Gamma_3). \quad (\text{B11})$$

Sustituyendo la ecuación (B10) en (B5) se tiene

$$a = \Gamma_{m1} - \alpha \Gamma_1 (1 - b \Gamma_2), \quad (\text{B12})$$

y dado que de las ecuaciones (B10) y (B11) se cumple

$$\alpha(1 - b \Gamma_2) = \beta(1 - b \Gamma_3), \quad (\text{B13})$$

entonces

$$b = \frac{\beta - \alpha}{\beta \Gamma_3 - \alpha \Gamma_2}. \quad (\text{B14})$$

Por lo tanto, de la ecuación (B14) sustituida en (B12) y (B10) (ó (B11)) se obtienen  $a$  y  $c^2$  respectivamente y entonces se determinan los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  y el producto de  $S_{12} S_{21}$ .

Debido a que  $c^2 = S_{12} S_{21}$  y  $S_{21} = S_{12}$ , entonces  $c^2 = S_{21}^2$  y por lo tanto  $S_{12} = S_{21} = c$ . Dado que  $c^2$  es un número complejo conocido (según las ecuaciones (B10) ó (B11)), en su forma polar se escribe como  $c^2 = A \exp(j\Phi)$ , entonces se tiene que:

$$S_{21} = S_{12} = \sqrt{A} \exp\left(j \frac{\Phi}{2}\right), \quad (\text{B15})$$

y de lo anterior se tiene completamente caracterizada la red en términos de sus parámetros S.

Es importante mencionar que el procedimiento anterior es *válido para cualquier impedancia de carga* siempre y cuando su coeficiente de reflexión  $\Gamma_l$  sea conocido. Por simplicidad se escogen los  $\Gamma_l$  para una impedancia de carga de  $50 \Omega$ , un corto circuito y un circuito abierto, debido a que por razones obvias las ecuaciones (B5), (B10), (B11) y (B12) se reducen de manera considerable.