

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



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

**OPTIMIZACIÓN TEÓRICA Y EXPERIMENTAL DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO
RUIDO CRIOGÉNICO EN BANDA X**

TESIS

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

Presenta:

RAMÓN ANTONIO BELTRÁN LIZÁRRAGA

Ensenada, Baja California, México, noviembre del 2004.

DEDICATORIA

A mis padres, Rigoberto Beltrán Álvarez y a Guadalupe Lizárraga de Beltrán por el apoyo incondicional.

A Arlen Azuara Álvarez por su gran amor y cariño

A mis amigos Eleazar Zúñiga Juárez y Luis Pérez Pérez.

A mis compañeros Hugo, Gonzalo, Brenda, Daniel, Alberto...

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a todos los que colaboraron con esta tesis pero en especial

A mis padres, Rigoberto Beltrán Álvarez y Guadalupe Lizárraga Hernández

A mi querida esposa Arlen Azuara Álvarez

Al Dr. José Luis Medina Monroy

Al M.C. Ricardo Arturo Chávez Pérez

Al Dr. Josué Álvarez Borrego

por su valiosa cooperación para el desarrollo de este trabajo y especialmente a mi director de tesis:

Dr. Arturo Velázquez Ventura

y muy en especial al Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández y a la Dra. Carmen Maya Sánchez.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el apoyo económico durante mis estudios de postgrado.

RESUMEN de la tesis que presenta **Ramón Antonio Beltrán Lizárraga**, como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California. Diciembre del 2004.

OPTIMIZACIÓN TEÓRICA Y EXPERIMENTAL DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO CRIOGÉNICO EN BANDA X.

Resumen aprobado por:

Dr. Arturo Velázquez Ventura
Director de Tesis

Uno de los componentes más importantes en los receptores de microondas es el amplificador de bajo ruido, cuya figura de ruido afecta directamente la sensibilidad del receptor.

Una forma de disminuir considerablemente dicha figura de ruido consiste en enfriar criogénicamente al amplificador con lo cual se logra a su vez incrementar ampliamente la sensibilidad de los receptores. En este trabajo se presentan diferentes aspectos concernientes al diseño y optimización de un amplificador de bajo ruido de una sola etapa que opera en la banda de 8.75 a 9.25 GHz a la temperatura de 11 Kelvin utilizando como dispositivo activo un transistor de alta movilidad electrónica (HEMT) de InGaAs.

Se diseña el amplificador para una ganancia de 10 dB y 0.05 dB de figura de ruido a temperatura criogénica (11 K). Se presenta una descripción del diseño y proceso de fabricación del circuito integrado de microondas del amplificador.

Palabras clave: Microondas, Amplificador de Bajo Ruido, Figura de Ruido, Criogenia, Transistor HEMT.

ABSTRACT of the thesis presented by Ramón Antonio Beltrán Lizárraga as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, Mexico. December 2004.

EXPERIMENTAL AND THEORETICALLY OPTIMIZATION OF AN X-BAND CRYOGENIC LOW NOISE AMPLIFIER

Approved by:

Dr. Arturo Velázquez Ventura
Director de Tesis

One of the most important components in a microwave receiver is the low noise amplifier (LNA), whose noise figure affects directly the receiver sensitivity.

Cooling the amplifier at cryogenic temperatures is a way to achieve very low noise figure and so increase widely the receiver sensitivity. This work presents an 8.75-9.25 GHz ultra low noise amplifier design. The one stage simulated LNA gain was 10 dB and 0.05 dB of noise figure at cryogenic temperature (11 K). It was optimized to operate at ambient temperatures (290 K) with minimum variation in its performance. A commercial InGaAs high electron mobility transistor (HEMT) is used in the design.

We present a description of the design and construction process of the microwave amplifier integrated circuit.

Keywords: Microwave, Low Noise Amplifier, Noise Figure, Cryogenic, HEMT Transistor

CONTENIDO

I. INTRODUCCION

- I.1 Antecedentes.
- I.2 Objetivo.
- I.3 Organización del trabajo.

II. ASPECTOS TEORICOS PARA EL DISENO DE AMPLIFICADORES

II.1 Transistor HEMT

II.1.1 Circuito eléctrico equivalente en pequeña señal.

II.2 Metodología de diseño del amplificador.

II.3 Consideraciones de diseño.

II.3.1 Estabilidad.

II.3.2 ROE y Pérdidas por regreso.

II.3.3 Ganancia.

II.3.4 Factor de Ruido.

II.3.4.1 Temperatura equivalente de ruido.

II.3.4.2 Parámetros de ruido de transistores de alta frecuencia.

II.4 La guía de onda coplanar.

III. CARACTERIZACION DE TRANSISTORES EN BANDA X

III.1. Banco de medición.

III.1.1 Técnica de carga fría.

III.2 Diseño y construcción de un amplificador de bajo ruido para el receptor

III.2.1 Metas de diseño

III.2.2 Análisis del dispositivo

III.2.3 Diseño del amplificador

III.2.4 Construcción del amplificador

III.2.5 Respuesta del amplificador

III.3 Método de extracción de los parámetros de ruido de transistores.

III.3.1 Modelo de Pospieszalski.

III.4 Caracterización del transistor NE32500.

III.4.1 Mediciones en DC.

III.4.2 Parámetros S medidos a temperatura ambiente y criogénica.

III.4.3 Parámetros de ruido a temperatura ambiente y criogénica del transistor

IV. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR

IV.1 Metas de diseño.

IV.2 Análisis de ganancia y figura de ruido.

IV.3 Análisis de estabilidad.

IV.4 Diseño de las de redes de acoplamiento de entrada y salida.

IV.5 Optimización de las redes de acoplamiento.

IV.6 Distribución final del circuito del amplificador.

V. CONSTRUCCION DEL AMPLIFICADOR CRIOGÉNICO

V.1 Características del substrato.

V.2 Fabricación de las redes de acoplamiento.

V.3 Montaje de componentes y circuito final

VI. ANÁLISIS Y DISCUSIÓN DE RESULTADOS

VI.1 Resultados obtenidos

VI.2 Comparación de resultados obtenidos con simulados

VI.3 Discusión de resultados

VII. CONCLUSIONES

VII.1 Conclusiones

VII.2 Aportaciones

VII.3 Recomendaciones

LISTA DE FIGURAS

Figura

Página

1. Forma analítica generalizada de un ABR de una etapa
2. Vista simplificada de un HEMT
3. Sección transversal esquemática de un HEMT de InP

4. Ejemplos de Transistores HEMT en chip
5. Circuito equivalente de pequeña señal de un FET
6. Análisis general de un Amplificador de bajo ruido
7. Coeficientes de reflexión de carga (Γ_L) y fuente (b_s).
8. Dispositivo de Dos Puertos, Señal y Ruido presentes en la entrada y la salida.
9. Guía de Onda Coplanar (GOC) sin plano de tierra adicional
10. Guía de Onda Coplanar con plano de tierra adicional (GOCT)
11. Representación de una GOC en ADS.
12. Banco de medición de parámetros S y de ruido.
13. Esquema simplificador del receptor con el amplificador de bajo ruido
14. Transistor empaquetado NE33284A.
15. Parámetros S medidos del transistor NE33284A, de 1 a 12 GHz
16. Elementos de líneas de microcinta en ADS.
17. Red de acoplamiento de entrada para mínima figura de ruido
18. Red acoplamiento intermedia
19. Red de acoplamiento de salida
20. Factor de estabilidad μ (∇) y K (-)
21. Ganancia (S_{21} en dB -), y figura de ruido (∇)
22. Circuito completo del amplificador
23. Distribución física del amplificador
24. Amplificador final en su recinto metálico y conectores SMA
25. Ganancia medida (∇) y Ganancia simulada (-)
26. ROE de entrada medido (∇) y simulado (Δ)
27. ROE de salida medido (∇) y simulado (Δ)
28. Factores de estabilidad μ (-) y K (∇)
29. Configuración de la polarización del transistor para la medición de I_{ds}
30. Curvas I_{ds} - V_{ds} del transistor NE32500
31. Parámetros S medidos a 293 K de los transistores D (--) e I (-).
32. Parámetros S medidos a 11K de los transistores D (--) e I (-).
33. Parámetros S del transistor I a 293K (-), y a 11K(--).

34. Circuito eléctrico equivalente del transistor NE32500 simulado en ADS.
35. Archivo de datos del transistor simulado entre cargas terminales de 50Ω .
36. Ganancia y figura de ruido en dB del transistor NE32500 a 293 K (x), y a 11 K (∇)
37. Factores de estabilidad μ (∇) y K (x)
38. Topología para las redes de acoplamiento.
39. Esquema del amplificador con redes de acoplamiento de entrada y salida tomado en cuenta los cables de drenador, compuerta y fuente de longitud L.
40. Esquema del amplificador con redes de acoplamiento optimizadas, incluyendo la resistencia estabilizadora en la red de salida.
41. Distribución física final del amplificador
42. Dimensiones del transistor en chip NE32500, (micras).
43. Substrato Alumina para la fabricación del amplificador criogénico
44. Mascarilla del circuito
45. Redes de acoplamiento de entrada y salida del amplificador criogénico
46. Línea de 50Ω de la red de salida.
47. Espacio entre las redes de acoplamiento para colocar el transistor
48. Espacio para colocar la resistencia estabilizadora.
49. Transistor NE32500 colocado entre las redes de entrada y salida
50. Circuito final del amplificador Criogénico con cables de oro
51. Resistencia estabilizadora y capacitor a tierra de la red de salida
52. Ganancia del amplificador de 8 a 10 GHz.
53. ROE de entrada (Δ) y salida (-)
54. Perdidas por retorno medidas de entrada (Δ) y salida (-)
55. Ganancia del amplificador medida (Δ) y simulada (-) de 8 a 10 GHz.

(CONTINUACION) LISTA DE FIGURAS

56. Perdidas por retorno de entrada medida (Δ) y simulada (-)
57. Perdidas por retorno de salida medida (Δ) y simulada (-)
58. Transistor colocado en el circuito de GOC

59. Ganancia del amplificador medida (-) y simulada (Δ) de 1 a 20 GHz
60. Perdidas por retorno de entrada medida (-) y simulada (Δ)
61. Perdidas por retorno de salida medida (-) y simulada (Δ)
62. Proceso de revelado en secuencia de revelador a fijador
63. Mascarilla del circuito
64. Proceso de oro-mentalización sobre el substrato duroid
65. Bomba de vacío para sujetar el substrato y maquina giratoria
66. Exposición de la mascarilla sobre el substrato a luz ultravioleta
67. Revelado de la foto resina del substrato
68. Circuito final impreso sobre el substrato

LISTA DE TABLAS

- I. Especificaciones preliminares del amplificador de bajo ruido
- II. Especificaciones del amplificador de bajo ruido para el receptor
- III. Parámetros de ruido del transistor NE33284A.

- IV. Factores de estabilidad μ (Mu1) y K (StabFact1).
- V. Respuesta del amplificador simulado.
- VI. Valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente extraído a partir de mediciones a 293K .
- VII. Valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente extraído a partir de mediciones a 11K
- VIII. Parámetros de ruido a 293 K extraídos con el modelo de Pospieszalski.
- IX. Parámetros de ruido a 11 K extraídos con el modelo de Pospieszalski.
 - X. Temperaturas equivalentes T_g y T_d .
- XI. Especificaciones de diseño para el amplificador criogénico.
- XII. Respuesta del dispositivo con terminaciones de 50Ω
- XIII. Respuesta teórica del amplificador
- XIV. Respuesta del amplificador optimizado

I. INTRODUCCION

I.1. ANTECEDENTES.

El desarrollo de dispositivos activos como son los transistores de efecto de campo (TEC o FET por field effect transistor), ha permitido avances significativos en el diseño y realización de amplificadores de microondas, lo que a su vez ha llevado a desarrollar nuevas técnicas y metodologías para caracterizar estos dispositivos con la mayor precisión

posible. En la década de los 60's se presentó un auge en el desarrollo de las técnicas para la extracción de los parámetros de ruido de dispositivos activos [IRE, 1960] y a principio de los 80's aparece una nueva generación de dispositivos encabezada por el transistor HEMT (High Electron Mobility Transistor) que toma su nombre precisamente por su característica de alta movilidad electrónica, la cual le permite mejorar significativamente las prestaciones de ruido y ganancia, además de otras ventajas notables como operar a frecuencias más altas.

Al mismo tiempo se hizo inmediato el uso del transistor HEMT aplicado a amplificadores de bajo ruido por sus excelentes características, sin embargo, a pesar del bajo ruido que presentan estos amplificadores a temperatura ambiente la necesidad de obtener mejor y más alta resolución en la recepción de señales sumamente débiles creó la necesidad de tener también amplificadores que presenten características de ultra bajo ruido, lo que llevó a plantearse que con el enfriamiento de los dispositivos a temperaturas sumamente bajas se pudiera lograr un efecto significativo en la reducción de la figura de ruido que presenta el transistor. Se ha demostrado teórica y experimentalmente que un transistor o amplificador enfriados a temperatura por debajo de los 20 Kelvin mejoran substancialmente sus características de figura de ruido y ganancia debido a una mejor distribución y orden del flujo de electrones ya que al bajar la temperatura se minimizan sus movimientos aleatorios y sin trayectoria sobre el flujo de corriente.

Una de las aplicaciones más exitosas de los amplificadores de bajo ruido enfriados a temperaturas criogénicas es en radioastronomía, siendo en los laboratorios del Observatorio Radio Astronómico Nacional (NRAO) de los Estados Unidos donde se han desarrollado varios amplificadores de esta clase con transistores GaAsFET [Weinreb, 1981] y HEMT [Chanlong Xu, 1989], además se han diseñado amplificadores criogénicos en banda X a partir de la extracción de los parámetros de ruido basados en modelos de ruido [Pospieszalski, 1989] mostrando igualmente excelentes resultados en amplificadores de banda ancha [Gallego, 1990]. Para complementar los aspectos relacionados con la caracterización de los dispositivos y componentes también se han estudiado las propiedades y el comportamiento de substratos y líneas de transmisión a temperatura criogénica [Gallego and Pospieszalski, 1990]. En la actualidad se han reportado varios amplificadores con excelentes características a temperatura criogénica, en banda X [Gallego, J. D. y Fernandez, I., 2000], para las frecuencias de 3.4 a 4.6 GHz [Risacher, C, et. al., 2001] y de la banda K a W [Pospieszalski, M., 2001].

En el CICESE se han fabricado amplificadores de bajo ruido que operan a temperatura ambiente con estructuras fabricadas en guía de onda coplanar (GOC), por ejemplo, para la banda de 36 a 40 GHz [Hernández Balbuena, 1999] y a la frecuencia de 18 GHz [Martínez Madrid, 1997], pero aún se encuentra en proceso la investigación de metodologías para el diseño de amplificadores de ultra bajo ruido y el análisis electromagnético de estructuras planares a temperaturas criogénicas.

I.2. OBJETIVO.

El objetivo de esta tesis es el de desarrollar una metodología para el diseño y construcción de un amplificador de ultra bajo ruido a temperatura criogénica empleando un modelo de circuito eléctrico equivalente para el transistor que represente con precisión su comportamiento a bajas temperaturas, así como herramientas de última generación para el diseño asistido por computadora como lo es el paquete informático Advanced Design System (ADS).

I.3. ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO

La organización de esta memoria es la siguiente: en el capítulo II se presentan los conceptos preliminares que se deben tomar en cuenta para el diseño de un amplificador, haciendo hincapié en la teoría necesaria y tomando en cuenta las consideraciones para el diseño de un amplificador de bajo ruido englobando todo en una metodología. En el capítulo III se presenta una descripción detallada de la caracterización del transistor en el banco de mediciones de parámetros S y extracción de parámetros de ruido siendo así, la caracterización completa del dispositivo. En el capítulo IV se describe el proceso de diseño asistido por computadora basado en las especificaciones establecidas para la operación del amplificador a temperatura criogénica. En el capítulo V se presenta el proceso de fabricación del amplificador en tecnología de guía de onda coplanar, enfatizando que la

parte más crítica del proceso es el montaje tanto de los componentes pasivos como del propio transistor. En el capítulo VI se presentan los resultados obtenidos y se hace una comparación con los resultados esperados señalando las similitudes y diferencias. Por último, en el capítulo VII se presentan las conclusiones alcanzadas con el desarrollo de esta tesis, se enlistan sus principales contribuciones y se sugieren algunas recomendaciones para trabajos futuros.

II. ASPECTOS TEÓRICOS PARA EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES

En este capítulo, se presentan algunos criterios preliminares para el diseño de amplificadores de bajo ruido en microondas. Se definen los factores más importantes en el

diseño del amplificador de bajo ruido (ABR) como son figura de ruido, ganancia, estabilidad, relación de onda estacionaria (ROE) de entrada y salida, así como otros elementos que conforman el circuito del amplificador, es decir, el dispositivo activo (transistor HEMT) y los elementos pasivos basados en guía de onda coplanar (GOC).

II.1 Introducción

Un amplificador de microondas está formado básicamente por una red de adaptación a la entrada, un dispositivo activo y una red de adaptación a la salida como se muestra en la figura 1. En el caso de un amplificador de bajo ruido de una etapa, la figura de ruido está en función de la impedancia que se presente en las terminales de entrada del transistor conocida como impedancia de fuente Z_{fuente} . En general, la impedancia de fuente que produce un acoplamiento conjugado a la impedancia de entrada del transistor (Z_{ent}) no es la misma que la requerida para obtener la mínima figura de ruido del amplificador. Por lo cual la red de acoplamiento de entrada se debe diseñar para obtener mínima figura de ruido [Henkes, Dale, 1998]. Las características de ganancia y ancho de banda del amplificador dependen directamente de la impedancia presentada a la entrada (Z_{ent}) y salida (Z_{sal}) del dispositivo (transistor) y el tipo de tecnología utilizada para su desarrollo [Hernandez Balbuena, 1999].

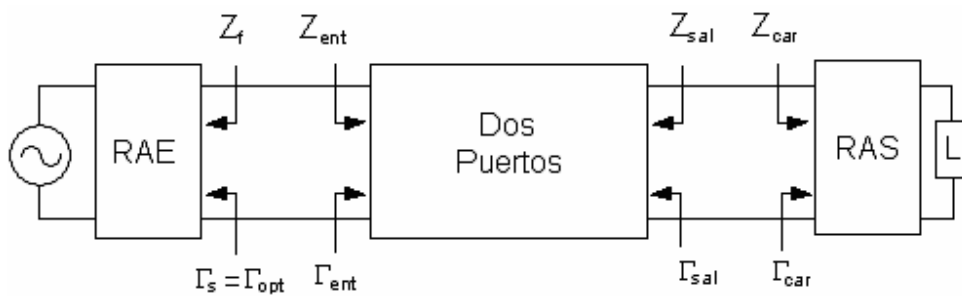


Figura 1. Forma analítica generalizada de un ABR de una etapa.

II.2 Transistor HEMT

Los transistores de alta movilidad electrónica (HEMT) son dispositivos basados en el transistor MESFET descubierto por T. Mimura [Mimura et al, 1980], en el cual se crece una capa epitaxial delgada ligeramente dopada tipo N de GaAs sobre un sustrato semiaislante no dopado para formar la región del canal, como se muestra en la figura 2.

En el HEMT, la banda de paso se modula usando estructuras heterojuntura. Para mejorar la frecuencia de corte y reducir el ruido, además se incrementa la transconductancia del transistor. Esto puede hacerse aumentando el dopaje del canal, lo cual tiene efecto negativo en el incremento del esparcimiento de portadores por impurezas ionizadas, con lo que se reduce la movilidad de electrones. Para eliminar lo anterior se crea un flujo cuántico, creciéndose una capa epitaxial delgada no dopada de GaAs en el canal de AlGaAs dopado. Los electrones de las regiones dopadas de AlGaAs caen dentro del flujo de GaAs y son atrapadas ahí, creando alta transconductancia en el flujo con alta movilidad.

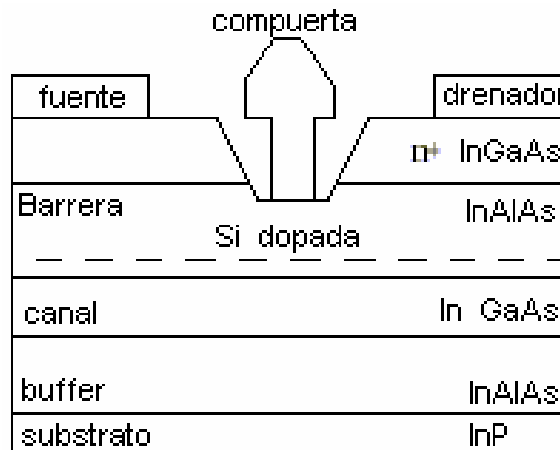


Figura 2. Vista simplificada de un HEMT

Los electrones forman un gas de dos dimensiones y de gran densidad muy cerca del electrodo de compuerta. Considerando las capas delgadas involucradas, se pueden fabricar dispositivos pseudo m3rficos compuestos de diferentes materiales como el InGaAs y el InP con un poco de desacoplamiento entre capas lo cual genera alta movilidad en el dispositivo. La figura 3 muestra la secci3n transversal de un transistor HEMT t3pico basado en InP en donde se pueden observar sus resistencias e inductancias par3sitas adem3s de las capacitancias formadas en sus capas de semiconductor.

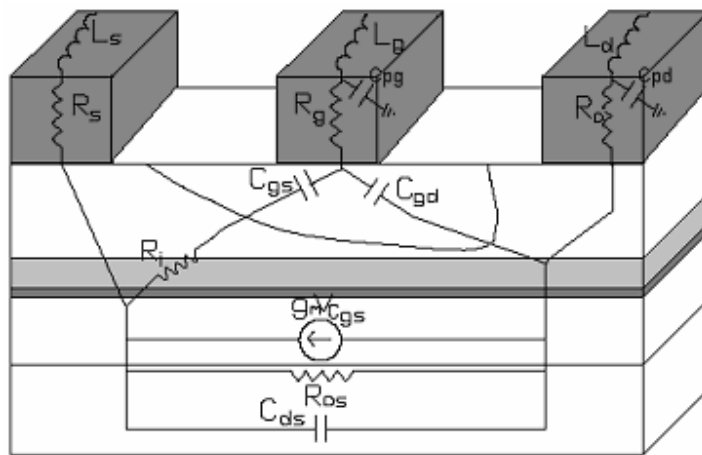


Figura 3. Sección transversal esquemática de un HEMT de InP.

El ruido del transistor se caracteriza con un ruido de entrada, ganancia y ruido de salida. La ganancia y el ruido de salida son dependientes del voltaje y corriente de polarización aplicados al drenador. Para aplicaciones de bajo ruido es deseable tener alta ganancia de corriente a bajos voltajes de polarización y corriente de drenador. Los HEMT de InP exhiben alta ganancia a bajo voltaje y corriente y son los mejores dispositivos de bajo ruido para aplicaciones en ondas milimétricas. En la figura 4 se muestran algunas configuraciones de transistores HEMT comerciales.

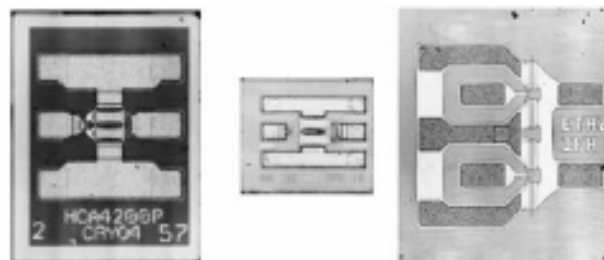


Figura 4. Ejemplos de Transistores HEMT en chip.

II.2.1 Circuito eléctrico equivalente en pequeña señal.

Los circuitos equivalentes de pequeña señal o modelos de pequeña señal de transistores HEMT se clasifican principalmente en dos tipos: modelos físicos y modelos empíricos. El modelo físico predice la respuesta del transistor en pequeña señal empleando sus parámetros físicos y estructurales. Este tipo de modelado es complejo y requiere una gran cantidad de información del proceso de fabricación del transistor a la que no siempre se tiene acceso.

En el modelo empírico se emplean técnicas basadas en la obtención del circuito eléctrico equivalente a partir de las medidas de parámetros S. Estas técnicas son sencillas de implementar en programas comerciales de diseño asistido por computadora, tal como ADS [Advanced Design System, Agilent Technologies], esto no implica el conocimiento de las características físicas del dispositivo, pero si se tiene en cuenta su estructura física.

En este caso se toma en cuenta un circuito equivalente de 15 elementos para modelar el comportamiento en pequeña señal del transistor [Dambrine, et al. 1988], [Berroth and Bosch, 1990].

La figura 5 muestra el circuito equivalente del transistor en donde sus elementos se clasifican en extrínsecos e intrínsecos. Los elementos extrínsecos (resistencia parásita de

compuerta, R_g , drenador, R_d , y fuente R_s , e inductancia de compuerta L_g , drenador, R_d , y fuente R_s , capacitancias parásitas de compuerta C_{pg} y drenador C_{pd}), son independientes de la polarización y modelan los efectos parásitos del transistor. Los elementos intrínsecos (resistencia compuerta-drenador R_{gs} , capacitancia compuerta-fuente, C_{gs} y compuerta-drenador, C_{gd} , resistencia drenador-fuente, R_{ds} , capacitancia drenador-fuente, C_{ds} , y transconductancia g_m) dependen del punto de polarización.

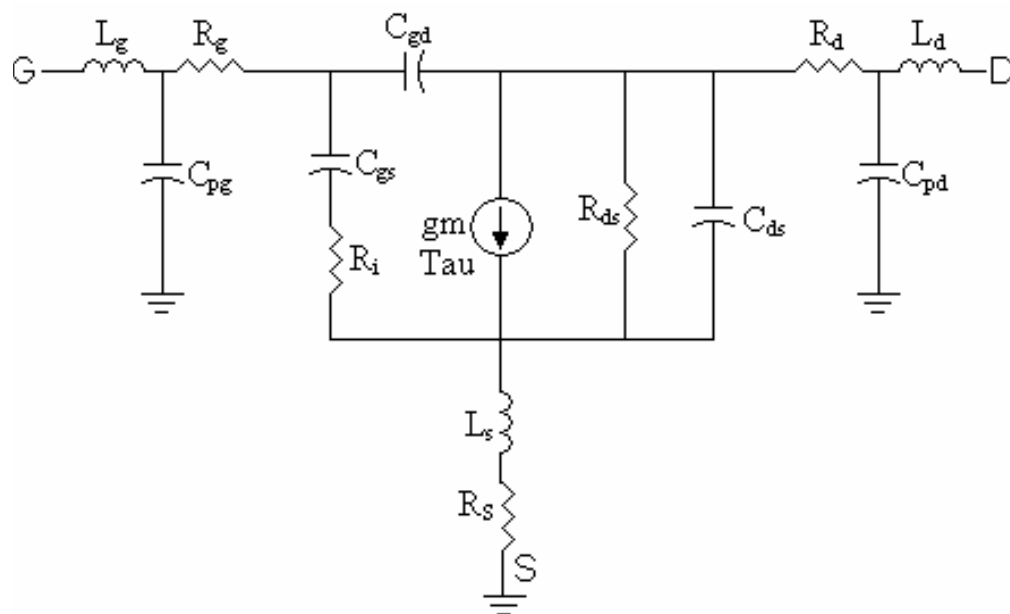


Figura 5. Circuito equivalente de pequeña señal de un FET.

Para obtener el circuito equivalente primero se obtienen los elementos extrínsecos o parásitos a partir de la medición de parámetros S bajo las siguientes condiciones de polarización: transistor bloqueado ($V_{ds}=0$), bajo estas condiciones la fuente de corriente se hace cero despreciándose los elementos intrínsecos, los valores de los elementos parásitos

se calculan a partir de las expresiones de impedancia del circuito equivalente correspondiente a las condiciones de polarización aplicada, las capacitancias parásitas se calculan de las medidas de parámetros S del transistor polarizado en oclusión (*pinch-off*), $V_{ds} = 0$ V y $V_{gs} \approx -4$ V. Las inductancias parásitas se calculan a partir de los parámetros S del transistor polarizado como FET frío en directa, $V_{ds} = 0$ V y $V_{gs} \geq 0.8$ V. Para extraer las resistencias parásitas R_g , R_d y R_s también se emplean medidas del transistor polarizado en directa.

Posteriormente se restan al circuito equivalente total, es decir se hace un deembedding al plano del circuito intrínseco. En este plano se obtienen las expresiones de admitancias a partir de las cuales, tomando como datos las medidas desplazadas se calculan los valores de los elementos intrínsecos, para implementar lo anterior se hacen medidas de parámetros S del transistor polarizado en su punto de operación deseado.

Los métodos de extracción, descritos anteriormente, [Berroth y Bosch, 1990], para los elementos intrínsecos, están implementados en el programa LIMMIFET [Zúñiga Juárez, 2003], así como el método de [Reynoso, J. A., 1997] para calcular las resistencias parásitas y [Dambrine, et al. 1988] para obtención de inductancias y capacitancias parásitas, de esta forma se obtiene el circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.

II.3 Metodología de diseño de amplificadores.

Para el diseño de amplificadores de microondas es necesario definir un conjunto de especificaciones que se deben estar de acuerdo a su aplicación, así como establecer las condiciones de operación.

Dentro de las especificaciones se debe tomar en cuenta la figura de ruido, la ganancia, el ancho de banda de operación, las impedancias de entrada y salida, condiciones de polarización y la temperatura de operación.

La temperatura de operación del amplificador de bajo ruido influye en gran medida puesto que a bajas temperaturas mejoran substancialmente sus prestaciones en cuanto a figura de ruido y ganancia del dispositivo activo lo que conlleva a un mejor desempeño en el factor de ruido del amplificador.

Una vez establecidas las metas o especificaciones para el amplificador, se procede a seleccionar un dispositivo que cumpla con dichas especificaciones mediante el análisis de las principales características involucradas como son figura de ruido, ganancia y estabilidad, ya sea a partir de la medición directa de sus parámetros S y de ruido, o a partir de los parámetros proporcionados por el fabricante.

Al seleccionar el transistor se procede a diseñar sus redes de acoplamiento de entrada y salida basándose en los coeficientes de reflexión que cumplan las especificaciones planteadas en el paso anterior, acoplando a la impedancia de fuente y carga respectivamente. Los elementos de estas redes se diseñan con elementos distribuidos para ser fabricados en guía de onda coplanar (GOC) o líneas de microcinta.

En este trabajo de tesis se toman diferentes aspectos de investigaciones presentadas anteriormente [Medina Monroy et al, 1985] así como también de las estrategias de diseño de amplificadores a la frecuencia de 18 GHz empleando GOC [Martínez Madrid, 1997] y en el diseño de un preamplificador de bajo ruido en GOC a la banda de 36 a 40 GHz [Hernández Balbuena, 1999].

Dentro de las especificaciones para el amplificador en este trabajo de tesis se tiene una ganancia mayor a 9 dB y una figura de ruido menor a 0.1 dB, como se muestran en la tabla 1 de manera preliminar.

Tabla I. Especificaciones preliminares del amplificador de bajo ruido.

| | |
|-------------------------------------|-------------------|
| Temperatura de operación | 11 K |
| Etapas | 1 |
| Ganancia | 9 dB \pm 0.5 dB |
| Banda de Frecuencia | 8.75 a 9.25 GHz |
| Figura de Ruido | \leq 0.1 dB |
| Voltaje de polarización, V_{ds} | 2 Volts |
| Corriente de polarización, I_{ds} | 10.3 mA |

II.4 Consideraciones de diseño.

Las consideraciones de diseño se deben cumplir estrictamente para que al analizar el amplificador se obtenga una respuesta lo más cercano posible al comportamiento real del dispositivo.

La estabilidad es una consideración muy importante puesto que el amplificador debe presentar estabilidad incondicional en todo su ancho de banda, es decir que no existan cargas pasivas que ocasionen oscilaciones en el dispositivo. Es recomendable que el amplificador presente estabilidad desde frecuencias menores a su ancho de banda y tal vez a frecuencias superiores a su ancho de banda, es decir, si el amplificador opera de 8 a 10 GHz, deberá ser estable desde 1 a 12 GHz, de esta forma se evitarán problemas de inestabilidad a bajas frecuencias que degraden el comportamiento en el ancho de banda especificado

Otra consideración importante para el diseño del amplificador es su ganancia, en el caso de amplificadores de bajo ruido (ABR) se requiere obtener la máxima ganancia disponible a la salida del ABR cuando se presenta a su entrada un coeficiente de reflexión que alcance la mínima figura de ruido. Para el caso de un ABR de una sola etapa se busca principalmente diseñar una red de acoplamiento a la entrada del transistor que presente la mínima figura de ruido (NF_{\min}) y a la salida una red de acoplamiento para alcanzar la

máxima ganancia disponible, o en su caso dichas redes deberán ser diseñadas bajo un compromiso de obtener cierta figura de ruido (aunque no sea la mínima) para cierta ganancia disponible, puesto que no siempre se obtiene la ganancia especificada al acoplar la entrada para obtener mínima figura de ruido.

II.4.1 Estabilidad.

SE dice que una red de dos puertos es incondicionalmente estable si no existen coeficientes de reflexión de fuente o de carga que produzcan oscilaciones, [Velázquez Ventura y Medina Monroy, 1995]. En una red de dos puertos se presentan oscilaciones cuando la magnitud del coeficiente de reflexión de entrada, Γ_{ent} o la magnitud del coeficiente de reflexión de salida Γ_{sal} , son mayores que uno. Para un dispositivo unilateral esto sucede cuando el valor absoluto de la magnitud de S_{11} y S_{22} son mayores que 1.

La red de la figura 6 será incondicionalmente estable a una cierta frecuencia, si las partes reales de Z_{ent} y de Z_{sal} son mayores de cero para cualquier combinación de impedancias de fuente y de carga, Z_{fuente} y Z_{car} respectivamente, y potencialmente inestable si existe alguna combinación de terminaciones de fuente o de carga que puedan producir impedancias de entrada y salida con parte real negativa.

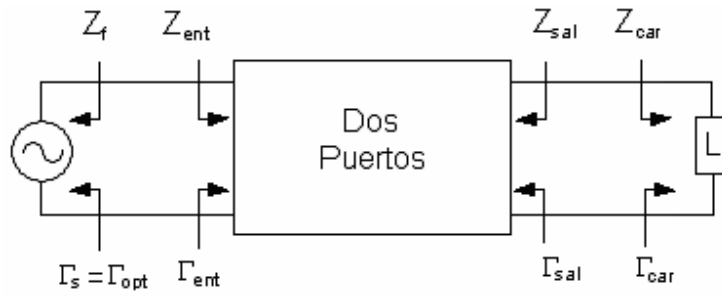


Figura 6. Análisis general de un Amplificador de bajo ruido.

En términos de los coeficientes de reflexión, las condiciones para que un dispositivo de dos puertos presente estabilidad incondicional a una frecuencia dada son:

$$|\Gamma_s| < 1 \quad (1)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (2)$$

$$|\Gamma_{ent}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right| < 1 \quad (3)$$

$$|\Gamma_{sal}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (4)$$

Una condición necesaria y suficiente para que un dispositivo de dos puertos sea incondicionalmente estable está dada por el factor de estabilidad derivado geoméricamente para la carga, factor μ [Edwards, M. L. and Sinsky, J. H., 1992], y se expresa como:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (5)$$

Donde $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

Alternativamente, se puede asegurar estabilidad incondicional si se cumplen simultáneamente las siguientes desigualdades [González, G., 1997]:

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

$$\text{y } |\Delta| < 1$$

Donde K es el factor de estabilidad y Δ es el determinante de la matriz de parámetros S dado por $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

Cuando estos dos factores, K y μ son mayores que 1, el dispositivo de dos puertos se considera incondicionalmente estable.

II.4.2 ROE y Pérdidas de retorno

La relación de onda estacionaria, ROE o VSWR, es una medida del acoplamiento de una red o un dispositivo (transistor) a la impedancia característica que generalmente es 50 Ohms en los sistemas de microondas, la ROE es expresada como una razón respecto a la unidad, una ROE de 1.0:1 indica acoplamiento perfecto (no hay onda estacionaria). Una ROE de 2:1 representa un acoplamiento aceptable. Una ROE de 10:1 indica un desacoplamiento muy grande.

Cuando un dispositivo no está acoplado a la impedancia característica, no toda la potencia incidente es absorbida por la carga y parte de esta potencia se refleja entonces se restan y se suman de fases de las ondas incidentes y reflejadas crean un patrón de onda estacionaria sobre el dispositivo.

La ROE o VSWR se puede expresar en términos del coeficiente de reflexión Γ :

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (7)$$

El desacoplamiento también se puede expresar en pérdidas por regreso que es una medida en dB's que está en función del coeficiente de reflexión Γ :

$$PR = 20 \log |\Gamma| \quad (8)$$

Entre menor sea el valor de las PR mejor será el acoplamiento.

II.4.3 Ganancia

A diferencia de las bajas frecuencias en las cuales la ganancia de corriente y voltaje son de interés principal, en el dominio de RF y las microondas solamente se considera la ganancia de potencia.

La potencia entregada por la fuente a una carga acoplada se define como la máxima potencia disponible (máxima potencia transferida) de la carga cuando $\Gamma_S = \Gamma_L^*$. Para estas

condiciones, la mitad de la potencia es disipada en la fuente y la otra mitad es transmitida a la carga [Dallas Semiconductors, 1999].

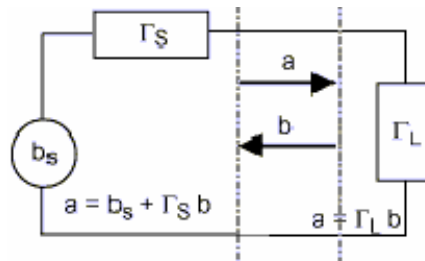


Figura 7. Coeficientes de reflexión de carga (Γ_L) y fuente (b_S).

La ganancia máxima disponible (MAG), [González, G., 1997], es la máxima ganancia que se puede obtener de un dispositivo de dos puertos cuando se le presenta cierto coeficiente de reflexión en la entrada y esta dada por:

$$G_a = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2} \quad (9)$$

$$\text{donde } \Gamma_{sal} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}}{1 - \Gamma_S S_{11}} \Gamma_S$$

II.4.4 Factor de Ruido.

El factor de ruido de un dispositivo de dos puertos se define como la relación señal a ruido en la entrada, S_i / N_i , respecto a la relación señal a ruido en la salida, S_o / N_o [Golio, J. M., 1997], figura 8.

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \quad (10)$$

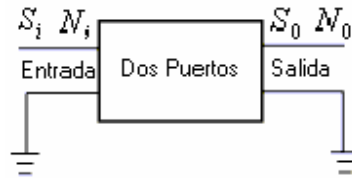


Figura 8. Dispositivo de Dos Puertos, Señal y Ruido presentes en la entrada y la salida.

La señal de salida, S_o , es igual a la señal de entrada amplificada por la ganancia disponible, G_a del dispositivo y el ruido a la salida será el ruido de entrada amplificado por la ganancia, G_a , mas el ruido agregado por el dispositivo, N_a , entonces el factor de ruido puede expresarse como:

$$F = \frac{N_a + N_i G_a}{N_i G_a} \quad (11)$$

De la ecuación anterior se observa que el factor de ruido depende del nivel de ruido presentado a la entrada del dispositivo, este factor de ruido es usualmente referido al ruido térmico de una impedancia de fuente definido como KTB ; donde:

K = Constante de Boltzmann ($1.374 \times 10^{-23} \text{ J / K}$)

T = Temperatura estándar 290 K.

B= Ancho de banda en Hertz.

Por lo tanto el factor de ruido puede definirse como:

$$F = \frac{N_a + KT_0BG_a}{KT_0BG_a} \quad (12)$$

II.4.5 Temperatura equivalente de ruido.

El ruido agregado por el dispositivo, N_a , se puede expresar en función de la temperatura equivalente de ruido, T_e :

$$N_a = KT_eBG_a \quad (13)$$

La temperatura de ruido efectiva, T_e , se utiliza para describir el comportamiento de ruido de un dispositivo en lugar del factor de ruido. Esta temperatura equivalente, T_e , se relaciona con el factor de ruido de la siguiente manera:

$$T_e = T_0(F - 1) \quad (14)$$

$$T_0 = 290K$$

o bien el factor de ruido puede ser calculado como:

$$F = \frac{T_e + T_0}{T_0} \quad (15)$$

El factor de ruido, F , comúnmente se representa como figura de ruido, NF , que es solo el factor de ruido pero en dB:

$$NF = 10\log(F) \quad (16)$$

II.4.6 Parámetros de ruido de transistores de alta frecuencia.

Como se definió anteriormente el factor de ruido es un parámetro importante cuando se trabaja con un dispositivo de dos puertos, y este a su vez representado en Figura de Ruido es uno de los cuatro parámetros que describen el comportamiento completo de ruido de un dispositivo de dos puertos. Esos cuatro parámetros son: la mínima figura de ruido, NF_{\min} , el coeficiente de reflexión óptimo para mínima figura de ruido, magnitud y fase, Γ_{opt} , y la resistencia de ruido, R_n .

El valor de admitancia óptimo para obtener un mínimo factor de ruido de un amplificador se representa por:

$$Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt} \quad (17)$$

o bien por coeficiente de reflexión óptimo, Γ_{opt} :

$$\Gamma_{opt} = \left[\frac{1 - Y_{opt}}{1 + Y_{opt}} \right] \quad (18)$$

R_n , es el valor de resistencia equivalente de ruido la cual representa la degradación en la respuesta de ruido del amplificador, e indica la sensibilidad del factor de ruido a cambios en la impedancia de fuente. Bajos valores de resistencia de ruido representan bajas sensibilidades [Velázquez Ventura y Medina Monroy, 1995].

Estos cuatro parámetros de ruido son dependientes de la frecuencia y dependen directamente de la polarización del dispositivo. En una red de dos puertos estos parámetros se relacionan con el factor de ruido por medio de la admitancia de fuente:

$$Y_s = G_s + jB_s \quad (19)$$

La ecuación que permite obtener el factor de ruido de un amplificador de una sola etapa es la siguiente:

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s - G_{opt})^2 + (B_s - B_{opt})^2] \quad (20)$$

En términos de coeficientes de reflexión de fuente y óptimo las admitancias correspondientes se expresan como:

$$Y_{opt} = \left[\frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}} \right] \quad (21)$$

y

$$Y_S = \left[\frac{1 - \Gamma_S}{1 + \Gamma_S} \right] \quad (22)$$

Sustituyendo (21) y (22) en la ecuación (20), la ecuación de factor de ruido puede escribirse como:

$$F = F_{min} + \frac{4r_n |\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (23)$$

donde $r_n = \frac{R_n}{Z_0}$, es la resistencia equivalente de ruido normalizada a Z_0 .

Con la ecuación (23) se evalúa la figura de ruido cuando se conecta un dispositivo externo al dispositivo, esta incluye los cuatro parámetros de ruido descritos anteriormente y se observa su dependencia con el coeficiente de reflexión de fuente Γ_S .

II.5 La guía de onda coplanar.

La guía de onda coplanar (GOC) está formada por un conductor separado de un par de planos de tierra, todos en el mismo plano sobre un medio dieléctrico, como se observa en la figura 9. Una variante de la guía de onda coplanar se forma agregando un plano de tierra en

el lado opuesto del dieléctrico la cual es llamada guía de onda coplanar con plano de tierra (GOCT) figura 10.

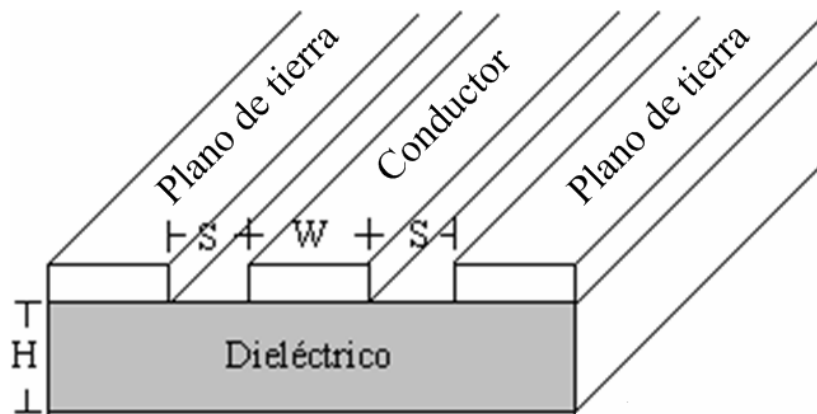


Figura 9. Guía de Onda Coplanar (GOC) sin plano de tierra adicional

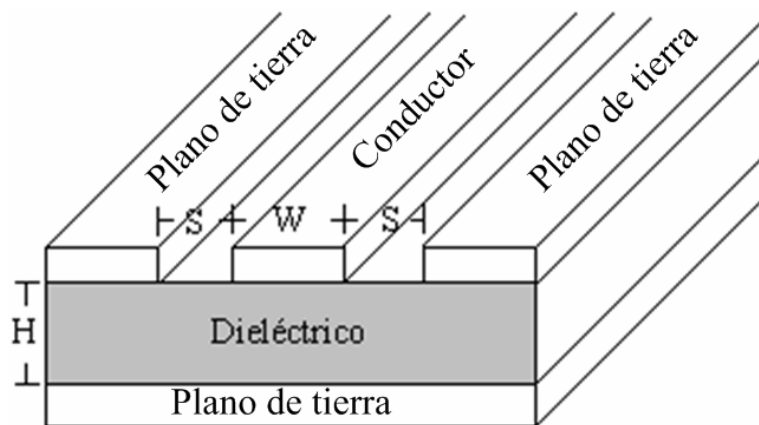


Figura 10. Guía de Onda Coplanar con plano de tierra adicional (GOCT)

La ventaja de la guía de onda coplanar está en que los dispositivos activos (transistores) y pasivos (resistencias, capacitores, etc.) se pueden montar sobre el mismo circuito y conectados directamente a tierra sin necesidad de agujeros para llegar al otro lado del dieléctrico, además proporciona mejor respuesta a frecuencias más elevadas puesto que se eliminan efectos parásitos por discontinuidades en el plano de tierra.

La representación de la GOC en el paquete informático ADS [Agilent Technologies, 2002] se muestra en la figura 12, [Ghione, G., 1984], [Wheeler, H., 1942].

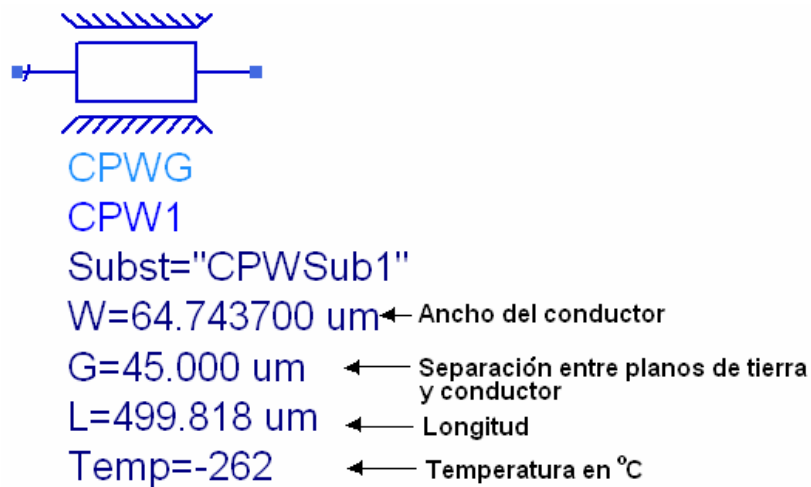


Figura 12. Representación de una guía de onda coplanar en ADS.

III. CARACTERIZACION DE TRANSISTORES EN BANDA X.

La caracterización completa de un transistor se lleva a cabo determinando sus parámetros S y sus parámetros de ruido a partir de mediciones del dispositivo. La extracción de los parámetros de ruido de un transistor de alta frecuencia, se puede lograr ya sea mediante mediciones de su factor de ruido cuando se le presenta cierta impedancia de entrada, para la cual se miden cuatro o más figuras de ruido con sus respectivos coeficientes de reflexión o bien, se pueden extraer los parámetros de ruido utilizando directamente un modelo capaz de predecir el comportamiento de ruido del transistor como se presentará en este capítulo.

III.1 Banco de medición

El banco de medición de la figura de ruido está compuesto básicamente por la fuente de ruido y receptor, el cual también agrega cierto nivel de ruido y por lo tanto, antes de medir el dispositivo, es necesario conocer su constante de ganancia KG_0B y su figura de ruido, la cual se puede determinar a partir de sus cuatro parámetros de ruido y de la ecuación (23), en donde el coeficiente de reflexión presentado a la entrada del receptor, Γ_S , es el coeficiente de reflexión de salida del transistor que varía con la frecuencia y punto de polarización. Para calcular la constante de ganancia del receptor y sus cuatro parámetros de ruido se considera el uso de dos cargas con coeficiente de reflexión arbitrario con las cuales se mide la potencia en sus dos estados de referencia, potencia en frío, P_C , con su respectivo

coeficiente de reflexión Γ_{SC} y potencia en caliente, P_H , asociada a Γ_{SH} , también conocidas como potencia en apagado y encendido respectivamente.

Para obtener el factor de ruido y su respectivo coeficiente de reflexión es necesario medir las potencias de ruido para el caso del receptor y la potencia total P_S , para calcular el ruido de todo el sistema de medición que posteriormente nos lleva a obtener el factor de ruido del dispositivo bajo prueba (DBP). Para esto se plantea un banco de medición de ruido en el cual se midan las potencias de ruido a temperaturas criogénica y ambiente.

El banco de medición está formado principalmente por un generador de ruido, un sintonizador, (con el cual se le presentan las diferentes impedancias o coeficientes de reflexión, generalmente más de 10 puntos, al DBP o bien al receptor), consta también de la cámara criogénica desarrollada en CICESE con la cual se alcanza la temperatura de 11 kelvin [Medina Monroy, et. al. 2003], un receptor el cual es necesario caracterizar y un medidor de potencias que se toma como parte del receptor puesto que agrega cierta figura de ruido. Los componentes del equipo mencionado anteriormente son utilizados para medir en la trayectoria de ruido, pero también al mismo tiempo y sin necesidad de desmontar ningún componente se pueden hacer mediciones de los parámetros S del DBP y de los coeficientes de reflexión presentados a los dispositivos (transistor o receptor) mediante el Analizador de Redes Vectorial HP8510C (ARV) cambiando la trayectoria de ruido mediante interruptores a la trayectoria de parámetros S. En la figura 13 se muestra el banco

de medición, con sus componentes, y sus respectivos planos de referencia (puntos A,B,C y D de la figura 13) en los cuales se miden los coeficientes de reflexión (Γ_{SH} , Γ_{SC} , Γ_S y Γ_R).

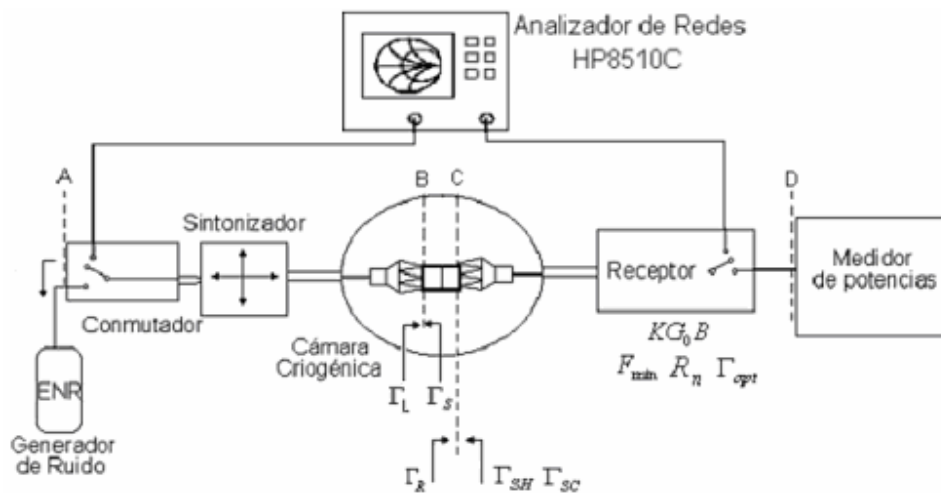


Figura 13. Banco de medición de parámetros S y de ruido.

III.1.1 Técnica de carga fría.

En esta técnica se utilizan medidas de potencias a una sola carga con impedancia arbitraria y es necesario determinar previamente la ganancia disponible del dispositivo por caracterizar a partir de dos potencias de ruido correspondientes a dos cargas a diferente temperatura. La técnica de carga fría tiene la ventaja de que la misma fuente de ruido que se utiliza para calcular la constante de ganancia se puede utilizar para medir el factor de ruido del dispositivo, además toma en cuenta el desacoplamiento que existe entre la fuente de ruido y la entrada del dispositivo a través de su factor de desacoplamiento μ_S .

Para aplicar esta técnica se considera el dispositivo como una red de dos puertos libre de ruido con una temperatura equivalente respectiva, T_e , en donde la potencia medida P_s a cierta impedancia de entrada con coeficiente de reflexión Γ_s , es equivalente al ruido generado por la impedancia de entrada, a temperatura T_c , mas el ruido generado por la carga equivalente del dispositivo a temperatura T_e , amplificadas por la constante de ganancia KG_aB y se expresa como:

$$P_s = KG_aB(T_c + T_e(\Gamma_s)) \quad (24)$$

La ganancia disponible también esta en función del coeficiente de reflexión presentado a la entrada del dispositivo:

$$G_a = |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{(1 - |\Gamma_{sal}|^2) |1 - \Gamma_s S_{11}|^2} \quad (25)$$

$$\text{donde } \Gamma_{sal} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}}{1 - \Gamma_s S_{11}} \Gamma_s$$

En la ecuación (25) $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$, son los parámetros S del dispositivo y Γ_{sal} es el coeficiente de reflexión en la salida del dispositivo, si el dispositivo es unilateral, como es el caso de un transistor, se considera que $S_{12} \approx 0$, por lo tanto Γ_{sal} es independiente de Γ_s y S_{11} es igual al coeficiente de reflexión de entrada del dispositivo, Γ_L , así G_a puede expresarse como:

$$G_a = G_0 \cdot \mu_s \quad (26)$$

donde G_0 es un valor constante y μ_s es el factor de desacoplamiento entre la fuente de ruido (impedancia de entrada) y la entrada del dispositivo:

$$\mu_s = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_L|} \quad (27)$$

Sustituyendo (26), (24) y (13) en (12) se obtiene el factor de ruido en función de Γ_s

$$F = \frac{P_s}{T_0 K G_0 B \mu_s G_{DBP}} - \frac{T_c}{T_0} + 1 \quad (28)$$

Para calcular el factor de ruido, F , es necesario calcular primero $K G_0 B$ para lo cual se utilizan potencias medidas de la fuente de ruido encendida, P_C , y apagada, P_H , aplicando la ecuación (24):

$$P_C = K G_0 B \mu_{SC} (T_C + T_e (\Gamma_{SC})) \quad (29)$$

$$P_H = K G_0 B \mu_{SH} (T_C + T_e (\Gamma_{SH}))$$

donde μ_{SH} y μ_{SC} son los factores de desacoplamiento respecto a Γ_{SH} y Γ_{SC} , haciendo la diferencia de potencias y despejando $K G_0 B$ se obtiene:

$$KG_0B = \frac{P_H / \mu_{SH} - P_C / \mu_{SC}}{T_h + T_{REC}(\Gamma_{SH}) - T_c - T_{REC}(\Gamma_{SC})} \quad (30)$$

De las ecuaciones (28) y (30) se observa que para el cálculo del factor de ruido y la constante de ganancia se toman en cuenta los desacoplamientos que existen entre el dispositivo y el generador de ruido con coeficiente de reflexión Γ_S (o bien Γ_{SH} y Γ_{SC} cuando se enciende o apaga la fuente).

III.2 Diseño y construcción de un amplificador de bajo ruido para el receptor

Como se describió en la sección III.1 el banco de medición cuenta con un receptor en la segunda etapa (punto C a D de la Figura 13), este receptor requiere de un amplificador de bajo ruido que opera a frecuencias entre 8 y 10 GHz para poder cubrir parte de la banda X por lo que se procedió a diseñar y construir un amplificador con estas características.



Figura 14. Esquema simplificado del receptor con el amplificador de bajo ruido.

La metodología a seguir para el diseño y construcción de este amplificador se basa en los aspectos teóricos y consideraciones de diseño de amplificadores presentadas en el capítulo II y que se describen en la siguiente sección.

III.2.1 Metas de diseño

Para que este amplificador se pueda utilizar como parte del receptor, es necesario que tenga una ganancia mayor de 15 dB con una figura de ruido máxima de 3 dB, ya que se requiere amplificar una señal relativamente débil con una ganancia estable en toda la banda y que no contribuya significativamente al ruido del sistema. . En la tabla II se presentan las especificaciones del amplificador.

Tabla II. Especificaciones del amplificador de bajo ruido para el receptor

| | |
|---------------------------|--------------------|
| Etapas | 2 |
| Ganancia | 15 dB \pm 0.5 dB |
| Rango de Frecuencia | 8.75 a 9.25 GHz |
| Figura de Ruido | <3 dB |
| ROE a la entrada | Máxima 2:1 |
| ROE a la salida | Máxima 2:1 |
| Voltaje de polarización | 2 Volts |
| Corriente de polarización | 10 mA |

III.2.2 Análisis del dispositivo

El dispositivo seleccionado para el diseño y construcción del amplificador es el transistor comercial NE33284A, que corresponde a un transistor HEMT empaquetado de muy bajo ruido (con valores típicos de mínima figura de ruido de 0.8dB y ganancia asociada de 10.5 dB a 12 GHz) cuyas dimensiones se muestran en la figura 15.

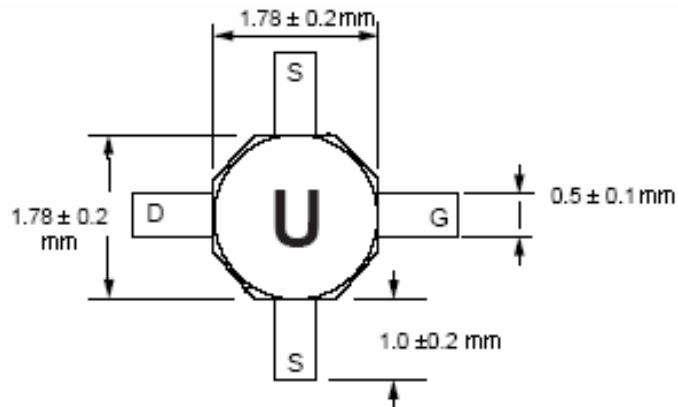


Figura 15. Transistor empaquetado NE33284A.

Se miden los parámetros S del transistor con los resultados mostrados en la figura 16, en tanto que los parámetros de ruido obtenidos directamente de los datos proporcionados por el fabricante se muestran en la tabla III.

Tabla III. Parámetros de ruido del transistor NE33284A.

| freq | NFmin | Sopt | Rn |
|----------|-------|-----------------|--------|
| 1.000GHz | 0.290 | 0.850 / 28.000 | 24.000 |
| 2.000GHz | 0.310 | 0.820 / 40.000 | 13.500 |
| 3.000GHz | 0.328 | 0.784 / 51.037 | 8.894 |
| 4.000GHz | 0.350 | 0.740 / 62.000 | 8.000 |
| 5.000GHz | 0.380 | 0.704 / 73.529 | 7.361 |
| 6.000GHz | 0.420 | 0.670 / 85.000 | 6.500 |
| 7.000GHz | 0.467 | 0.629 / 96.112 | 5.661 |
| 8.000GHz | 0.520 | 0.590 / 107.000 | 5.000 |
| 9.000GHz | 0.575 | 0.558 / 117.540 | 4.622 |
| 10.00GHz | 0.630 | 0.520 / 130.000 | 4.500 |

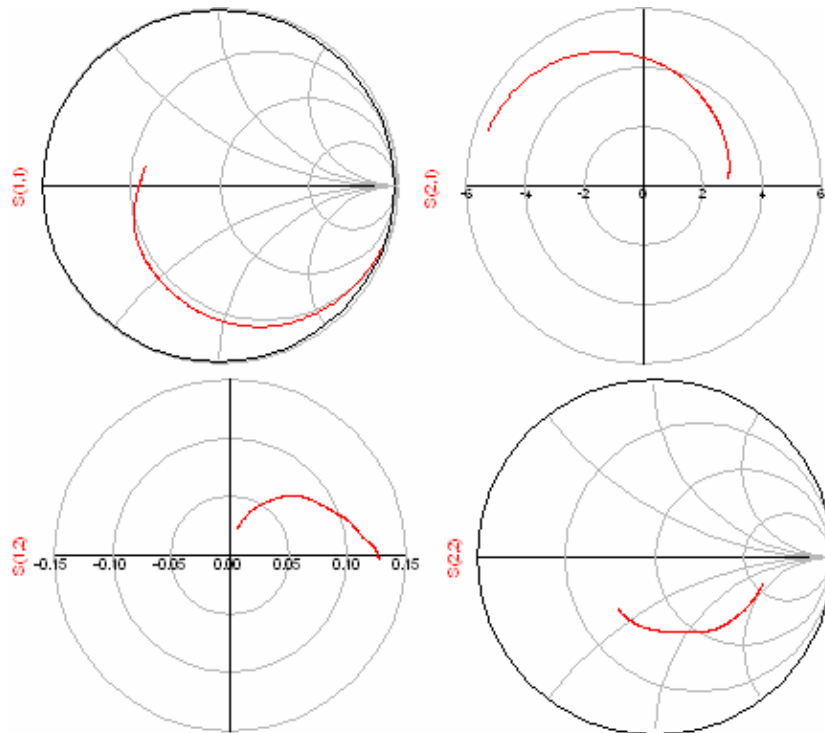


Figura 16. Parámetros S medidos del transistor NE33284A, de 1 a 12 GHz.

Con los parámetros S medidos del transistor se utilizan las ecuaciones (5) y (6) para determinar los factores de estabilidad μ y K , encontrándose los valores que se muestran en la tabla IV, en la cual se puede apreciar que el transistor es potencialmente inestable.

Tabla IV. Factores de estabilidad μ (Mu1) y K (StabFact1).

| freq | Mu1 | StabFact1 |
|----------|-------|-----------|
| 1.000GHz | 0.152 | 0.138 |
| 2.000GHz | 0.281 | 0.251 |
| 3.000GHz | 0.398 | 0.359 |
| 4.000GHz | 0.502 | 0.466 |
| 5.000GHz | 0.625 | 0.586 |
| 6.000GHz | 0.738 | 0.703 |
| 7.000GHz | 0.819 | 0.791 |
| 8.000GHz | 0.874 | 0.849 |
| 9.000GHz | 0.920 | 0.903 |
| 10.00GHz | 0.965 | 0.957 |

Después de verificar los parámetros S y de ruido del transistor, se procede a diseñar el amplificador con este dispositivo, cabe mencionar que de acuerdo al análisis de estabilidad, la estabilización del dispositivo se llevara a cabo durante el proceso de diseño del mismo, tomando en cuenta elementos de circuito estabilizadores.

III.2.3 Diseño del amplificador

Una vez caracterizado el dispositivo en parámetros S y de ruido, y además tomando en cuenta su inestabilidad se procede a diseñar las redes de acoplamiento de entrada, intermedia y de salida con elementos de líneas de microcinta [Kirschning, M., y Cansen, R.H., 1982], [Hammerstad y Jensen, 1980] implementados en el programa de diseño de circuitos de microondas ADS [Agilent Technologies, 2002]. Los parámetros para la línea de microcinta (MLIN) son el ancho (W) y la longitud (L), para la discontinuidad entre tres líneas de microcinta se utiliza una TEE (MTEE) y sus parámetros son solamente los anchos de cada línea, en el caso de una discontinuidad entre solo dos líneas de microcinta se utiliza el escalón (MSTEP) sus parámetros son solamente los anchos de cada línea, por ultimo se utiliza un stub radial en las redes de acoplamiento (MRSTUB) cuyos parámetros son el ancho para la línea de entrada (W_i), su longitud (L) y el ángulo de apertura (Angle), como se muestra en la figura 17.

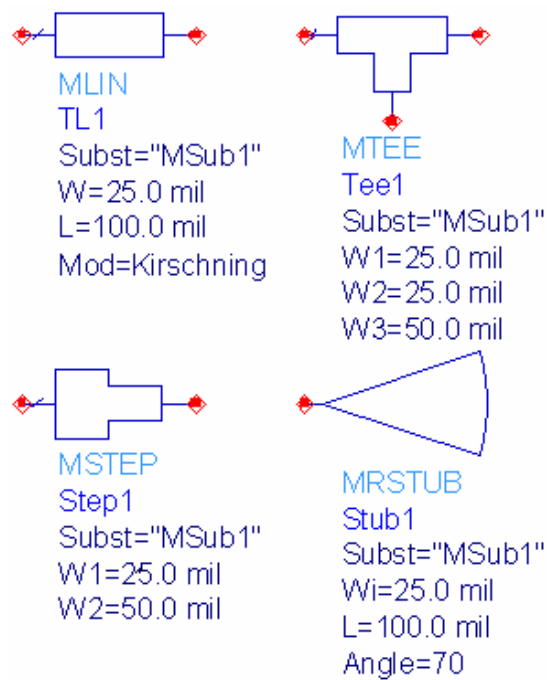


Figura 17. Elementos de líneas de microcinta en ADS.

La red de acoplamiento de entrada se diseña para acoplar el coeficiente de reflexión Γ_{opt} a la impedancia característica del sistema 50Ω , con lo cual se aseguran las condiciones para que el transistor proporcione la mínima figura de ruido. En la figura 18 se muestra la red de acoplamiento de la entrada utilizando los elementos en GOC descritos anteriormente.

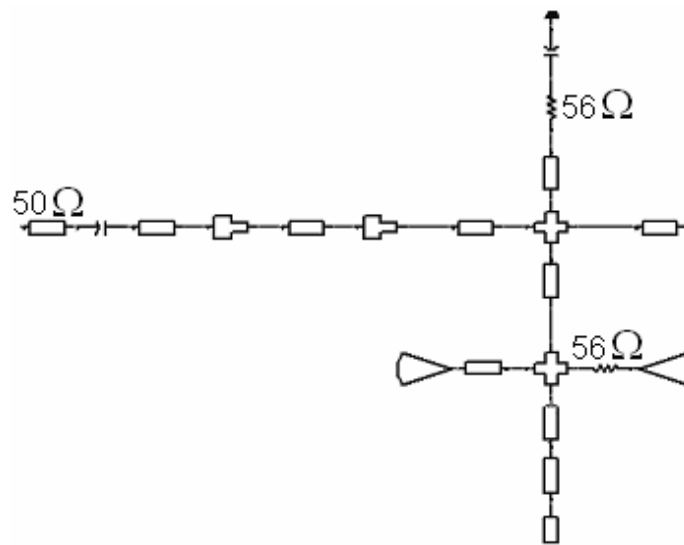


Figura 18. Red de acoplamiento de entrada para mínima figura de ruido

La etapa intermedia se diseña para acoplar conjugadamente el coeficiente de reflexión de la salida del primer transistor que se obtiene empleando la ecuación (9), al coeficiente de reflexión para mínima figura de ruido del segundo transistor dando lugar a la red de acoplamiento que se muestra en la figura 19.

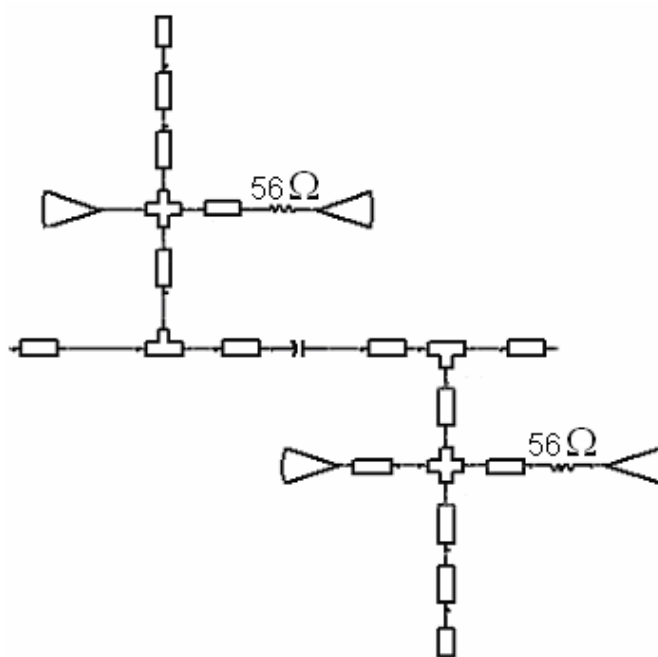


Figura 19. Red de acoplamiento intermedia.

Por último, la etapa de salida se obtiene acoplado conjugadamente el coeficiente de reflexión de salida del segundo transistor dado por la ecuación (9) a la impedancia característica del sistema 50Ω , resultando la configuración que se muestra en la figura 20.

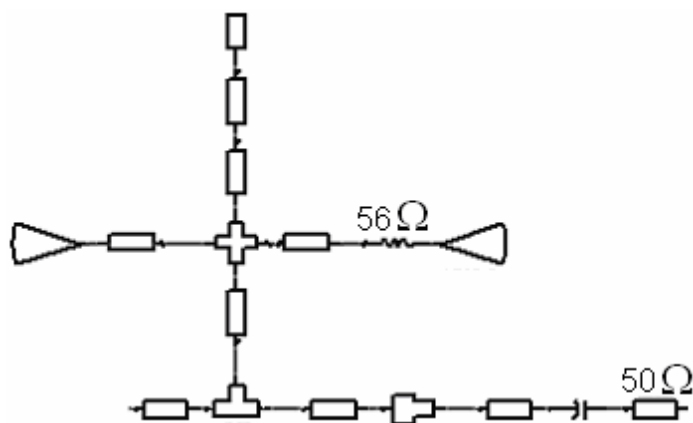


Figura 20. Red de acoplamiento de salida

Las redes anteriores cuentan con un capacitor bloqueador de DC, la red de entrada y salida acopladas a 50Ω constan de una línea de igual impedancia. Con las estructuras radiales y las resistencias de 56Ω , las magnitudes de μ y K son mayores que 1 por lo cual se asegura que el amplificador será incondicionalmente estable a todas las frecuencias desde 1 a 12 GHz como se muestra en la figura 21.

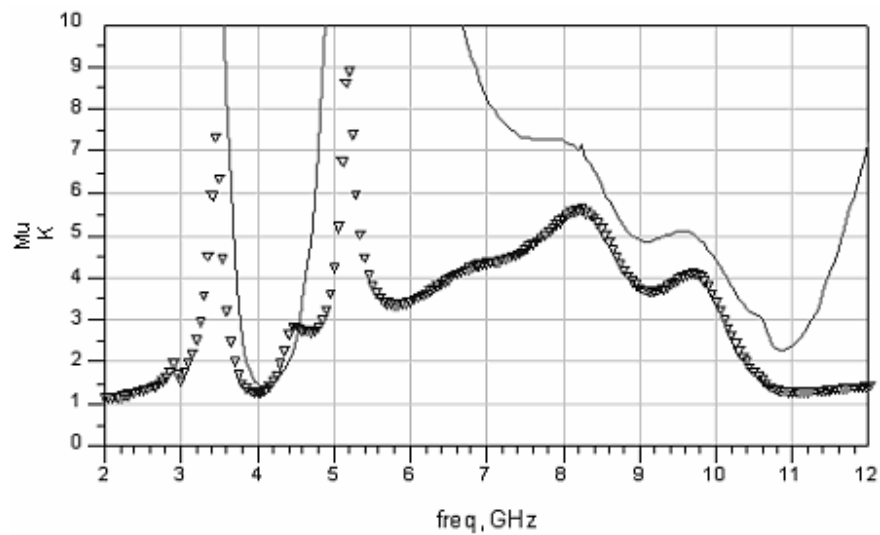


Figura 21. Factores de estabilidad μ (∇) y K (-).

La respuesta en ganancia es superior a los 18 dB, y la figura de ruido es menor que 2.5 dB en toda la banda (8 a 10 GHz), como se muestra en la figura 22.

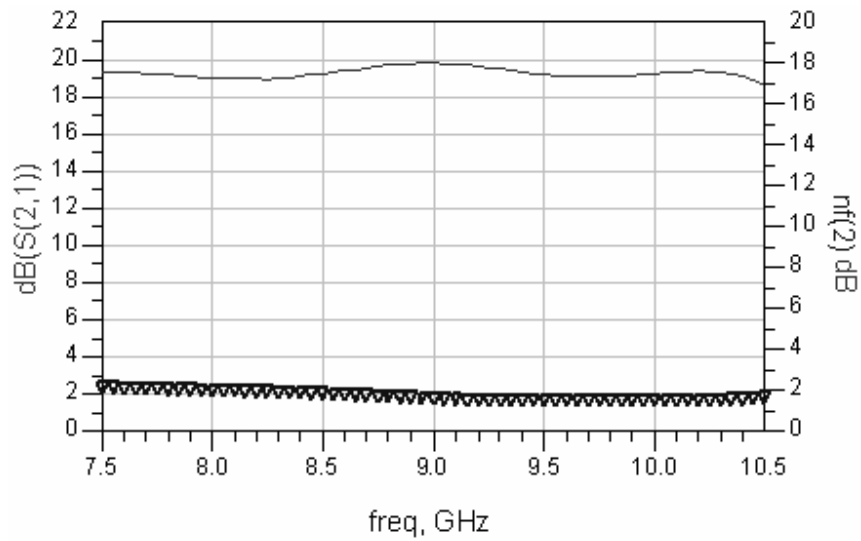


Figura 22. Ganancia (S_{21} en dB –), y figura de ruido (∇).

En la tabla V se presentan los valores de Ganancia (S_{21} en dB), figura de ruido en dB ($nf(2)$), ROE de entrada (VSWR1) y ROE de salida (VSWR2), los cuales representan la respuesta del amplificador en el ancho de banda especificado. Se puede observar que el valor obtenido para las ROE de entrada y salida son menores que 2 como se especificó inicialmente, lo cual significa que existe buen acoplamiento con la impedancia característica de 50Ω .

Tabla V. Respuesta del amplificador simulado,

| freq | dB(S(2,1)) | nf(2) | VSWR1 | VSWR2 |
|----------|------------|-------|-------|-------|
| 8.000GHz | 19.032 | 1.988 | 1.492 | 1.258 |
| 8.200GHz | 18.998 | 1.929 | 1.454 | 1.232 |
| 8.400GHz | 19.108 | 1.865 | 1.428 | 1.232 |
| 8.600GHz | 19.390 | 1.775 | 1.405 | 1.257 |
| 8.800GHz | 19.699 | 1.668 | 1.356 | 1.311 |
| 9.000GHz | 19.813 | 1.572 | 1.271 | 1.370 |
| 9.200GHz | 19.633 | 1.509 | 1.174 | 1.397 |
| 9.400GHz | 19.323 | 1.483 | 1.102 | 1.383 |
| 9.600GHz | 19.108 | 1.480 | 1.084 | 1.353 |
| 9.800GHz | 19.094 | 1.486 | 1.142 | 1.361 |
| 10.00GHz | 19.243 | 1.493 | 1.295 | 1.486 |

III.2.4 Construcción del amplificador

El circuito final del amplificador se muestra en la figura 23 en la cual se observan, además de las redes de adaptación, las resistencias estabilizadoras en las redes de polarización de $56\ \Omega$, las líneas de transmisión de entrada y salida con impedancia característica de $50\ \Omega$ y los capacitores bloqueadores de DC con valores de $0.8\ \mu\text{F}$.

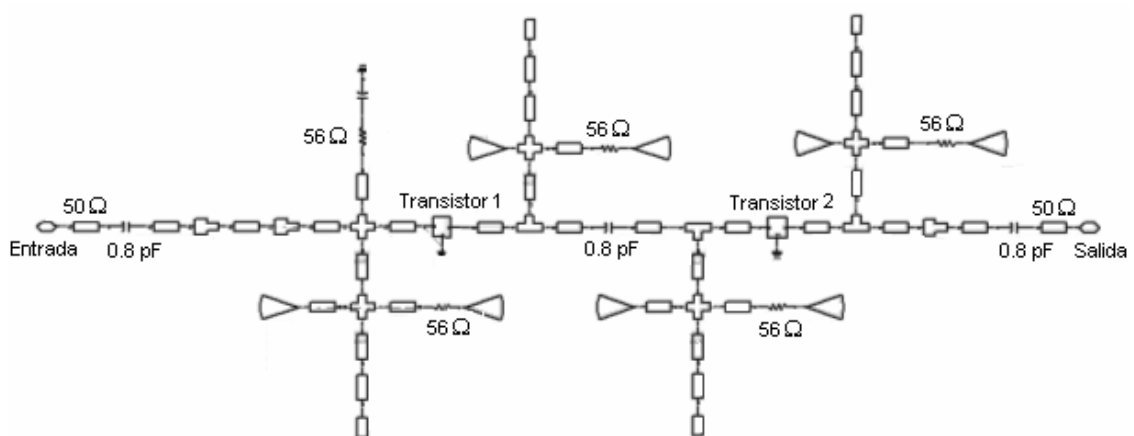


Figura 23. Circuito completo del amplificador.

Para tomar en cuenta el espacio en que se van a colocar los elementos concentrados sobre el circuito, para la generación de la distribución física de los componentes circuitales se emplea un elemento llamado PAD que permite pasar del esquemático a la representación física las dimensiones de los elementos concentrados. La distribución física de los elementos del amplificador se muestra en la figura 24.

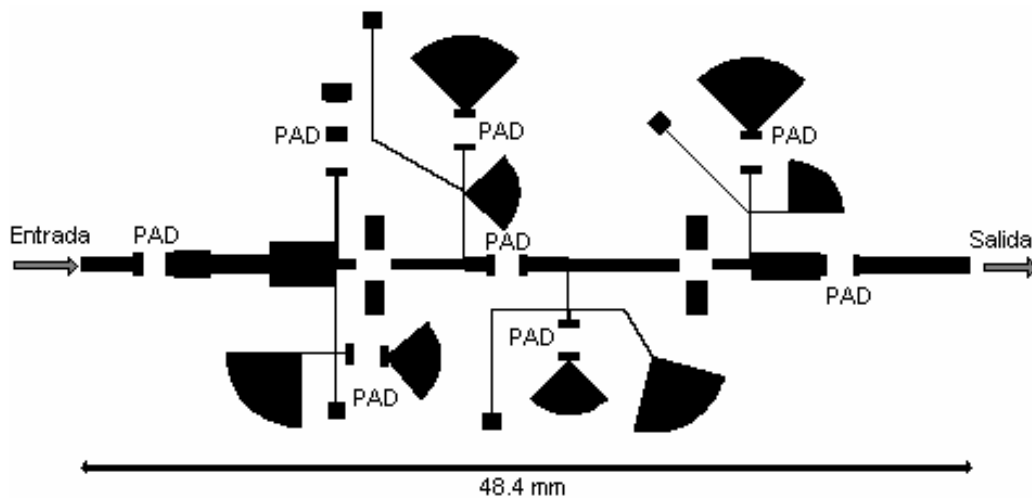


Figura 24. Distribución física del amplificador

El circuito se construye empleando el sustrato Duroid 6006 con constante dieléctrica de 6.15, espesor del dieléctrico de 635 micras y espesor del conductor de 17.78 micras. El circuito final del amplificador terminado con su recinto metálico se muestra en la figura 25 con dimensiones finales de 5.5 x 4.4 cm, los conectores son del tipo SMA hembra para los puertos de entrada y salida. Cada transistor se polariza independientemente para controlar la corriente de drenador I_{ds} y obtener la ganancia deseada del amplificador. Los elementos concentrados como el transistor, las resistencias y los capacitores se fijan en el circuito utilizando epoxi conductor de plata, en tanto que el conductor del sustrato se metalizó con una capa delgada de oro de 24 kilates para evitar su oxidación.

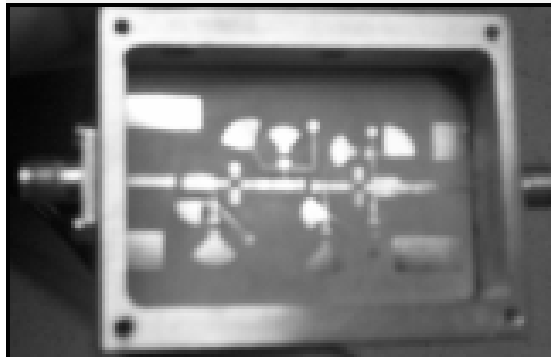


Figura 25. Amplificador final en su recinto metálico y conectores SMA.

III.2.5 Respuesta del amplificador

La caracterización del amplificador se realiza con el analizador de redes lo que permite comparar los valores simulados con los experimentales. Para la ganancia del amplificador se tienen los resultados que se muestran en la figura 26.

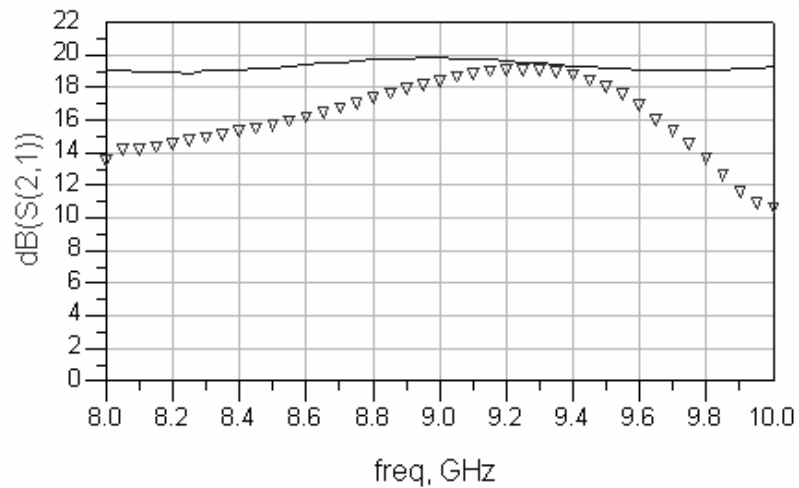


Figura 26. Ganancia medida (∇) y Ganancia simulada (—).

La ROE (VSWR) se calcula a partir de los parámetros S medidos del transistor utilizando la ecuación (7) donde Γ es el S_{11} para calcular la ROE de entrada y S_{22} para calcular la ROE de salida. En las figuras 27 y 28 se presenta la comparación directa de los valores medidos y simulados para las ROE de entrada y salida.

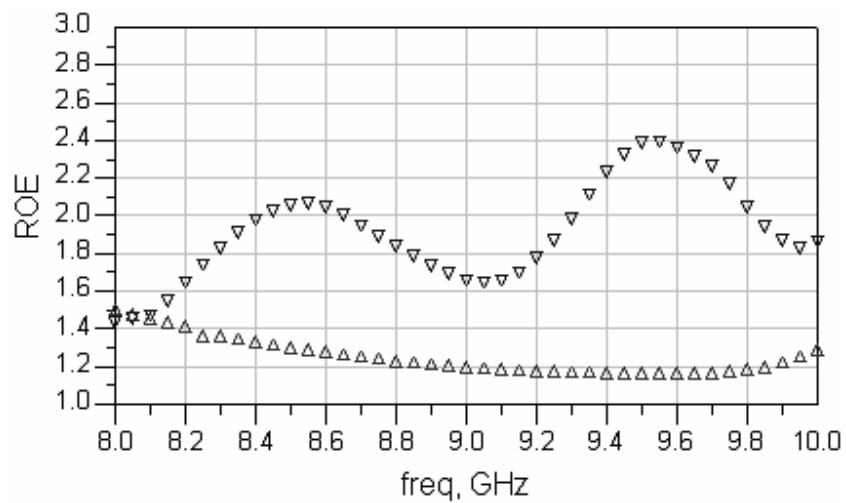


Figura 27. ROE de entrada medido (▽) y simulado (Δ)

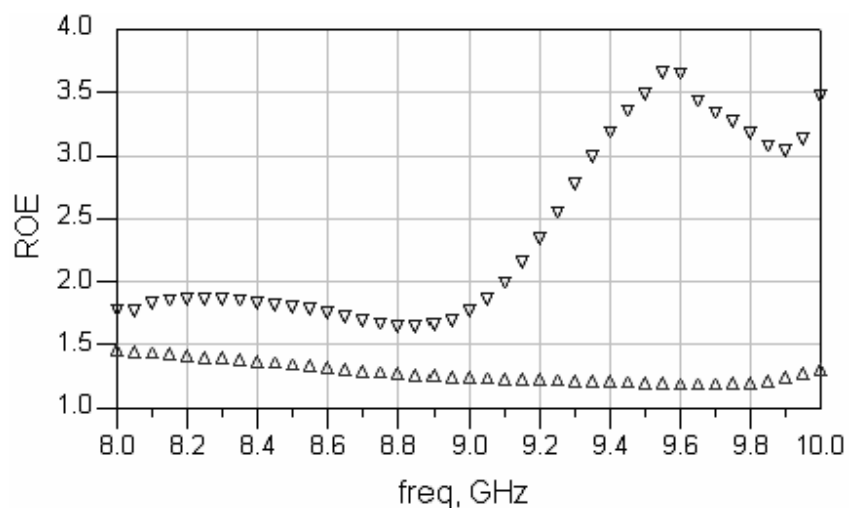


Figura 28. ROE de salida medido (▽) y simulado (Δ).

Se puede observar que para el intervalo de 8.65 a 9.1 GHz las ROE de entrada y salida son menores que 2:1 lo cual cumple con las especificaciones iniciales aunque no en todo el ancho de banda especificado de 8.75 a 9.25 GHz.

Los factores de estabilidad μ y K se calculan con los parámetros S medidos del amplificador a partir de las ecuaciones (5) y (6) respectivamente, obteniéndose valores mayores que 1 y por lo tanto el amplificador es incondicionalmente estable desde 1 hasta 10 GHz como se observa en la figura 29.

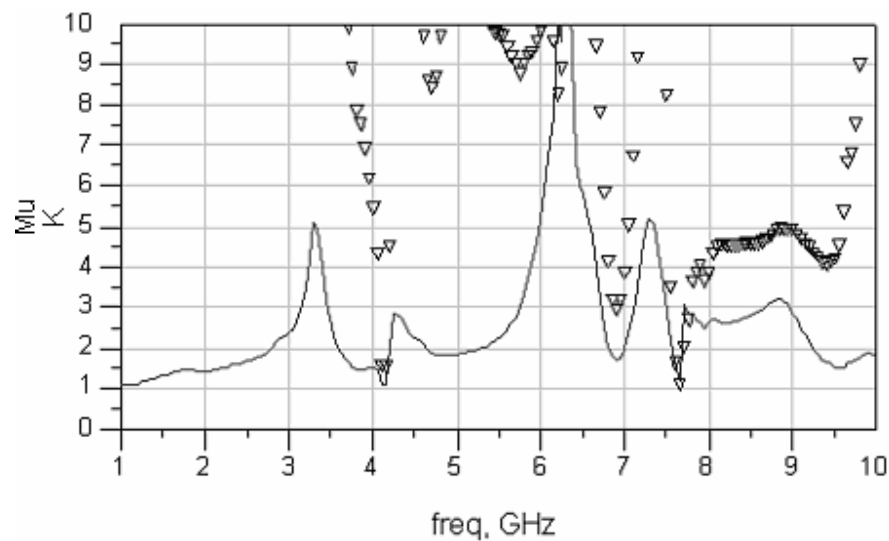


Figura 29. Factores de estabilidad μ (—) y K (∇)

III.3 Método de extracción de los parámetros de ruido de transistores.

Uno de los métodos de extracción de los parámetros de ruido de dispositivos de dos puertos se basa en mediciones de figuras de ruido con sus respectivos coeficientes de

reflexión, comúnmente llamados Γ_s , en la sección III.1.2 se presenta la técnica de carga fría para obtener estas figuras de ruido a partir de potencias medidas (P_H y P_C), el proceso para obtenerlas requiere de meticulosa calibración del equipo de medición, y se requiere que tenga muy buena resolución para evitar errores mayores o iguales al 10% en la medición de las figuras de ruido y del coeficiente de reflexión, Γ_s , [Maya Sánchez, 1997]. Después de obtener como mínimo cuatro o más figuras de ruido con su respectivo coeficiente de reflexión, es necesario aplicar alguno de los métodos conocidos para la extracción de los cuatro parámetros de ruido del dispositivo [Lane, 1967], [Vasilescu, 1989] y no se asegura obtener los parámetros correctos por lo que es necesario hacer mediciones repetitivas bajo las mismas condiciones.

Los métodos mencionados anteriormente requieren gran consumo de tiempo y buena precisión, y aun así no se garantizan resultados correctos, por esta razón se plantea resolver el problema de la extracción de los parámetros de ruido a partir de un modelo de extracción propuesto por Pospieszalski [Pospieszalski, 1989], en el cual es necesario conocer con precisión el circuito eléctrico equivalente en pequeña señal del transistor descrito en la sección II.1, además de determinar las temperaturas equivalentes de compuerta, T_g , y de drenador, T_d .

III.3.2 Modelo de Pospieszalski

El modelo de Pospieszalski utiliza la teoría de circuitos mostrando que para el dispositivo intrínseco se requiere conocer dos constantes independientes de la frecuencia (temperaturas equivalentes de la resistencia intrínseca de compuerta y conductancia de drenador), además de los elementos del circuito equivalente, para predecir los cuatro parámetros de ruido a cualquier frecuencia y temperatura de operación.

Esta representación, consiste en la mínima temperatura de ruido, T_{\min} , impedancia óptima de la fuente, $Z_{opt} = R_{opt} + jX_{opt}$, y la conductancia de ruido g_n o parámetro $N = R_{opt} g_n$ [Lange, 1967], en donde el coeficiente de reflexión óptimo, Γ_{opt} , es representado por:

$$\Gamma_{opt} = \frac{Z_{opt} - Z_0}{Z_{opt} + Z_0} \quad (31)$$

donde Z_0 es la impedancia característica de 50Ω

Las propiedades de ruido de un transistor intrínseco se trata mediante la asignación de temperaturas equivalentes T_a para los elementos resistivos (independientes de la frecuencia), T_g y T_d del circuito eléctrico equivalente asignadas a R_{gs} y g_{ds} , respectivamente.

Los cuatro parámetros de ruido del transistor pueden ser encontrados para la representación del circuito equivalente en pequeña señal del transistor definida en la sección II.1.1 de la siguiente forma:

$$X_{opt} = \frac{1}{\omega C_{gs}} \quad (32)$$

$$R_{opt} = \sqrt{\left(\frac{f_T}{f}\right)^2 \frac{R_{gs} T_g}{g_{ds} T_d} + R_{gs}^2} \quad (33)$$

$$T_{min} = 2 \frac{f}{f_T} \sqrt{g_{ds} R_{gs} T_g T_d + \left(\frac{f}{f_T}\right)^2 R_{gs}^2 g_{ds}^2 T_d^2} + 2 \left(\frac{f}{f_T}\right)^2 R_{gs} g_{ds} T_d \quad (34)$$

$$g_n = \left(\frac{f}{f_T}\right)^2 \frac{g_{ds} T_d}{T_0} \quad (35)$$

donde: $f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}}$ (36)

$$R_n = \frac{T_g}{T_d} R_{gs} + \frac{T_d}{T_0} \frac{g_{ds}}{g_m^2} (1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_{gs}^2) \quad (37)$$

Esto para las condiciones:

$$\left(\frac{f}{f_T}\right) \leq \sqrt{\frac{T_g}{T_d} \frac{1}{R_{gs} g_{ds}}} \quad (38)$$

en la cual $R_{opt} \geq R_{gs}$.

Si se tiene:

$$\left(\frac{f}{f_T}\right) \ll \sqrt{\frac{T_g}{T_d} \frac{1}{R_{gs} g_{ds}}} \quad (39)$$

y $R_{opt} \gg R_{gs}$

Las expresiones para R_{opt} y T_{min} se pueden aproximar por:

$$R_{opt} \cong \frac{f_T}{f} \sqrt{\frac{R_{gs} T_g}{g_{ds} T_d}} \quad (40)$$

$$T_{min} \cong 2 \frac{f}{f_T} \sqrt{g_{ds} R_{gs} T_d T_g} \quad (41)$$

La temperatura equivalente de ruido mínima, T_{min} , se puede representar como factor de ruido mínimo utilizando la ecuación (15), y también como figura de ruido mínima utilizando la ecuación (16), de esta forma el transistor se caracteriza por sus cuatro parámetros de ruido, T_{min} ecuación (34) o (41) según el caso, coeficiente de reflexión óptimo, Γ_{opt} ecuación (31) donde $Z_{opt} = R_{opt} + jX_{opt}$ y se resuelve a partir de las ecuaciones (32) y (33) o (32) y (40) según sea el caso, finalmente se define la resistencia equivalente de ruido R_n utilizando la ecuación (37).

Para determinar las temperaturas equivalentes T_g y T_d se utiliza el método descrito por [Rudolph, M. et al., 2002], en el cual demuestra que la temperatura equivalente de compuerta, T_g , es muy similar a la temperatura ambiente, T_a , de 293 K o de 11 K para el caso de enfriar el dispositivo a esa temperatura. Entonces empleando este modelo de comportamiento de ruido el transistor puede ser descrito a partir de estas temperaturas y si además se considera que $T_g = T_a$, el modelo puede reducirse al conocimiento de un solo parámetro, T_d , para caracterizar el comportamiento de ruido del transistor, tal como lo han considerado algunos autores en trabajos anteriores [Tasker, J.P., et al., 1993].

III.4 Caracterización del transistor NE32500.

Una de las etapas más importantes para el diseño de amplificadores de microondas es la elección del dispositivo que se va a utilizar, en este caso se seleccionó el transistor NE32500 puesto que presenta las características necesarias para cumplir con las metas de diseño, la figura de ruido típica del dispositivo es de 0.45 dB con una ganancia asociada de 12.5 dB a 12 GHz, considerándose un transistor de ultra bajo ruido.

III.4.1 Mediciones en DC.

Para el transistor seleccionado se miden las curvas de corriente-voltaje de drenador-fuente, polarizando el transistor para un voltaje de drenador-fuente, V_{ds} , desde cero hasta 2

volts y un voltaje de compuerta-fuente, V_{gs} , de -0.8 a -0.2 volts, de corriente directa, en pasos de 0.1 volt, midiendo la corriente drenador-fuente, I_{ds} , comúnmente llamadas mediciones de DC o estáticas mediante la configuración de la polarización mostrada en la figura 30.

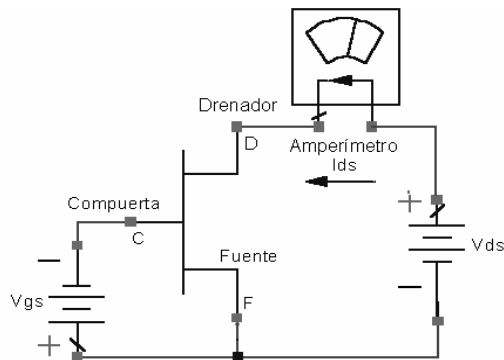


Figura 30. Configuración de la polarización del transistor para la medición de I_{ds} .

En la figura 31 se muestran las curvas corriente-voltaje de drenador, (curvas I_{ds} - V_{ds}).

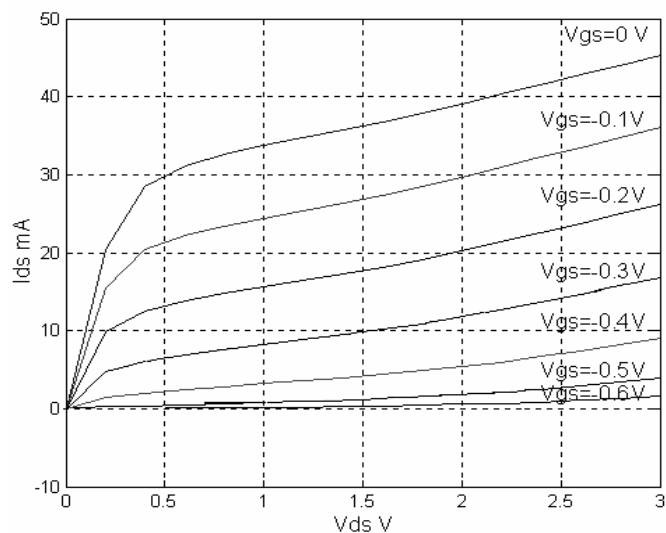


Figura 31. Curvas I_{ds} - V_{ds} del transistor NE32500.

De acuerdo con la figura 31, el punto de operación del transistor debe estar en 2 V de V_{ds} y -0.31 V de V_{gs} para controlar una corriente I_{ds} de 10.3 mA, por lo que éstos deben ser los voltajes de polarización que se utilizarán en la caracterización del transistor.

III.4.2 Parámetros S medidos a temperatura ambiente y criogénica.

La caracterización dinámica o en RF, presenta mediciones de parámetros S del transistor NE32500 a temperatura ambiente (293 K) y a temperatura criogénica (11 K), las mediciones a temperatura ambiente de los parámetros S se hacen para cada transistor que se utilice, debido que a pesar de ser de la misma serie y hasta tal vez del mismo lote de fabricación, en la mayoría de los casos, presentan parámetros S ligeramente diferentes uno de otro, en la figura 32 se muestra la comparación de dos transistores del mismo lote de fabricación observando una diferencia clara sobre todo en los parámetros S_{12} y S_{22} a la misma polarización (2 Volts, 10 mA), la caracterización correcta e individual de los transistores permite obtener resultados mas específicos en la simulación. En cuanto a las mediciones a temperatura criogénica se hace la misma comparación entre los mismos transistores y se muestra en la figura 33.

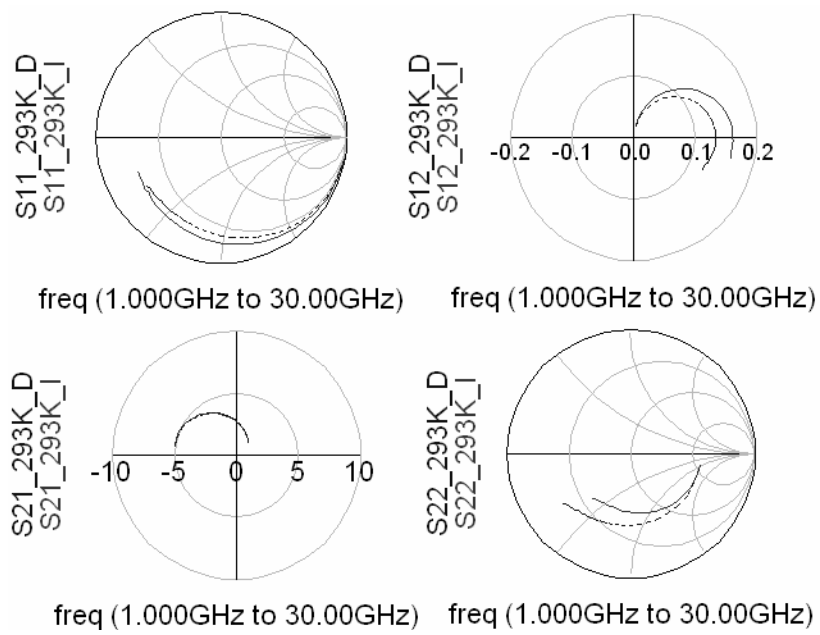


Figura 32. Parámetros S medidos a 293 K de los transistores D (--) e I (—).

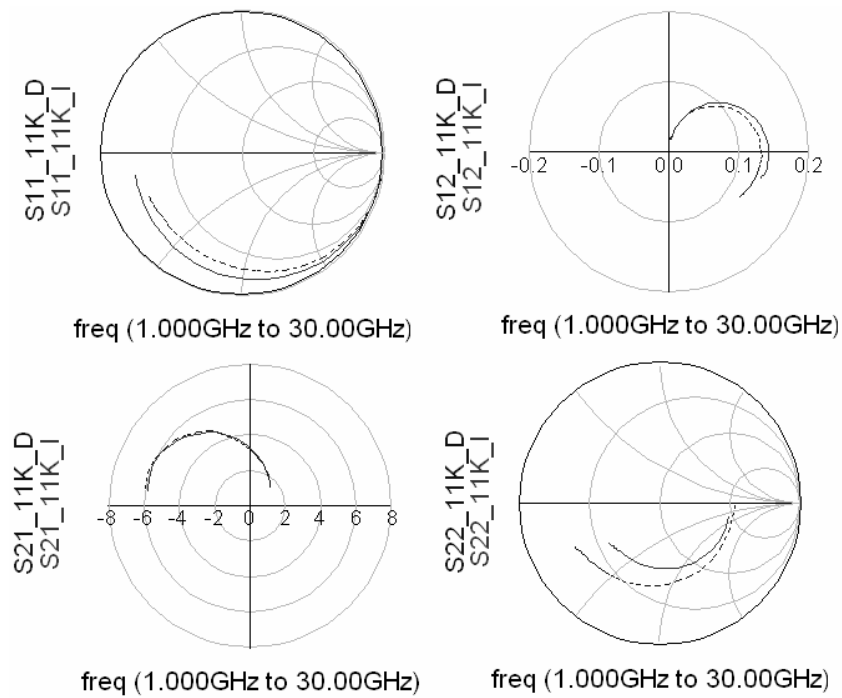


Figura 33. Parámetros S medidos a 11K de los transistores D (--) e I (—).

Las características físicas a temperatura ambiente de un transistor cambian ligeramente al disminuir la temperatura, a temperatura criogénica el transistor se contrae de acuerdo al coeficiente de expansión del material semiconductor y estos cambios se observan directamente en sus parámetros S. En la Figura 34 se hace una comparación directa de los parámetros S medidos del mismo transistor (transistor I) a temperatura ambiente (290K) y a temperatura criogénica (11K) para el mismo punto de polarización, 2 volts 10 mA.

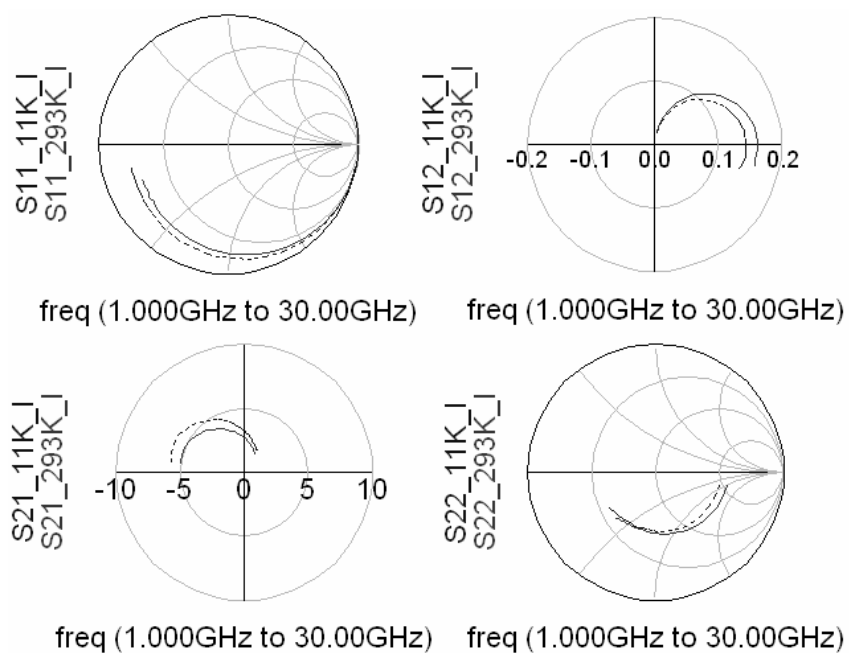


Figura 34. Parámetros S del transistor I a 293K (-), y a 11K(--).

El circuito eléctrico equivalente en pequeña señal para los transistores es el representado en la figura 5 y los valores correspondientes de los elementos del circuito extraídos a partir de mediciones a temperatura ambiente se muestran en la tabla VI.

Tabla VI. Valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente extraído a partir de mediciones a 293K .

| Elementos extrínsecos | Elementos Intrínsecos |
|---------------------------|-------------------------------|
| $L_g=43.58 \text{ pH}$ | $C_{gs}=154.4 \text{ fF}$ |
| $R_g =0.777 \Omega$ | $C_{gd}=38.4 \text{ fF}$ |
| $C_{pg}=14.73 \text{ fF}$ | $C_{ds}=4.585 \text{ fF}$ |
| $R_s =2.166 \Omega$ | $R_{ds}=149.5 \Omega$ |
| $L_s =4.534 \text{ pH}$ | $gm=84.13 \text{ mS}$ |
| $R_d =2.7339 \Omega$ | $R_{gs}(R_i)=1.611 \Omega$ |
| $L_d =39.38 \text{ pH}$ | $\text{Tau}=0.608 \text{ pS}$ |
| $C_{pd} =74.5 \text{ fF}$ | |

Igualmente, para el mismo circuito equivalente, los valores de los elementos extraídos a partir de mediciones de parámetros S a temperatura criogénica son los que se muestran en la tabla VII.

Tabla VII. Valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente extraído a partir de mediciones a 11K

| Elementos extrínsecos | Elementos Intrínsecos |
|---------------------------|--------------------------------|
| $L_g =43.58 \text{ pH}$ | $C_{gs}=154.2 \text{ fF}$ |
| $R_g =0.399 \Omega$ | $C_{gd}=34.67 \text{ fF}$ |
| $C_{pg}=14.7 \text{ fF}$ | $C_{ds}=3 \text{ fF}$ |
| $R_s =1.75 \Omega$ | $R_{ds}=127.7 \Omega$ |
| $L_s =4.53 \text{ pH}$ | $gm=101.74 \text{ mS}$ |
| $R_d =1.581 \Omega$ | $R_{gs}(R_i)=0.319 \Omega$ |
| $L_d =25 \text{ pH}$ | $\text{Tau}=0.1797 \text{ pS}$ |
| $C_{pd} =59.6 \text{ fF}$ | |

La simulación de los parámetros S medidos y los extraídos para el modelo de pequeña señal se realizó en ADS empleando el circuito que se muestra en la figura 35.

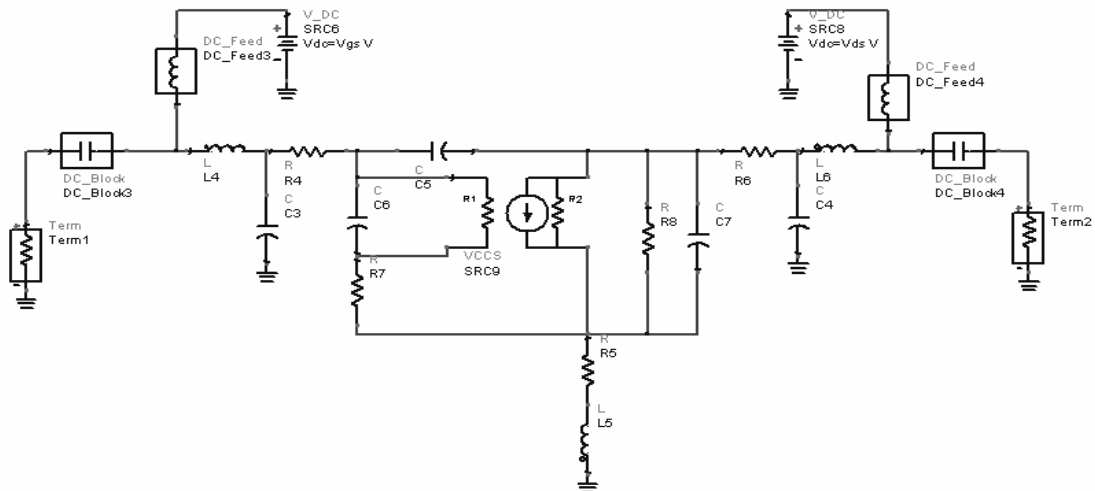


Figura 35. Circuito eléctrico equivalente del transistor NE32500 simulado en ADS.

III.4.4 Parámetros de ruido a temperatura ambiente y criogénica del Transistor

En la sección III.3.2 se describió el proceso a seguir para la extracción de los cuatro parámetros de ruido del transistor a partir del modelo de Pospieszalski. Los parámetros de ruido del transistor NE32500 a temperatura ambiente, 293K, se muestran en la tabla VIII y los parámetros de ruido extraídos a 11 K se muestran en la tabla IX:

Tabla VIII. Parámetros de ruido a 293 K extraídos con el modelo de Pospieszalski.

| freq | NF min | Sopt | Rn |
|----------|--------|----------------|-------|
| 8.800GHz | 0.303 | 0.567 / 68.102 | 7.275 |
| 8.900GHz | 0.307 | 0.566 / 68.804 | 7.274 |
| 9.000GHz | 0.310 | 0.564 / 69.503 | 7.274 |
| 9.100GHz | 0.313 | 0.563 / 70.197 | 7.273 |
| 9.200GHz | 0.317 | 0.562 / 70.888 | 7.270 |

Tabla IX. Parámetros de ruido a 11 K extraídos con el modelo de Pospieszalski.

| freq | NFmin | Sopt | Rn |
|----------|-------|----------------|-------|
| 8.800GHz | 0.041 | 0.547 / 77.800 | 1.746 |
| 8.900GHz | 0.043 | 0.544 / 78.784 | 1.822 |
| 9.000GHz | 0.045 | 0.542 / 79.780 | 1.890 |
| 9.100GHz | 0.046 | 0.541 / 80.544 | 1.894 |
| 9.200GHz | 0.046 | 0.540 / 80.876 | 1.918 |

Las temperaturas equivalentes de compuerta y drenador, T_g y T_d , se muestran en la tabla X obtenidas implementando en Matlab el método descrito en [Rudolph, M. et al., 2002].

Tabla X. Temperaturas equivalentes Tg y Td.

| Temperatura en K | Tg K | Td K |
|------------------|--------|---------|
| 293 | 245.76 | 4036.86 |
| 11 | 10.95 | 1253.78 |

IV. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE ULTRA BAJO RUIDO.

En este capítulo se describe el proceso de diseño del amplificador de ultra bajo ruido, el cual el establecimiento de las especificaciones requeridas para la operación del dispositivo, el análisis de ganancia, figura de ruido, estabilidad del amplificador, diseño de las redes de acoplamiento de entrada y salida así como la optimización de su comportamiento. Por último, se presenta la distribución física final de los elementos del amplificador (layout) y su mascarilla lista para la construcción.

IV.1 Especificaciones del amplificador

Como se describe en el capítulo II las especificaciones de diseño son las características principales que debe cumplir el amplificador, las cuales, para este proyecto de tesis son las indicadas en la tabla XI.

Tabla XI. Especificaciones de diseño para el amplificador criogénico.

| | |
|---------------------------|--------------------|
| Temperatura de operación | 11 Kelvin |
| Etapas | 1 |
| Ganancia | 10 dB \pm 0.5 dB |
| Banda de Frecuencia | 8.75 a 9.25 GHz |
| Figura de Ruido | <0.07 dB |
| ROE a la entrada y salida | Máxima 2:1 |
| Voltaje de polarización | 2 Volts |
| Corriente de polarización | 10.3 mA |

Como se puede observar en la tabla XI, el ancho de banda especificado es de 500 MHz, valor típico para aplicaciones en comunicaciones satelitales y que cubre también una banda utilizada en radioastronomía. Se desea obtener una figura de ruido menor a 0.07 dB a la frecuencia central (9 GHz) clasificando al amplificador como de ultra bajo ruido, la ROE menor o igual a 2:1 es la típica para los amplificadores de este tipo, sin embargo algunos autores como [Risacher, C., Dahlgren, M. y Belitsky, V., 2001], consideran que valores de ROE de entrada de 3.52:1 y de salida de 1.34:1 son adecuados para algunas aplicaciones.

IV.2 Análisis de ganancia y figura de ruido

Después de analizar varios transistores a partir de las hojas de datos proporcionadas por el fabricante, se ha elegido el transistor NE32500 [Anexo I] porque cumple con las especificaciones básicas de figura de ruido y ganancia.

Para el análisis detallado de ganancia y figura de ruido a partir de los datos obtenidos en su caracterización a temperatura criogénica, del transistor seleccionado, se conecta un bloque de datos con extensión *.S2P entre cargas terminales de 50 Ω en sus puertos de entrada y salida como se muestra en el esquemático del simulador ADS de la figura 36.

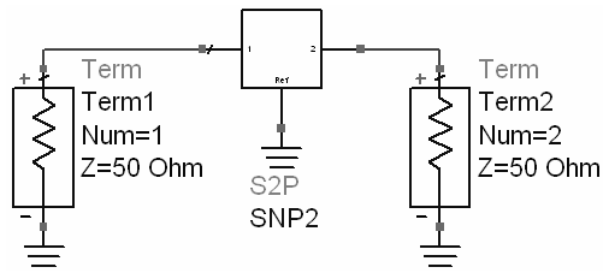


Figura 36. Archivo de datos del transistor simulado entre cargas terminales de 50 Ω .

En la tabla XII se muestran los resultados de la simulación del dispositivo que consisten en la ganancia ($\text{dB } S_{21}$), mínima figura de ruido (NF_{\min}), resistencia de ruido normalizada ($R_n/50$) y coeficiente de reflexión de fuente óptimo (S_{opt}).

Tabla XII. Respuesta del dispositivo con terminaciones de 50 Ω ,

| freq | dB(S(2,1)) | NFmin | Rn/50 | Sopt |
|----------|------------|-------|-------|----------------|
| 8.750GHz | 13.616 | 0.040 | 0.035 | 0.547 / 77.280 |
| 8.800GHz | 13.601 | 0.041 | 0.035 | 0.546 / 77.780 |
| 8.850GHz | 13.587 | 0.042 | 0.036 | 0.545 / 78.280 |
| 8.900GHz | 13.572 | 0.043 | 0.037 | 0.544 / 78.780 |
| 8.950GHz | 13.558 | 0.044 | 0.037 | 0.543 / 79.280 |
| 9.000GHz | 13.543 | 0.045 | 0.038 | 0.542 / 79.780 |
| 9.050GHz | 13.522 | 0.046 | 0.038 | 0.542 / 80.250 |
| 9.100GHz | 13.502 | 0.046 | 0.038 | 0.541 / 80.485 |
| 9.150GHz | 13.481 | 0.046 | 0.038 | 0.541 / 80.720 |
| 9.200GHz | 13.460 | 0.046 | 0.038 | 0.540 / 80.955 |
| 9.250GHz | 13.439 | 0.047 | 0.038 | 0.540 / 81.190 |

En la tabla XII se observa que la ganancia del amplificador sin redes de acoplamiento es de 13.54 dB a la frecuencia central (9 GHz) y con 0.045 dB de figura de ruido a la misma frecuencia, bajo este análisis se asegura que el dispositivo cumple con las especificaciones de diseño, siendo su mínima figura de ruido la ideal para esta aplicación.

En la figura 37 se compara directamente el comportamiento del dispositivo a temperatura ambiente con el correspondiente a temperatura criogénica, observándose que al operar a 11K la figura de ruido disminuye considerablemente, si se toma en cuenta que el dispositivo a temperatura ambiente es de muy bajo ruido (0.311 dB). Al enfriar el dispositivo la figura de ruido disminuye dramáticamente hasta 0.045 dB, lo cual es un comportamiento típico para estos dispositivos [Gallego, J. D. y Pospieszalski, M. W., 1990], [Risacher, C., Dahlgren, M. y Belitsky, V., 2001].

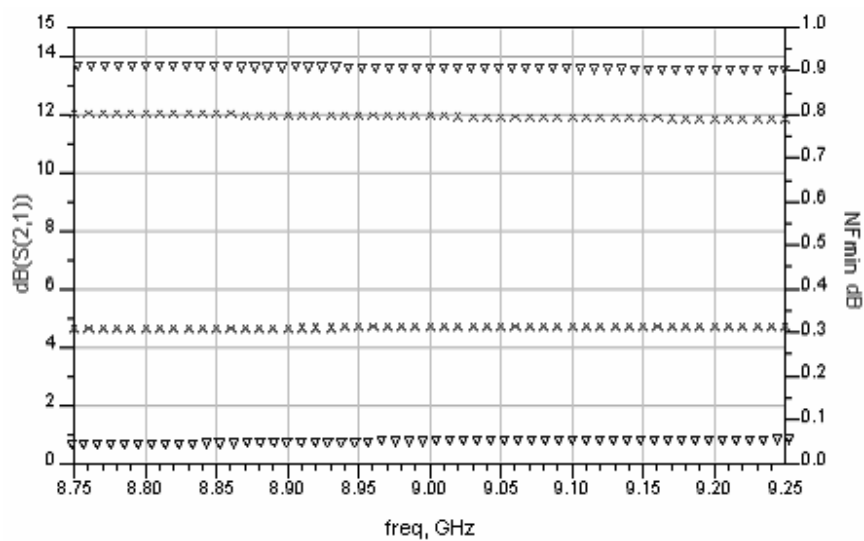


Figura 37. Ganancia y figura de ruido en dB del transistor NE32500 a 293 K (x), y a 11 K (∇).

Con respecto a la ganancia, se presenta un incremento de casi 2 dB en toda la banda, lo cual se debe principalmente a la disminución de las resistencias parásitas del dispositivo y a un incremento en la transconductancia.

IV.3 Análisis de estabilidad.

Empleando las ecuaciones (5) y (6) se calculan los factores de estabilidad μ y K , para el dispositivo conectado entre terminaciones de 50Ω , obteniéndose valores que no satisfacen las condiciones de estabilidad como se observa en la figura 38:

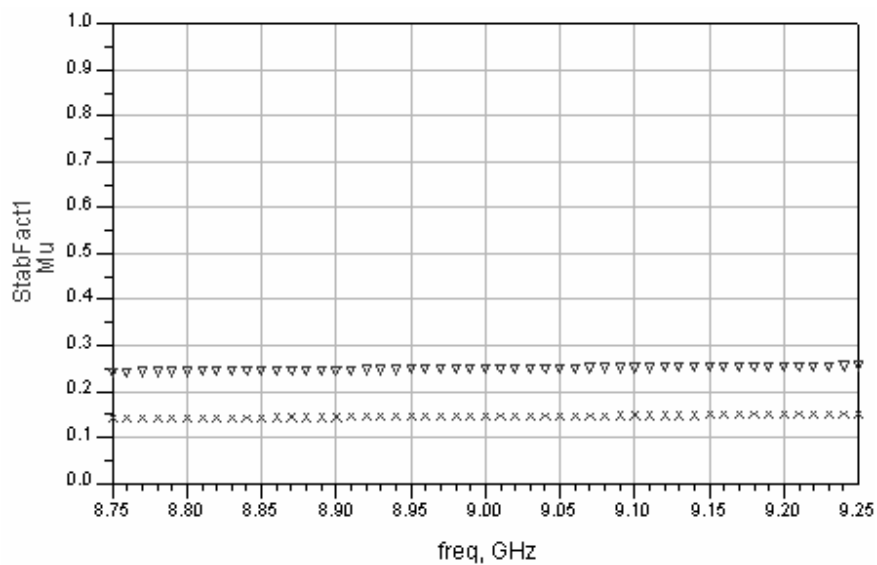


Figura 38. Factores de estabilidad μ (∇) y K (\times).

Con los valores de μ y K se determina que el dispositivo es potencialmente inestable por lo que se debe de encontrar la manera de estabilizar el comportamiento del transistor ya sea agregando elementos de estabilización adicionales a las redes de acoplamiento, o bien, diseñar estas redes para asegurar operación estable en todo el ancho de banda

IV.4 Diseño de las de redes de acoplamiento de entrada y salida.

La red de acoplamiento de entrada se diseña para acoplar el coeficiente de reflexión óptimo (Γ_{opt}) a la impedancia característica de 50Ω para obtener la mínima figura de ruido (NF_{min}) y la red de acoplamiento de salida se diseña para obtener un acoplamiento conjugado con la entrada de acuerdo con la ecuación (9) $\Gamma_S = \Gamma_{opt}$.

Las redes de acoplamiento para entrada y salida se diseñan en tecnología de guía de onda coplanar (GOC) y simuladas directamente en ADS, una primera aproximación de las redes de acoplamiento de entrada y salida tienen la topología que se muestra en la figura 39:



Figura 39. Topología para las redes de acoplamiento.

Esta topología de las redes de acoplamiento de entrada y salida consta de cuatro elementos en GOC: el primer elemento, CPW1, es una línea de impedancia característica de 50Ω , y los elementos restantes CPW2, CPW3 y CPW4 son de líneas de impedancias distintas a 50Ω . Debido a que las redes de acoplamiento incluyen los cables que van del transistor en chip NE32500 a la compuerta y al drenador respectivamente, se deben tomar

en cuenta en la simulación con ADS. Para ello el simulador cuenta con un modelo para cables siendo sus parámetros principales el diámetro y la conductividad, consistiendo en este caso de cables de oro de 0.7 milésimas de pulgada de diámetro y conductividad eléctrica de 4.52×10^7 S.

El amplificador con sus respectivas redes de acoplamiento se muestra en la Figura 40, donde se observa que la fuente del transistor se conecta a tierra empleando con cuatro cables que proveen, además, retroalimentación inductiva, para mejorar la estabilidad. La respuesta obtenida en la simulación se muestra en la tabla XIII.

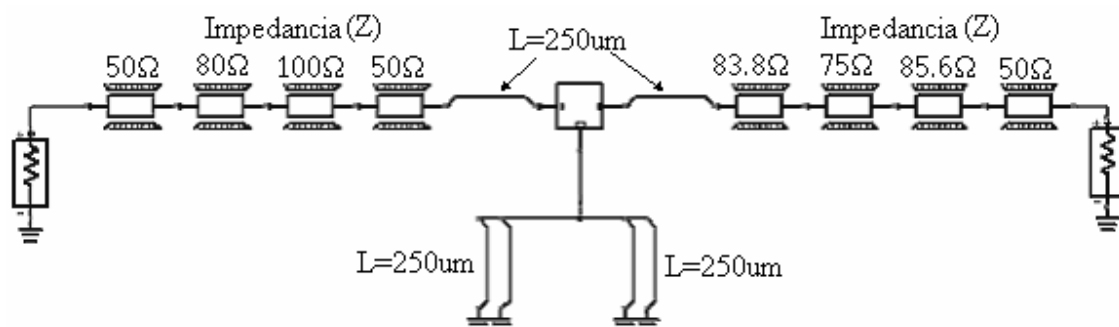


Figura 40. Esquema del amplificador con redes de acoplamiento de entrada y salida tomado en cuenta los cables de drenador, compuerta y fuente de longitud L.

Tabla XIII. Respuesta teórica del amplificador

| freq | nf(2) | dB(S(2,1)) | VSWR1 | VSWR2 | Mu1 | StabFact1 |
|----------|-------|------------|-------|-------|-------|-----------|
| 8.750GHz | 0.054 | 13.998 | 2.338 | 3.208 | 0.650 | 0.595 |
| 8.800GHz | 0.055 | 13.999 | 2.319 | 3.198 | 0.650 | 0.598 |
| 8.850GHz | 0.056 | 14.000 | 2.301 | 3.186 | 0.650 | 0.601 |
| 8.900GHz | 0.057 | 14.001 | 2.285 | 3.173 | 0.650 | 0.605 |
| 8.950GHz | 0.058 | 14.001 | 2.271 | 3.158 | 0.650 | 0.608 |
| 9.000GHz | 0.059 | 14.001 | 2.259 | 3.141 | 0.650 | 0.611 |
| 9.050GHz | 0.060 | 13.997 | 2.250 | 3.122 | 0.650 | 0.614 |
| 9.100GHz | 0.060 | 13.993 | 2.244 | 3.102 | 0.650 | 0.617 |
| 9.150GHz | 0.060 | 13.988 | 2.239 | 3.080 | 0.650 | 0.620 |
| 9.200GHz | 0.060 | 13.982 | 2.237 | 3.056 | 0.650 | 0.623 |
| 9.250GHz | 0.061 | 13.976 | 2.237 | 3.030 | 0.650 | 0.626 |

De la tabla XIII se observa que aunque el amplificador presenta excelente respuesta en ganancia (14 dB) y figura de ruido (0.059 dB) a la frecuencia central, la ROE de entrada y salida son mayores que lo estipulado en las especificaciones de diseño, además se observa que los factores de estabilidad μ y K son menores que 1 lo cual indica que el amplificador es potencialmente inestable en esta banda de frecuencia. Esta respuesta del amplificador debe mejorarse, para lo cual se sigue un proceso de optimización a partir del esquemático original empleando el módulo de optimización incluido en ADS como se describe en la siguiente sección.

IV.5 Optimización de las redes de acoplamiento.

Para mejorar la respuesta del amplificador el circuito del amplificador se somete a un proceso de optimización utilizando el algoritmo de optimización tipo gradiente con el cual se verifico el diseño obteniendo la respuesta deseada.

Para asegurar la estabilidad del amplificador se incluye al circuito una resistencia de 100Ω en la red de adaptación de salida la cual no afecta el ruido del sistema pero disminuye la ganancia aunque no de manera significativa para esta aplicación. En la figura 40 se muestra el esquemático del amplificador con las redes de acoplamiento optimizadas y la resistencia estabilizadora de la red de salida.

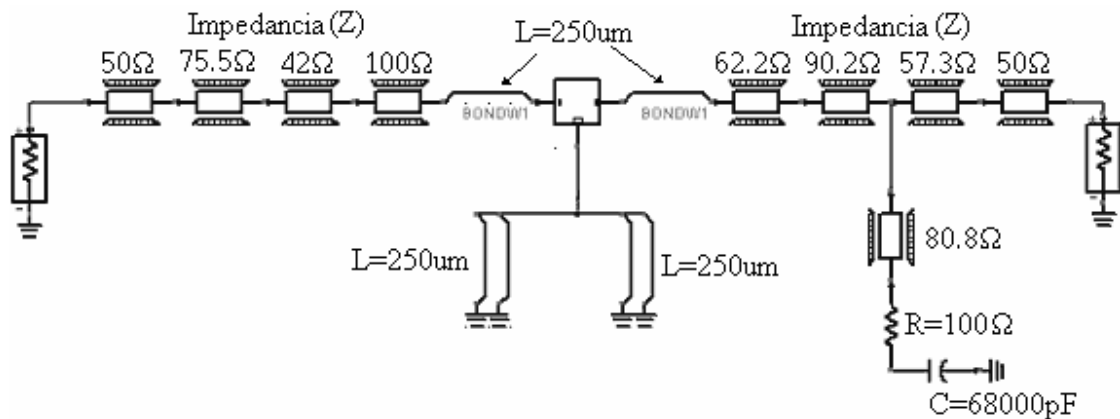


Figura 40. Esquema del amplificador con redes de acoplamiento optimizadas, incluyendo la resistencia estabilizadora en la red de salida.

La respuesta del amplificador se muestra en la tabla XIV, presentando la respuesta en ganancia, figura de ruido, ROE de entrada y salida y los factores de estabilidad μ y K .

Tabla XIV. Respuesta del amplificador optimizado

| freq | nf(2) | dB(S(2,1)) | VSWR1 | VSWR2 | Mu1 | StabFact1 |
|----------|-------|------------|-------|-------|-------|-----------|
| 8.750GHz | 0.046 | 10.111 | 1.159 | 1.684 | 1.921 | 1.979 |
| 8.800GHz | 0.047 | 10.055 | 1.157 | 1.683 | 1.936 | 1.994 |
| 8.850GHz | 0.048 | 9.999 | 1.159 | 1.682 | 1.951 | 2.009 |
| 8.900GHz | 0.049 | 9.943 | 1.166 | 1.681 | 1.965 | 2.023 |
| 8.950GHz | 0.050 | 9.887 | 1.176 | 1.679 | 1.978 | 2.037 |
| 9.000GHz | 0.051 | 9.831 | 1.189 | 1.678 | 1.992 | 2.050 |
| 9.050GHz | 0.052 | 9.773 | 1.204 | 1.677 | 2.005 | 2.064 |
| 9.100GHz | 0.053 | 9.716 | 1.221 | 1.676 | 2.018 | 2.077 |
| 9.150GHz | 0.054 | 9.659 | 1.240 | 1.675 | 2.030 | 2.090 |
| 9.200GHz | 0.055 | 9.602 | 1.260 | 1.674 | 2.042 | 2.102 |
| 9.250GHz | 0.056 | 9.545 | 1.281 | 1.673 | 2.053 | 2.114 |

La respuesta del amplificador con sus redes de acoplamiento optimizadas cumple con las especificaciones, la figura de ruido, nf(2), es menor que 0.054 dB, la ganancia es de 10.694 ± 0.4 dB, la ROE de entrada (VSWR1) y salida (VSWR2) son menores a 2:1, y los factores de estabilidad μ (Mu1) y K (StabFact1) son mayores que 1 con lo cual se garantiza una operación estable en el ancho de banda de diseño.

IV.6 Distribución final del circuito del amplificador.

La distribución física final de circuito del amplificador se dibuja utilizando el programa de diseño VISIO v. 2002, a una escala de 10 a 1 para iniciar el proceso fotolitográfico con el que se llegara al circuito final. Las dimensiones de los elementos se toman directamente del circuito final en ADS mostrado en la figura 40, dando como resultado la configuración que se muestra en la figura 41. A esta estructura se le añade espacios físicos sobre el conductor llamados PADs para insertar la resistencia estabilizadora y el capacitor a tierra. Aproximadamente en la mitad del conductor central de la Guía de Onda Coplanar (GOC) se puede observar el espacio en el cual será colocado el transistor cuyas dimensiones se muestran en la figura 42, siendo este espacio ligeramente mayor que las dimensiones del transistor, es decir 450 x 450 micras aproximadamente.



Figura 41. Distribución física final del amplificador.

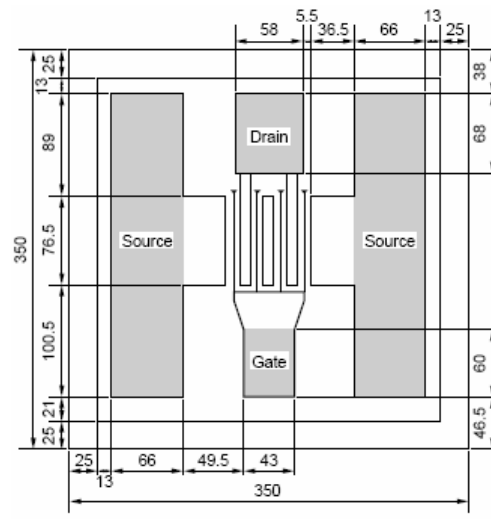


Figura 42. Dimensiones del transistor en chip NE32500, (micras).

V. CONSTRUCCIÓN DEL AMPLIFICADOR CRIOGÉNICO.

En el proceso de diseño del amplificador criogénico se siguen algunos criterios mencionados en la sección III.2.4 para el amplificador del receptor, aunque en la fabricación del amplificador a temperatura criogénica se utilizó la tecnología de Guía de Onda Coplanar (GOC) sobre un substrato de Alúmina, haciendo más delicados los procesos tanto de fabricación de las redes de acoplamiento como de montaje del transistor en chip. La manipulación del dispositivo para fijarlo correctamente en el espacio correspondiente y su posterior conexión al circuito mediante soldadura con alambres de oro se complica debido a que las dimensiones del transistor en chip son muy pequeñas comparadas con las del transistor empaquetado. Con respecto al montaje completo del transistor en chip se requiere emplear puentes de alambre que van desde la compuerta hasta la red de entrada, desde el drenador hasta la red de salida y desde la fuente hasta los planos de tierra utilizando un delgado alambre de oro. La construcción de las redes de acoplamiento en GOC requiere de una gran precisión ya que se combinan líneas muy angostas con espaciamientos muy pequeños para lograr las impedancias requeridas en las redes de acoplamiento, las cuales se fabricaron siguiendo el proceso fotolitográfico que se detalla en el Anexo III.

V.1 Características del substrato

El circuito del amplificador criogénico se fabrica en Alúmina (Al_2O_3), el cual es un material dieléctrico utilizado como sustrato y cuyas propiedades lo hacen especialmente útil para aplicaciones en circuitos planares de alta frecuencia. Las principales características de la Alúmina son: constante dieléctrica (ϵ_r) de 9.96, espesor del sustrato (H) de 254 micras y espesor del conductor (T) de 0.03 micras. La configuración física del sustrato se muestra en la figura 43:

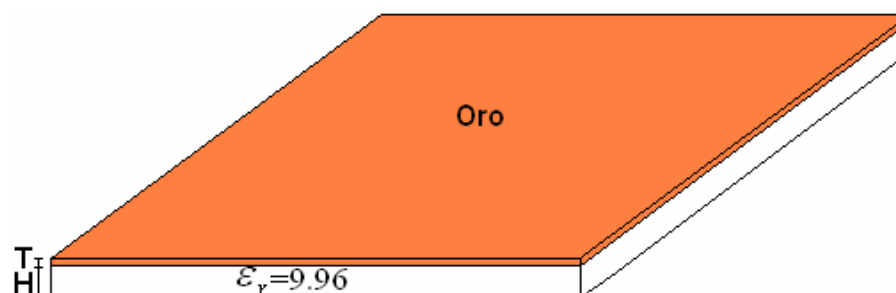


Figura 43. Sustrato Alumina para la fabricación del amplificador criogénico

La Alúmina es un sustrato de cerámica cuya dureza lo hace ideal para aplicaciones especiales (militar y aeroespacial). Por su bajo coeficiente de expansión térmica ($6.5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$), es posible mantener una excelente estabilidad térmica lo que lo hace ideal para aplicaciones a temperatura criogénica.

V.2 Fabricación de las redes de acoplamiento.

Las redes de acoplamiento se fabrican sobre el sustrato definido anteriormente, utilizando la mascarilla obtenida en el proceso fotolitográfico como se observa en la figura

44. En este proceso es importante señalar que, de una mascarilla bien definida depende la exactitud del circuito impreso del amplificador, por lo que se debe tener un cuidado especial en su elaboración. Se obtienen las redes de acoplamiento del amplificador en un solo circuito mostrado en la figura 45. La línea de 50Ω de salida se muestra en la figura 46, el espacio en el cual se colocará el transistor es de 420×420 micras esto es 70 micras más que las dimensiones cuadradas del transistor, de manera que al colocarlo con epoxi conductor se tenga un margen razonable para evitar un cortocircuito entre las redes de acoplamiento. Similarmente, en la figura 48 se muestra el espacio reservado para insertar la resistencia de estabilización.

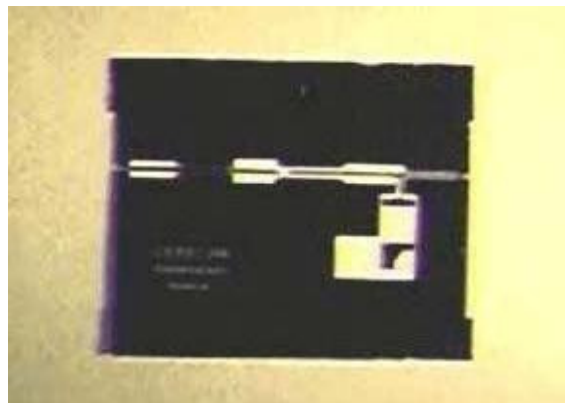


Figura 44. Mascarilla del circuito

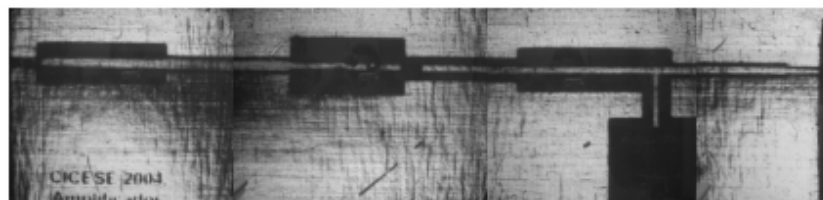


Figura 45. Redes de acoplamiento de entrada y salida del amplificador criogénico.

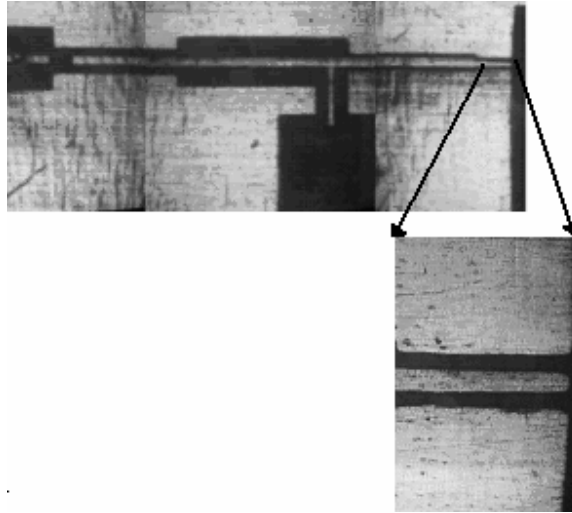


Figura 46. Línea de 50Ω de la red de salida.

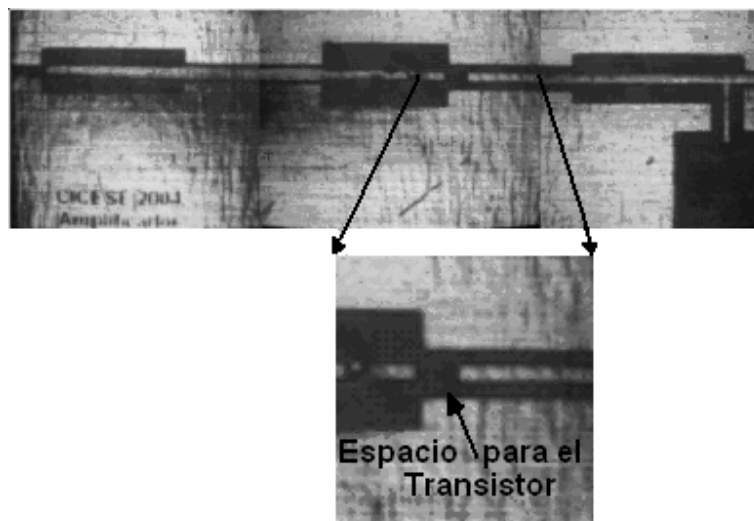


Figura 47. Espacio entre las redes de acoplamiento para colocar el transistor

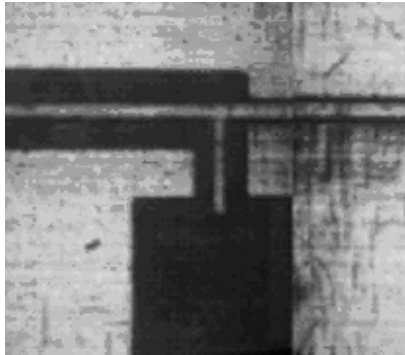


Figura 48. Espacio para colocar la resistencia estabilizadora.

V.3. Montaje de componentes

Una vez obtenido el circuito de las redes de acoplamiento se procede a montar los componentes del amplificador. En primer lugar se coloca el transistor en chip, NE32500, utilizando epoxi conductor de plata para fijarlo inicialmente en la posición que le corresponde para posteriormente soldarlo con alambre de oro al circuito. Cabe mencionar que el proceso de fijar el transistor es delicado y requiere de mucha precisión puesto que las dimensiones del espacio en el cual se va a colocar son apenas ligeramente mayores que el transistor como se mostró en la figura 47. En la figura 49 se muestra el transistor colocado con epoxi de plata en el espacio justo entre las redes de acoplamiento de entrada y salida.

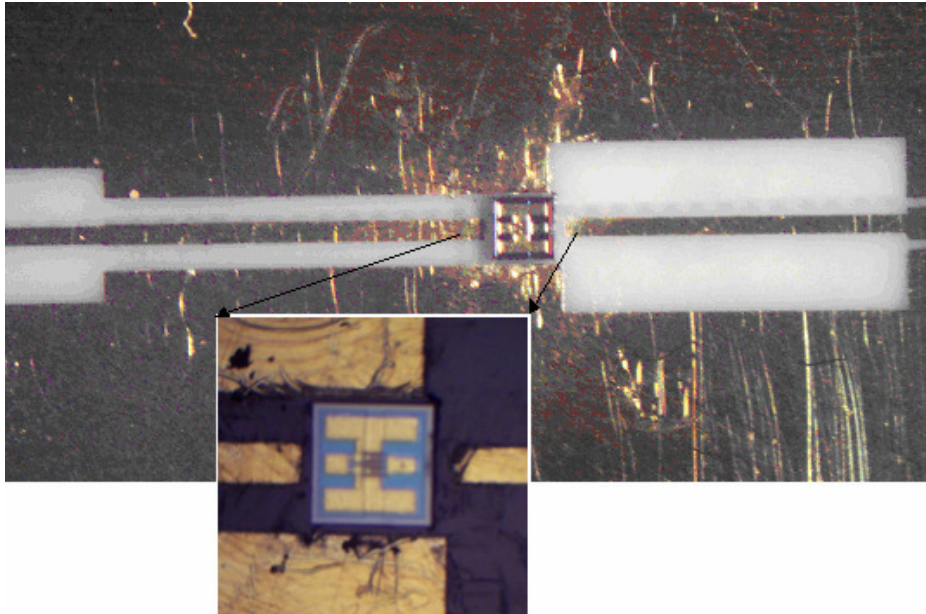


Figura 49. Transistor NE32500 colocado entre las redes de entrada y salida

El circuito final del amplificador se presenta con los alambres de oro soldador del transistor a las redes de acoplamiento y al plano de tierra, figura 50.

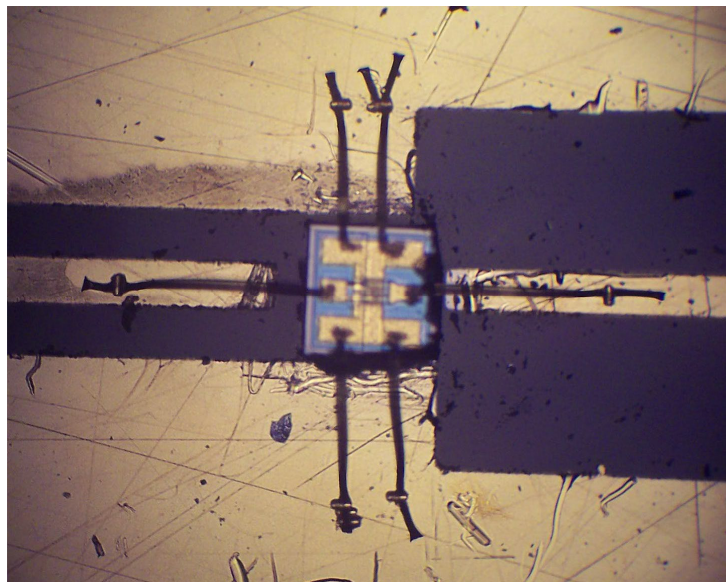


Figura 50. Circuito final del amplificador Criogénico con cables de oro.

Una vez que el transistor queda perfectamente soldado al circuito se procede con el montaje de los elementos pasivos, que en este caso son la resistencia estabilizadora y el capacitor a tierra los cuales se colocan permanentemente sobre el circuito empleando epoxi conductivo de plata y estaño. El epoxi conductivo de plata es muy buen conductor eléctrico y además su maniobrabilidad lo hace muy adecuado para fijar componentes en espacios reducidos como lo es el PAD de la resistencia y capacitor, tal como se muestra en la figura 51.

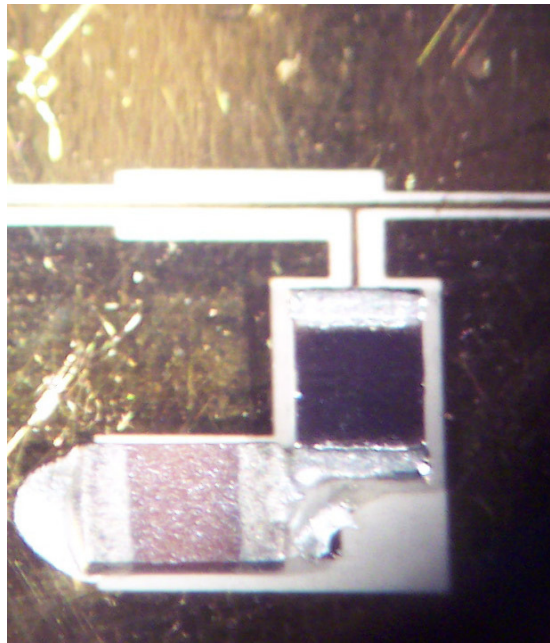


Figura 51. Resistencia estabilizadora y capacitor a tierra de la red de salida.

VI. ANÁLISIS Y DISCUSIÓN DE RESULTADOS

El amplificador se caracteriza con el analizador de redes vectorial, se miden sus parámetro S con los cuales podemos observar su ganancia, calculamos la ROE de entrada y salida, o bien, las perdidas por regreso.

VI.1 Resultados obtenidos

En la figura 52 se muestra la ganancia del amplificador, S_{21} en dB, para el ancho de banda de 8 a 10 GHz, aunque la banda de interés sea de 8.75 a 9.25 GHz se analiza en un ancho de banda de 2 GHz, para la frecuencia central, 9 GHz, la ganancia es de 4.22 dB

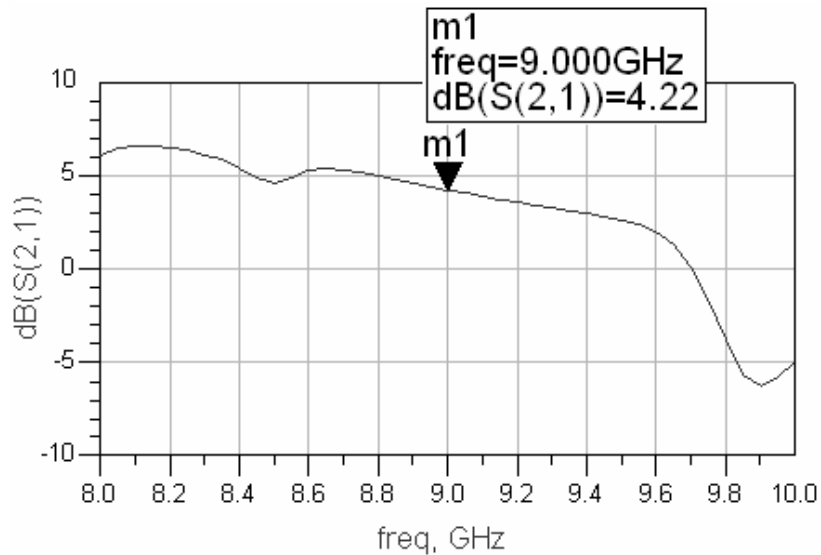


Figura 52. Ganancia del amplificador de 8 a 10 GHz.

En la figura 53 se observa la ROE de entrada y salida calculada a partir de la ecuación (7), se observa que la ROE de entrada es menor a 2:1 en el ancho de banda de interés, mientras que la ROE de salida esta entre 2.5:1 y 3.5:1.

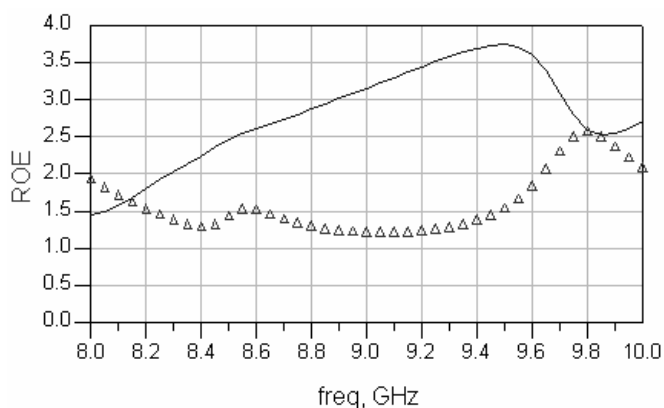


Figura 53. ROE de entrada (Δ) y salida (-)

También en la figura 54 podemos observar las pérdidas por retorno medidas del amplificador, las pérdidas por retorno de entrada observamos que en la frecuencia central es menor que -18 dB, mientras que las pérdidas por retorno de salida son mayores de -6 dB:

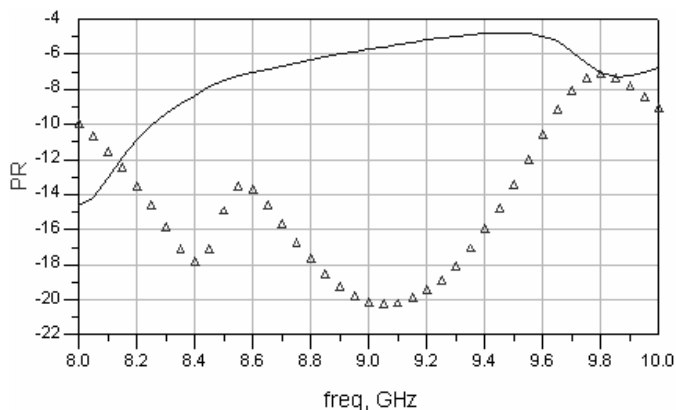


Figura 54. Pérdidas por retorno medidas de entrada (Δ) y salida (-)

VI.2 Comparación de resultados obtenidos con simulados

La ganancia del amplificador, simulada y medida, se muestra en la figura 55, en la cual se observa que la ganancia medida esta casi 4 dB por debajo de lo esperado siendo de 4.6 dB a la frecuencia central (9 GHz)

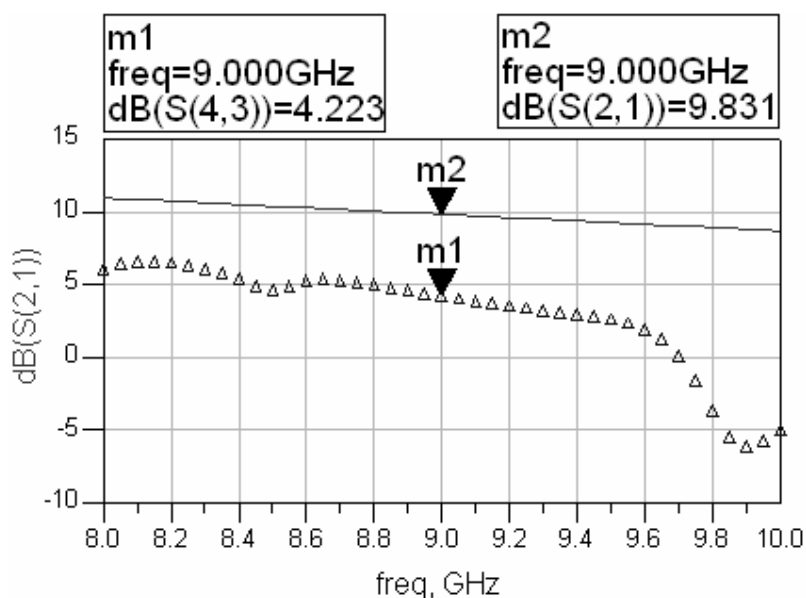


Figura 55. Ganancia del amplificador medida (Δ) y simulada (—) de 8 a 10 GHz.

En la figura 56 se comparan las pérdidas por retorno de entrada, mientras que en la figura 57 se comparan las pérdidas por retorno de salida.

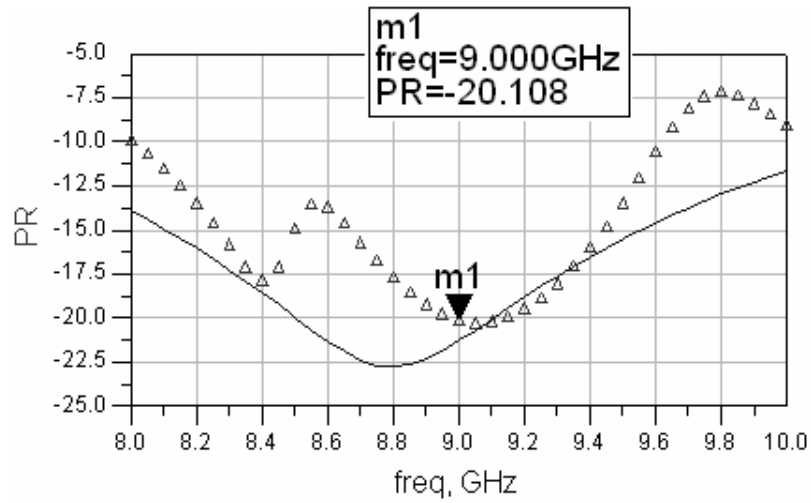


Figura 56. Perdidas por retorno de entrada medida (Δ) y simulada (-).

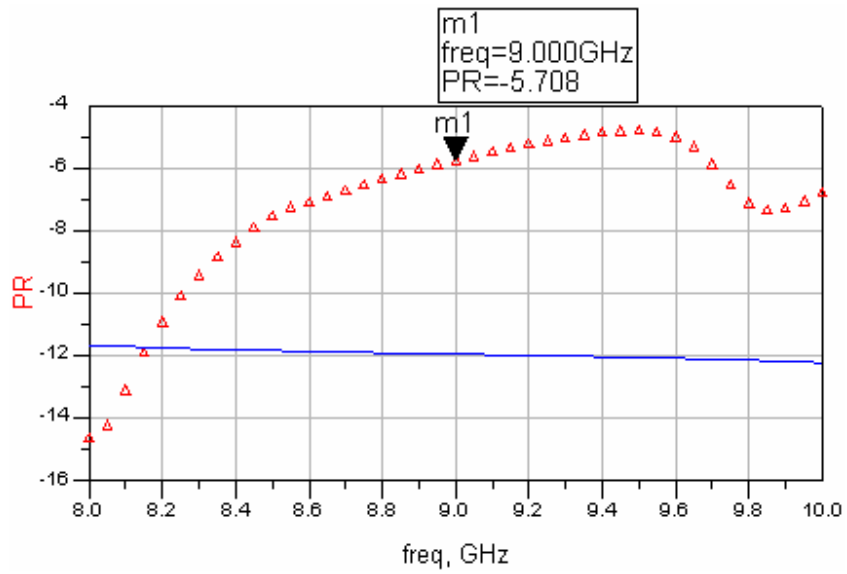


Figura 57. Perdidas por retorno de salida medida (Δ) y simulada (-).

VI.3 Discusión de resultados

Los resultados obtenidos no son los esperados debido a la variación de las dimensiones del circuito simulado y la construcción, los cables del transistor a las redes de acoplamiento y tierra no son debidamente soldados como se muestra en la figura 58. La distancia en la cual fueron colocados los cables de fuente a tierra es aproximadamente 165 micras mayor a la simulada, mientras que para los cables de compuerta y drenador, es de 270 y 211 micras mayor a la simulada respectivamente, y como consecuencia la longitud de los cables simulados se ve incrementada (longitud simulada de 250 μm) lo cual afecta al desempeño del circuito, además, se hace presente el efecto de un stub abierto para compuerta y drenador, de longitudes de 307 y 461 micras respectivamente reduciendo la longitud de las líneas de acoplamiento por la misma cantidad, como se muestra en la figura 58.

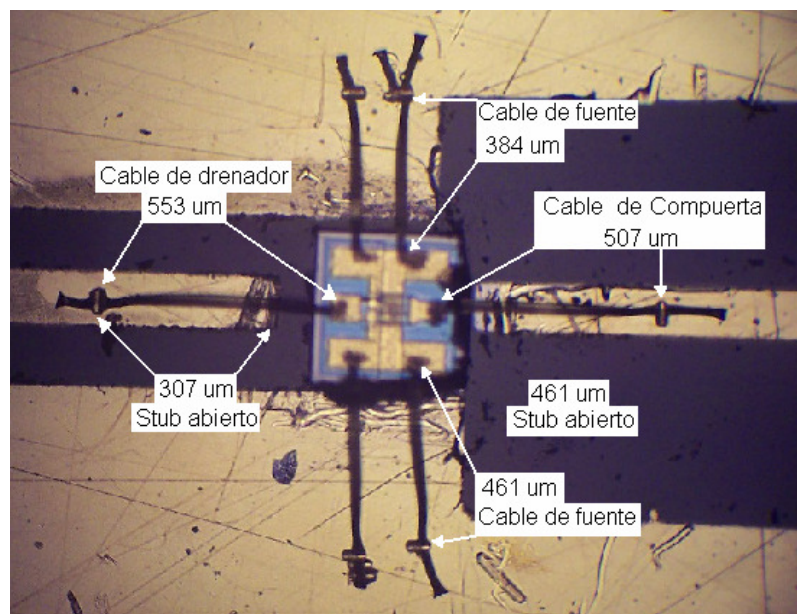


Figura 58. Transistor colocado en el circuito de GOC.

El efecto mencionado anteriormente se observa en la figura 59, en donde el circuito del amplificador es simulado tal y como se obtuvo en su construcción agregando los elementos que se muestran en la figura 58, el stub formado en la fuente y drenador, y la longitud física de los cables, se observa que la respuesta sigue la misma trayectoria de los resultados obtenidos, principalmente en los parámetros S_{21} y S_{11} , que denotan ganancia y acoplamiento de entrada respectivamente.

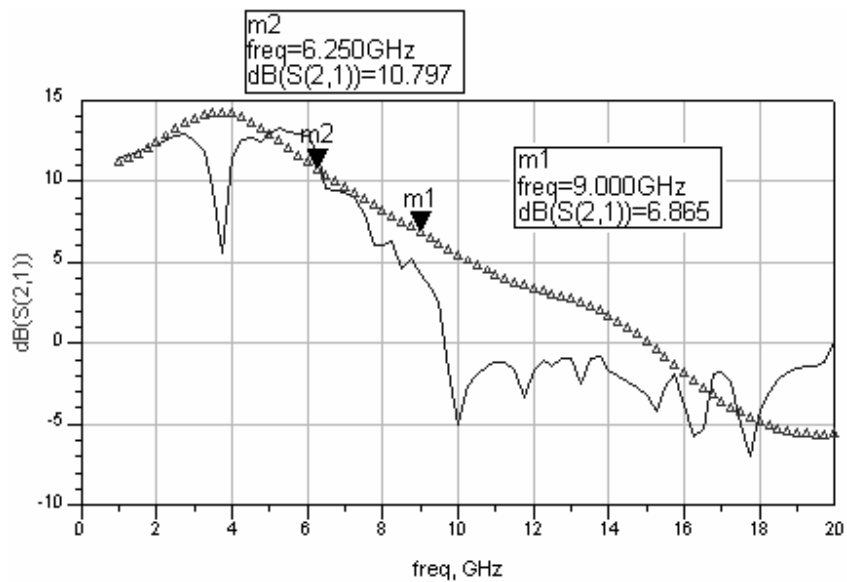


Figura 59. Ganancia del amplificador medida (—) y simulada (Δ) de 1 a 20 GHz

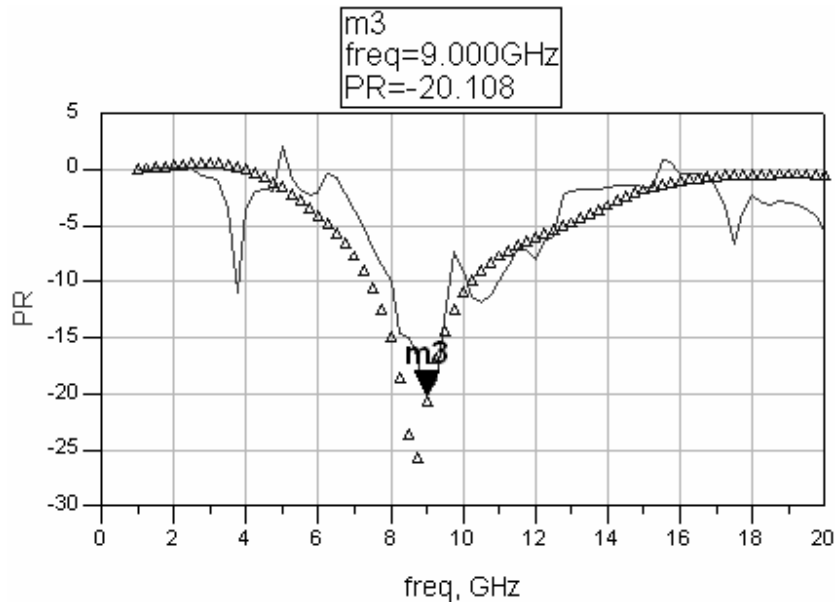


Figura 60. Perdidas por retorno de entrada medida (—) y simulada (Δ).

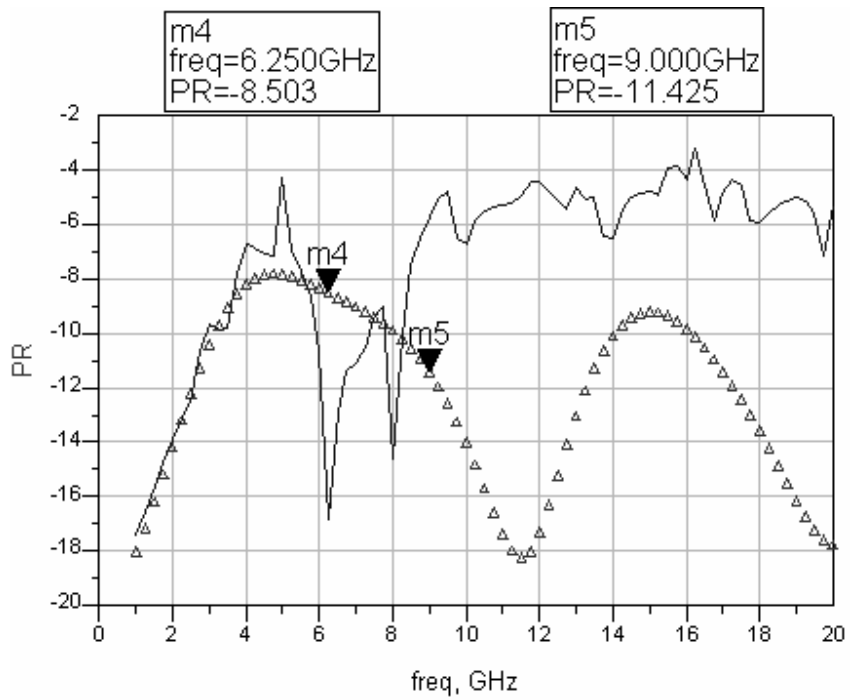


Figura 61. Perdidas por retorno de salida medida (—) y simulada (Δ).

De acuerdo con lo anterior, se puede mencionar que los resultados obtenidos de la simulación del amplificador incluyendo las variaciones debidas al exceso en la longitud de los cables utilizados en el montaje del transistor se aproximan más a la respuesta medida del amplificador, por lo que se concluye que los defectos en el montaje del transistor fueron la principal causa de que los resultados experimentales se encuentren desplazados en frecuencia por un margen de 2.75 GHz debajo de la frecuencia central de diseño con respecto a la respuesta medida del amplificador.

VII. CONCLUSIONES

En este trabajo de tesis se presentó el desarrollo de una metodología sistemática para diseñar amplificadores de ultra bajo ruido a temperatura criogénica. Con esta metodología se diseñaron y construyeron dos amplificadores cada uno para una aplicación específica pero ambos para operar a bajo ruido. El primer amplificador, el cual opera a temperatura ambiente, se diseñó para complementar el banco de medición de figura de ruido y se construyó empleando la tecnología de líneas de microcinta y con un transistor encapsulado. El segundo amplificador que es el objetivo primordial de la tesis opera a temperatura criogénica, se diseñó y se fabricó en tecnología de guía de onda coplanar y con un transistor en chip.

En el proceso de fabricación de ambos amplificadores se utilizó la técnica fotolitográfica adecuada a cada implementación práctica, variando en lo relativo a la etapa de montaje del transistor ya que en uno de los amplificadores se utiliza un dispositivo encapsulado y en el otro se emplea un dispositivo en chip. La respuesta de ambos amplificadores está muy cercana a la obtenida en la simulación y las variaciones observadas entre resultados medidos y simulados son consecuencia de imperfecciones en el proceso de fabricación que conllevan a algunos errores en las dimensiones del circuito impreso. El amplificador con transistores empaquetados se puede utilizar en sistemas coaxiales a temperatura ambiente, mientras que el amplificador con transistor en chip se utiliza con puntas de prueba coplanares y opera a temperatura criogénica.

La caracterización de ruido a partir de mediciones de parámetros S que se utilizan para la extracción del circuito eléctrico equivalente y que a su vez es implementado el modelo de Pospieszalski resulta ser adecuada y viable, y se puede considerar suficiente para obtener los cuatro parámetros de ruido del transistor y así, ahorrar mucho tiempo comparado con las mediciones basadas en sintonizador (tuner) eliminando errores sistemáticos que en este caso es el motivo por el cual no se utilizan mediciones directas del transistor. El modelo de Pospieszalski es ampliamente utilizado en el diseño de los amplificadores citados en este trabajo, el circuito eléctrico equivalente en pequeña señal debe ser extraído correctamente (sin optimización) y además las temperaturas equivalentes deben calcularse con precisión para asegurar resultados razonables.

El uso del simulador ADS permite diseñar y analizar el comportamiento del amplificador, no solo en la respuesta del circuito final, sino también permite verificar la sensibilidad a tolerancias en los parámetros del sustrato, en las dimensiones físicas de los elementos del circuito y en los parámetros S y de ruido del transistor. Con el análisis de sensibilidad se optimiza el diseño de tal manera que esas variaciones sean tomadas en cuenta para el mejor comportamiento del amplificador.

VII.1 Aportaciones

Las aportaciones más relevantes en este trabajo de tesis son:

- Se inicio con la caracterización y mediciones de transistores de microondas a temperatura criogénica, 11 K.
- Se plantea una metodología rápida para el diseño de amplificadores criogénicos asistido por computadora utilizando el programa ADS implementando sus herramientas de última generación.
- Se metaliza el conductor de cobre del circuito del amplificador para el receptor
- Se fabrico un amplificador sobre el sustrato duroid 6006 para el receptor que posteriormente es metalizado con oro de 24 kilates y se evidencio el problema de soldar cables de oro sobre este sustrato.
- Se utiliza un modelado para los cables de oro (puentes) el cual predice su comportamiento y efecto sobre el transistor.

VII.2 Recomendaciones.

Se recomienda verificar el banco de mediciones de figura de ruido a temperatura criogénica y mejorar su resolución, además que sea permanente y no se desconecten componentes y dispositivos.

El proceso de construcción es complicado y tardado, siendo indispensable obtener circuitos con dimensiones exactas, por lo tanto se sugiere modernizar el equipo para este fin.

Se recomienda implementar una metodología para medir las longitudes de los cables de oro con los cuales se hacen los puentes del transistor al circuito del amplificador, para poder simularlos con mayor exactitud.

Bibliografía

Adamian, A., A. Uhler, 1983. "A novel procedure for receiver noise characterization" IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, Vol. 32, pp.181-182, June.

Bertho, M. and M. Bosch. 1990. "Broad Band Determination of the FET small signal equivalent circuit". IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. Vol 38, No. 7, pp.891-895.

Dambrine, G., A. Cappy, F. Heleodore, y E. Playez. 1988. "A New method for determining FET small signal equivalent circuits". IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. Vol 36, No. 7, pp.1151-1159.

Edwards, M. L. y J. H. Sinsky. 1992. "A new criterion for linear 2-port stability using geometrically derived parameters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40, No. 12, pp. 2303-2311.

Friis, H.T. 1964. "Noise Figures of radio receivers," Proc. IRE, Vol. 32, pp. 419-422. July.

Gallego, J. D. and M. W. Pospieszalski. 1990. "Design and performance of cryogenically-coolable, ultra low noise, L-Band Amplifier", NRAO, internal report No. 286.

Ghione, G. y C. Naldi. 1984. "Analytical Formulas for Coplanar Lines in Hybrid and Monolithic MICs," Electronics Letters, Vol. 20, No. 4, pp. 179-181.

Golio, M. 1997. "Microwaves MESFET's and HEMT's", Ed. Motorola, Tempe Arizona, pp. 92-118.

Gonzales, G., 1997. Microwave Transistor Amplifiers. Segunda Edición, Prentice-Hall.

Hammerstad, E. y O. Jensen, 1980. "Accurate Models for Microstrip Computer-aided Design," *MTT Symposium Digest*, 1980.

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.

IRE Subcommittee on Noise 1960. "IRE standards on methods of measuring noise in linear twoports, 1959". Proc. IRE 48: pp. 60-68.

Kirschning, M. y R.H. Jansen, 1982. "Accurate Model for Effective Dielectric Constant of Microstrip and Validity up in Millimeter-Wave Frequencies", *Electron. Lett*, Vol. 18 March 18, 1982, pp. 272-273.

Lange, J. 1967. "Noise Characterization of linear Two Ports in Terms of Invariant Parameters", *IEE J, Solid-State Circuit*, vol. SC-2, pp. 37-40.

Maya Sánchez, M. del C. 1997. "Estudio comparativo entre diferentes técnicas de extracción de los parámetros de ruido del TEC GaAs". Tesis de Maestría CICESE.

Martínez Madrid, E. L. 1997. "Desarrollo de un amplificador de microondas en tecnología coplanar a la frecuencia de 18 GHz." Tesis de Maestría. CICESE.

Maxim, Dallas Semiconductors, "Low-Noise Amplifier Stability—Concept to Practical Considerations, Part 1", Internet:

http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote_number/1849/ln/

Medina Monroy, J. L., M., R. A. Chávez P., A. Venguer P. y A. Velázquez. 2003. "Desarrollo y optimización de un sistema para la caracterización de dispositivos y componentes de microondas y ondas milimétricas a temperaturas criogénicas". *Memorias del XXV congreso internacional de ingeniería electrónica ELECTRO 2003*, Chihuahua, Chih. , octubre 27 – 31.

Medina Monroy, J. L., A. Velázquez y A. Serrano. 1985. "Prototipo Amplificador de Bajo Ruido industrializable para recepción de señales vía satélite." *Informe Técnico FA85-01 CICESE*, pp 104.

Mimura, T. 1980. "A New Field-effect transistor with selectively doped GaAs/n-Al_xGa_{1-x}As heterojunctions" *Japan J. Appl. phys.* 19, p. L225.

Pospieszalski, M. W. 1989. "Modeling of Noise Parameters of MESFETs and MODFETS and their Frequency and Temperature Dependence", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, Sept., pp. 1340 – 1350.

Reynoso-Hernandez, J. A., F. E. Rangel Patiño, y J. Perdomo. 1996, "Full RF Characterization for Extracting the Small-Signal Equivalent Circuit in Microwave FET's." IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. Vol 44, No. 12.

Risacher, C., M. Dahlgren, V. Belitsky. 2001. "A low noise 3.4-4.6 GHz Amplifier", Presented at Gigahertz Symposium. Nov. 26-27, 2001, Lund, Sweden.

Rudolph, M., R. Doerner, L. Klapproth, P. Heymann. 2002. "New Algorithm for Extraction of FET Noise Model Parameters" European Microwave Conference Digest, pp.318 - 322.

Tasker, J.P., W. Reinert, B. Hughes, J. Braunstein y M. Schlechtweg, 1993. "Transistor noise parameter extraction using a 50Ohm measurement system," IEEE MTT-S Digest, pp. 1251-1254.

Tsironis, C., "Spectrum analyzer suits noise-parameter testing", Microwaves & RF, Vol. 38, pp. 98-107, March 1999.

Velázquez, A. y J. L. Medina Monroy. 1995. "Circuitos de Microondas, Comunicaciones Académicas, Serie Electrónica y Telecomunicaciones". Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. pp.129.

Wheeler, H. A. 1942. "Formulas for the Skin Effect," *Proc. IRE*, Vol. 30, pp. 412-424.