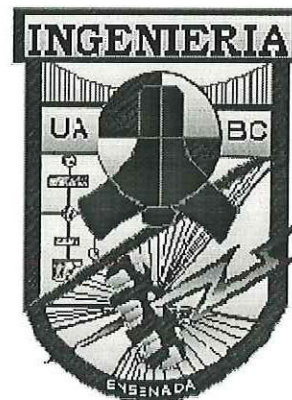
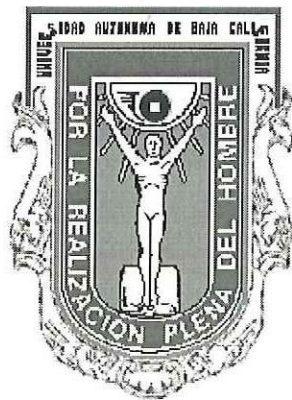


# UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA

---

FACULTAD DE INGENIERÍA  
UNIDAD ENSENADA



## *DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO PARA LA BANDA DE FRECUENCIAS DE (11.7 A 12.2) GHz UTILIZANDO HERRAMIENTAS CAD.*

TESIS

Que para obtener el  
Título de Ingeniero en Electrónica presenta:

**FRANCISCO IWAO HIRATA FLORES**

Ensenada Baja California, México. Mayo del 2001.

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA**

FACULTAD DE INGENIERÍA  
UNIDAD ENSENADA


**DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO PARA LA BANDA DE  
FRECUENCIAS DE (11.7 A 12.2) GHz UTILIZANDO HERRAMIENTAS  
CAD.**

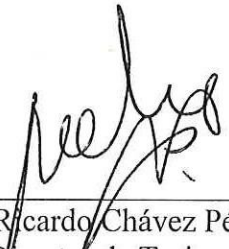
**TESIS**


Que para obtener el  
Título de Ingeniero en Electrónica presenta:

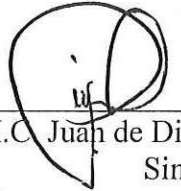
**FRANCISCO IWAO HIRATA FLORES**

Aprobada por:

  
\_\_\_\_\_  
Dr. Horacio Luis Martínez Reyes  
Sinodal

  
\_\_\_\_\_  
M.C. Ricardo Chávez Pérez  
Director de Tesis

  
\_\_\_\_\_  
M.C. Benjamín Ramírez Durán  
Sinodal

  
\_\_\_\_\_  
M.C. Juan de Dios Sánchez López  
Sinodal

Ensenada Baja California, México. Mayo del 2001.

***DEDICATORIA.***

*A mis padres FRANCISCO Y MARÍA GUADALUPE por su cariño y apoyo que siempre me han brindado.*

*A BERTHA AMALIA por su paciencia y comprensión.*

*A mis hermanos RUMIKO, NOEMI Y SERGIO.*

## ***AGRADECIMIENTOS.***

*Al M.C. RICARDO CHÁVEZ por su valioso apoyo en la facilitación de equipo instalaciones y conocimientos durante este trabajo.*

*También quiero agradecer a los miembros del comité de tesis, Dr. ENRIQUE MARTÍNEZ, Dr. HORACIO MARTÍNEZ, M.C. JUAN DE DIOS SÁNCHEZ, M.C. BENJAMÍN RAMÍREZ, por la revisión del material de tesis.*

*A mis cuates de generación.*

**CONTENIDO.**

	<u>Página</u>
DEDICATORIA .....	ii
AGRADECIMIENTOS .....	iii
CONTENIDO .....	iv
LISTA DE TABLAS .....	vi
LISTA DE FIGURAS .....	vi
LISTA DE GRÁFICAS .....	vii
<b>RESUMEN</b> .....	1
<b>1 INTRODUCCIÓN</b> .....	2
<b>2 MICROONDAS</b>	
2.1 INTRODUCCIÓN .....	4
2.2 DEFINICIÓN DE MICROONDAS .....	5
2.3 PROPIEDADES DE LAS MICROONDAS	
2.3.1 ANCHO DE BANDA .....	5
2.3.2 TRANSPARENCIA DE LA IONOSFERA .....	6
2.3.3 INTERACCIÓN CON LA MATERIA .....	7
2.4 APLICACIONES DE LAS MICROONDAS .....	7
<b>3 TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO</b>	
3.1 INTRODUCCIÓN .....	9
3.2 ESTRUCTURA DE UN TRANSISTOR MESFET .....	9
3.3 FUNCIONAMIENTO DE UN TRANSISTOR MESFET .....	10
3.4 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MESFET .....	13
<b>4 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN Y ONDAS VIAJERAS</b>	
4.1 INTRODUCCIÓN .....	16
4.2 CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN .....	
4.2.1 CARACTERÍSTICAS DE LA ONDA ELECTROMAGNÉTICA..	16
4.2.2 CARACTERÍSTICAS DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN .....	18
4.2.3 ONDAS INCIDENTES Y REFLEJADAS .....	20
4.2.4 ONDAS ESTACIONARIAS .....	21
4.3 PARÁMETROS DE DISPERSIÓN .....	23
<b>5 REDES DE ACOPLAMIENTO</b>	
5.1 INTRODUCCIÓN .....	26
5.2 LA CARTA DE SMITH .....	26
5.3 REDES DE ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS .....	28
5.4 REDES DE ACOPLAMIENTO UTILIZANDO MICROCIERTA .....	29

<b>6</b>	<b>PARÁMETROS DE DISEÑO EN AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO</b>	
6.1	INTRODUCCIÓN .....	32
6.2	CONSIDERACIONES DE ESTABILIDAD .....	32
6.3	DIFERENTES RELACIONES DE GANANCIA EN POTENCIA .....	35
6.4	CÍRCULOS DE GANANCIA EN POTENCIA Y DE OPERACIÓN .....	36
6.5	FIGURA DE RUIDO Y SU REPRESENTACIÓN GRÁFICA .....	39
6.6	RED DE POLARIZACIÓN .....	42
6.7	MÉTODOS DE DISEÑO	
6.7.1	DISEÑO POR EL MÉTODO GRÁFICO .....	43
6.7.2	DISEÑO POR EL MÉTODO DE SÍNTESIS DE REDES .....	43
6.7.3	DISEÑO POR EL MÉTODO DE OPTIMIZACIÓN .....	44
6.8	HERRAMIENTAS CAD	
6.8.1	BLOQUES .....	45
6.8.2	ELEMENTOS .....	46
6.8.3	SIMULACIÓN POR COMPUTADORA DEL ABR .....	48
<b>7</b>	<b>AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO PARA LA BANDA DE FRECUENCIAS DE (11.7 A 12.2) GHz</b>	
7.1	INTRODUCCIÓN .....	50
7.2	METODOLOGÍA A SEGUIR	
7.2.1	PARÁMETROS DE DISEÑO .....	50
7.2.2	SELECCIÓN DEL TRANSISTOR .....	51
7.2.3	OBTENCIÓN DE LOS PARÁMETROS S .....	52
7.2.4	ANÁLISIS DEL TRANSISTOR .....	52
7.2.5	CÁLCULO DE COEFICIENTES DE REFLEXIÓN Y REDES DE ACOPLAMIENTO .....	54
7.2.6	CONVERSIÓN A MICROCINTA .....	56
7.2.7	ANÁLISIS DEL AMPLIFICADOR .....	57
7.2.8	OPTIMIZACIÓN .....	58
7.3	CONCLUSIONES .....	61
7.4	RECOMENDACIONES .....	61
	<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>72</b>
	<b>APÉNDICE</b>	
I	PROGRAMA DE SIMULACIÓN EN LIBRA PARA GENERAR LA RETROALIMENTACIÓN NEGATIVA .....	62
II	FORMULAS PARA: ESTABILIDAD, GANANCIA E IMPEDANCIA. CÍRCULOS DE GANANCIA EN POTENCIA DISPONIBLE Y RUIDO DEL HJFET 32684A .....	64
III	HOJAS DE DATOS DEL MESFET HJFET NE32684A .....	67

**Página****Lista de tablas.**

Especificaciones de diseño. (Tabla 1) .....	1
Valores típicos extrínsecos e intrínsecos de un FET de GaAs para bajo ruido. (Tabla 2) .....	14
Medidas físicas de la microcinta. (Tabla 3) .....	57
Valores preliminares del ABR. (Tabla 4) .....	57
Medidas físicas del ABR. (Tabla 5) .....	58
Resultados finales por computadora del ABR. (Tabla 6) .....	59

**Lista de figuras.**

Dos implementaciones de un ABR. (Figura 1.1) .....	3
Subdivisiones del espectro electromagnético. (Figura 2.1) .....	5
División en letras de la región de microondas. (Figura 2.2) .....	6
Estructura básica de un MESFET. (Figura 3.1) .....	9
Características corriente-voltaje de $I_{DS}$ - $V_{DS}$ para $V_{GS} = 0$ . (Figura 3.2) .....	11
Características corriente-voltaje de $I_{DS}$ - $V_{DS}$ para diferentes valores de compuerta. (Figura 3.3) .....	12
Representación simplificada de un MESFET. (Figura 3.4) .....	12
Circuito simplificado equivalente del GaAs FET. (Figura 3.5) .....	13
Origen físico de los elementos del circuito de un MESFET. (Figura 3.6) .....	14
Fuente, carga, línea de transmisión y sus ondas incidentes y reflejadas correspondientes. (Figura 4.1) .....	21
Parámetros de dispersión de una red de dos puertos. (Figura 4.2) .....	23
Carta de Smith. (Figura 5.1) .....	27
Diagrama a bloques de un amplificador de microondas. (Figura 5.2) .....	28
Elementos en serie y paralelo en la carta de ZY de Smith. (Figura 5.3) .....	28
Geometría de la microcinta. (Figura 5.4) .....	29
Línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda de largo, Línea de transmisión en corto y abierta. (Figura 5.5) .....	31
Círculos de estabilidad en la Carta de Smith. (Figura 6.1) .....	34
Diferentes relaciones de potencia. (Figura 6.2) .....	35
Círculo de ganancia en potencia de operación en la Carta de Smith. (Figura 6.3) .....	38
Red de dos puertos conectada a una fuente de ruido. (Figura 6.4) .....	40
Configuración básica de una red de polarización. (Figura 6.5) .....	42
Circuito a bloques del programa de simulación LIBRA. (Figura 6.6) .....	49
Metodología a seguir. (Figura 7.1) .....	51
Círculos de estabilidad en ambos puertos para toda la banda de interés. (Figura 7.2) .....	53
Circuito inicial del ABR. (Figura 7.3) .....	56
Amplificador de bajo ruido para la banda de frecuencias de (11.7 a 12.2) GHz. (Figura 7.4) .....	58

**Lista de gráficas.**

Factor de estabilidad K vs Frecuencia. (Gráfica 7.1) .....	52
(Ganancia asociada y Figura de ruido) vs Frecuencia. (Gráfica 7.2) .....	54
(Ganancia y Ruido) vs Frecuencia del ABR simulado por computadora. (Gráfica 7.3) .....	60
(Relación de Onda Estacionaria en ambos puertos vs Frecuencia) del ABR simulado por computadora. (Gráfica 7.4) .....	60

## RESUMEN.

El amplificador de bajo ruido (ABR) es un dispositivo en el cual su función es la amplificar una señal sin añadirle niveles considerables de ruido.

El objetivo de esta tesis, es el “**Diseño de un amplificador de bajo ruido (ABR) para la banda de frecuencias de (11.7 a 12.2) GHz utilizando herramientas CAD**”. El diseño se efectúa combinando dos métodos, los cuales son: El método gráfico y el método de optimización. La implementación de dichos métodos se apoya en programas de computadora como son: LIBRA, MMCAD, LINECALC y MATLAB.

El diseño resultante se basa en las siguientes especificaciones:

<b>Frecuencia</b>	<b>11.7 GHz a 12.2 GHz</b>
<b>Ancho de banda (BW)</b>	<b>500 MHz</b>
<b>Figura de ruido a 25 C°</b>	<b>1.5 dB</b>
<b>Ganancia</b>	<b>&gt;10 dB</b>
<b>Relación de onda estacionaria en ambos puertos (VSWR)</b>	<b>&lt;1.5:1</b>
<b>Impedancia de entrada y salida</b>	<b>50 Ohms</b>

**Tabla 1. Especificaciones de diseño**

Los resultados que se obtuvieron por computadora muestran en toda la banda de interés una ganancia en promedio de 13 dB, una figura de ruido que permaneció por abajo de 1 dB y una relación de onda estacionara (VSWR) en ambos puertos de 1.3.

## CAPITULO 1

### INTRODUCCIÓN.

Los amplificadores de bajo ruido (ABR) o por sus siglas en ingles (LNA), son ampliamente utilizados en sistemas de recepción satélital, radioastronomía, enlaces terrestres por microondas y actualmente en sistemas de Tx-Rx en comunicaciones móviles, etc.

El ruido de todo sistema es determinado en gran parte por la primera etapa del amplificador por lo que para obtener mejor sensibilidad, este amplificador debe de ser diseñado especialmente para bajo ruido.

El amplificador de bajo ruido debe ser capaz de amplificar la señal recibida sin agregarle niveles considerables de ruido, para este fin podemos utilizar elementos activos como el BJT, MESFET, HEMT, etc. La selección del elemento activo estará sujeta al ruido en la banda, la ganancia, las frecuencias de trabajo, el costo, etc. A frecuencias menores a 2 GHz, el BJT es óptimo por su bajo precio y su bajo ruido, pero si uno requiere un mejor desempeño de bajo ruido a frecuencias mayores a 2 GHz el MESFET es el más adecuado pero su precio se incrementa.

Típicamente se diseñan los amplificadores para una figura de ruido mínimo aceptando un desacoplamiento relativamente grande, tal vez no se vean muy afectados los sistemas de sólo recepción en donde el ABR se conecta directamente a la antena, pero en los sistemas donde el ABR va precedido por un filtro o un divisor de señales, estos pueden verse muy afectados empobreciendo considerablemente el desempeño de todo el sistema (Figura 1.1).

De una manera general este trabajo se organiza como sigue: El capítulo 2 trata sobre la definición, propiedades y aplicaciones de las microondas. El capítulo 3 trata sobre el funcionamiento y estructura de un transistor metal semiconductor de efecto de campo (MESFET). El capítulo 4 trata sobre líneas de transmisión, ondas viajeras y los parámetros de dispersión ( S ). El capítulo 5 trata la generación de redes de acoplamiento utilizando la Carta de Smith y en microcinta. El capítulo 6 trata las consideraciones necesarias para el diseño de un ABR. Por último, en el capítulo 7 se diseña un ABR.

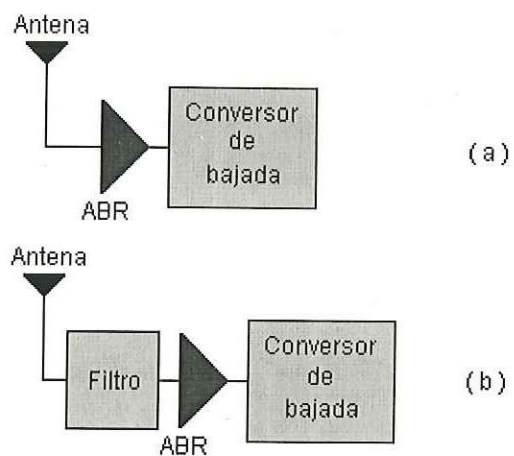


Figura 1.1 (a) Sistema menos sensible a la red de acoplamiento en el puerto de entrada del ABR.  
(b) Sistema más sensible a la red de acoplamiento en el puerto de entrada del ABR.

## CAPITULO 2

### MICROONDAS.

#### 2.1. INTRODUCCIÓN.

El término *microondas*, usado para definir un intervalo de frecuencias, denota la pequeñez de la longitud de onda comparada con aquellas utilizadas para la radio y la televisión.

Las microondas las podemos encontrar en tres tipos de aplicaciones;

- 1- Radar, usado para detección y medición.
- 2- Radiocomunicaciones, para enlaces punto a punto y más particularmente para comunicaciones por satélite y espaciales.
- 3- Calentamiento, secado, y cocimiento de diferentes tipos de materiales.

Las primeras dos aplicaciones están en el campo de la adquisición y la transferencia de información. En el radar, las microondas permiten la adquisición de cierta información la cual está contenida en el eco del blanco. En las comunicaciones, las microondas proveen el soporte a la información la cual será transmitida a grandes distancias. Para la última aplicación se utiliza la propiedad de las microondas de calentar en lo profundo, ésta es una aplicación de transferencia de energía, la cual tiene muchos usos en la vida cotidiana desde la cocina hasta tratamientos médicos de varias enfermedades. En el futuro, las microondas podrán jugar un papel muy importante en la transferencia de energía eléctrica a través de grandes distancias. [1]

## 2.2. DEFINICIÓN DE MICROONDAS.

La ingeniería en microondas, es una rama de la ingeniería eléctrica la cual trata con transmisión, control, detección y generación de ondas de radio, en las cuales sus longitudes de onda son demasiado pequeñas comparándolas con las dimensiones físicas del sistema.

Las microondas representan energía electromagnética que puede viajar a través de una línea de transmisión (como una guía de onda) o puede ser propagada a través del espacio libre. El intervalo de frecuencias que se extienden desde los 300 MHz hasta los 300 GHz es generalmente conocido como microondas. Podemos posicionar el dominio de las microondas desde las ondas usadas para la radio y difusión de televisión hasta los rayos infrarrojos. [1]

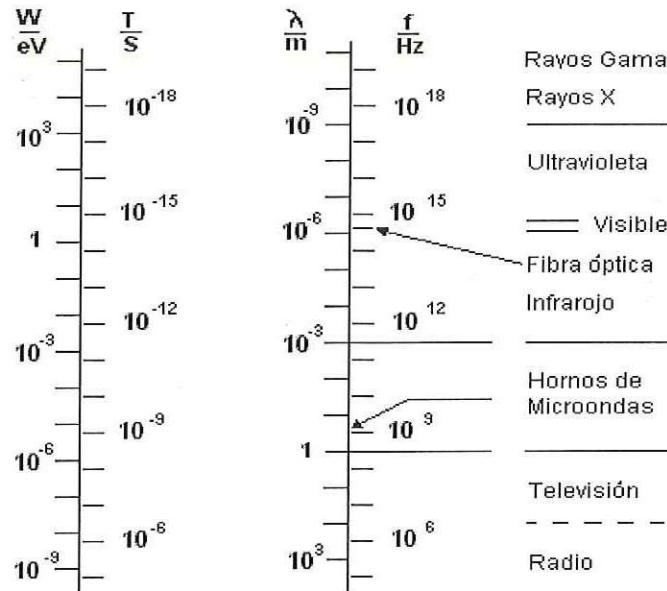


Figura 2.1 Subdivisiones del espectro electromagnético.

## 2.3. PROPIEDADES DE LAS MICROONDAS.

### 2.3.1. ANCHO DE BANDA.

Las amplias bandas de frecuencias en la región de microondas las hace favorables para la radio comunicación, un simple cálculo demuestra que desde los 300 MHz hasta los 300

GHz, se puede transmitir 999 veces más información que en todas las bajas frecuencias juntas, como resultado, el uso de las microondas permite satisfacer la creciente demanda por canales de comunicación. [1]

P	L	S	C	X	Ku	K	Ka	Q	V		
Frecuencias Ultra Altas			Frecuencias Super Altas				Frecuencias Extremadamente Altas				
UHF			SHF				EHF				
300 MHz			3 GHz				30 GHz				300 GHz

Figura 2.2 División en letras de la región de microondas.

### 2.3.2 TRANSPARENCIA DE LA IONOSFERA.

La ionosfera se forma de un grupo de capas ionizadas de plasma las cuales rodean la tierra a altitudes que varían desde los 50 km hasta 10,000 km. Éstas capas ionizadas son producidas por el impacto de la radiación solar por lo que sus parámetros como la densidad y la altura fluctúan ampliamente durante el día y la noche. Mas allá del límite de la ionosfera las microondas son difícilmente afectadas, por lo que son muy utilizadas para comunicaciones por satélite y transmisiones espaciales, así como también para la radioastronomía. Por otro lado las bajas frecuencias son parcialmente o totalmente reflejadas.

Los diferentes componentes atmosféricos como el oxígeno, nitrógeno, vapor de agua, dióxido de carbono y otros elementos en suspensión como polvo, humo y cristales de agua no afectan significativamente las señales a frecuencias menores de 10 GHz. En cambio las señales a más alta frecuencia experimentan efectos no deseables como absorción [1]

### **2.3.3 INTERACCIÓN CON LA MATERIA.**

Cuando una onda electromagnética choca en un material, esta es preferentemente absorbida a ciertas frecuencias, las cuales son las frecuencias de resonancia del material.

La resonancia observada a frecuencias de microondas, depende de la composición molecular del material, este efecto es usado tanto en análisis químicos como físicos.[1]

En particular el agua absorbe fuertemente todas las microondas, esta propiedad se aplica en:

- 1.- El calentamiento por microondas, utilizada para cocinar alimentos, el secado y proceso térmico de diferentes materiales.
- 2.- La detección y medición de la humedad contenida adentro de los materiales.

### **2.4 APLICACIONES DE LAS MICROONDAS.**

Las aplicaciones más importantes de las microondas las podemos encontrar en las comunicaciones y el radar. En las comunicaciones, los principales mercados están en los sistemas de telefonía y televisión, junto con las comunicaciones por satélite las cuales están creciendo rápidamente.

El radar provee el mayor incentivo para el desarrollo de tecnología de microondas ya que solamente esta región del espectro electromagnético provee la resolución requerida con antenas de un tamaño razonable.

El radar es un elemento electrónico para detectar la presencia de aviones u otros objetos en rangos y circunstancias donde otros medios de detección no son posibles. La operación del radar se basa en el eco de un objetivo localizado entre la trayectoria de la onda electromagnética. También, en muchos radares, puede registrarse el corrimiento en la frecuencia de la señal reflejada originada por el efecto doppler. Existe gran variedad de radares: el primitivo de prevención, el de persecución y guía de proyectiles, de control de fuego, de pronóstico del tiempo, de control aéreo, radares para detectar y controlar la velocidad de automóviles, etc.

Una de las aplicaciones recientes de la tecnología de microondas, ha sido, en la guerra electrónica, como el nombre lo indica esta es una aplicación militar, implicando receptores muy especializados y transmisores de alta potencia. Los receptores son usados para monitorear pasivamente las transmisiones enemigas, primeramente para propósitos de inteligencia y los transmisores son usados para confundir y burlar las señales recibidas por el enemigo, haciendo sus sistemas menos efectivos.

En el área de la aviación el altímetro radar permite determinar la altura actual sobre la tierra y además indica que tipo de topografía existe. [3]

En una aplicación no-hostil, el radar puede ser de gran utilidad en aplicaciones médicas en particular monitoreando continuamente la respiración y los latidos del corazón[1]. Las ondas de microondas pueden usarse para diagnóstico o como tratamiento médico dental.

Recientes estudios han demostrado que los dientes con caries tienen mas pérdidas en las microondas que los dientes sanos, esta diferencia puede utilizarse para el diagnóstico. En adición, el calentamiento que se produce por las microondas puede utilizarse como tratamiento para esterilizar dientes con caries.[4]

Tal como cualquier otra forma de energía, las microondas también puede usarse para calentar. Este efecto fue rápidamente usado en el diseño de hornos, y en el calentamiento de alimentos. [3]

## CAPITULO 3

### TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO.

#### 3.1 INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se describe la estructura básica, principio de operación y así como también el circuito equivalente del transistor metal semiconductor de efecto de campo, por sus siglas en inglés (MESFET).

#### 3.2 ESTRUCTURA DE UN TRANSISTOR MESFET.

La estructura básica de un transistor de efecto de campo en arseniuro de galio (MESFET) se muestra en la figura 3.1. Este transistor se fabrica sobre una película epitaxial de GaAs, de conductividad tipo N, que se crece sobre un sustrato de GaAs impurificado con Cromo.

Este material resulta tener una resistividad  $\rho$  muy alta ( $\approx 10^8 \Omega \cdot \text{cm}$ ) y, generalmente se le llama semi-aislante.

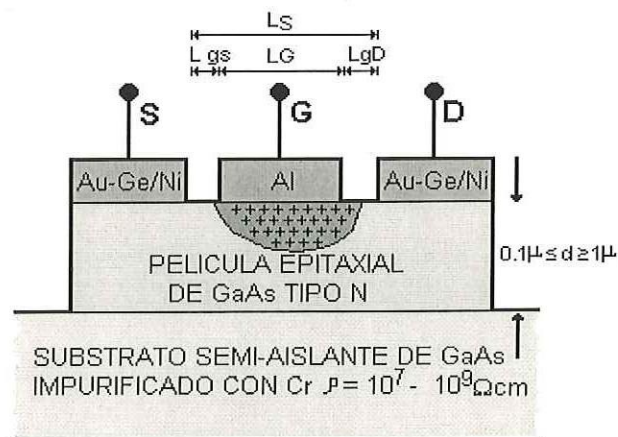


Figura 3.1 Estructura básica de un MESFET.

Este dispositivo se compone de tres contactos metálicos, dos ohmicos y uno rectificante. Los contactos ohmicos constituyen el drenador (D) y la fuente (S) mientras que el contacto rectificante, que es en esencia una barrera Schottky, constituye la compuerta (G). Las características metalúrgicas y eléctricas de la película epitaxial tipo N deben permitir operar al transistor con pequeños valores de voltaje de drenador y de compuerta.

Las características son las siguientes:

Espesor	$a(\mu\text{m})$	$0.1 \leq a \leq 1$
Concentración de portadores	$N_D(\text{cm}^{-3})$	$1 \cdot 10^{16} \leq N_D \leq 1 \cdot 10^{17}$
Movilidad	$\mu_n(\text{cm}^{-3}\text{V}^{-1}\text{S}^{-1})$	$\mu_n \geq 3000$

Los parámetros geométricos también influyen en el funcionamiento del dispositivo; se trata de la longitud de compuerta  $L_G$ , la longitud de canal  $L_{DS}$ , la distancia  $L_{GS}$  entre compuerta y fuente y, la distancia  $L_{GD}$  entre compuerta y drenador. En general, se debe procurar que las dimensiones de los parámetros geométricos, impuestas por los límites tecnológicos, sean lo más pequeñas posible. En efecto, entre más pequeña sea la longitud de compuerta  $L_G$ , más cortos son los tiempos de tránsito bajo la compuerta y más alta es la frecuencia de operación del dispositivo. Una longitud de canal  $L_{DS}$  de pequeñas dimensiones hace que disminuya el voltaje de saturación  $V_{DSAT}$  entre drenador y fuente.

Cuanto más pequeña es la separación  $L_{GS}$  entre fuente y compuerta, menor es la resistencia de fuente  $R_S$ , la cual tiene un efecto nocivo sobre la transconductancia  $G_M$  y sobre el factor  $F$  de ruido del dispositivo. Finalmente, una pequeña separación entre drenador y compuerta disminuye la resistencia  $R_D$  de drenador.

### 3.3 FUNCIONAMIENTO DE UN TRANSISTOR MESFET.

El transistor de efecto de campo de GaAs tiene dos regiones de funcionamiento en las que las características de conducción son diferentes; se trata de la región ohmica y de la región de saturación.

En la región ohmica se considera que los portadores de carga se desplazan con una movilidad constante, es decir, su velocidad varía linealmente con el campo eléctrico. Esto implica que la corriente  $I_{DS}$  aumenta linealmente con el voltaje  $V_{DS}$ .

En la región de saturación los portadores se mueven con una velocidad de saturación constante, causando así que la corriente alcance un valor máximo y constante  $I_{DSS}$ , independiente del voltaje drenador-fuente.

Si se aplica un potencial de valor  $V_{DS}$  entre el drenador y la fuente, y si se pone a tierra el electrodo de compuerta como indica en la figura 3.2, habrá un flujo de portadores de la fuente hacia el drenador, originando así la corriente  $I_{DS}$ . Para pequeños valores de voltaje  $V_{DS}$ , el transistor funcionará en la región ohmica, es decir, la corriente crece linealmente con el voltaje. A medida que el potencial  $V_{DS}$  crece, el campo eléctrico del lado del drenador aumenta, hasta que los portadores alcancen su velocidad límite. A partir del voltaje  $V_{DSAT}$  donde ocurre este fenómeno la corriente se mantiene constante en un valor llamado corriente máxima de saturación  $I_{DSS}$ .

Si ahora se aplica un voltaje inverso  $V_{GS}$  entre la compuerta y la fuente, hay una extensión de la zona de deserción bajo la compuerta dentro del canal. Esto implica una reducción del ancho metalúrgico del canal de conducción así como un aumento de la resistencia del canal entre drenador y fuente, causando así una disminución de la corriente  $I_{DS}$ . Si el voltaje  $V_{GS}$  sigue aumentando, llega un momento en que la zona de deserción se extiende sobre todo el canal, lo cual impide el paso de corriente. Se dice entonces que el canal está ocluido. A este valor límite de voltaje compuerta-fuente se le conoce como voltaje de oclusión y se denota como  $V_T$ . En la figura 3.3 se muestran las características  $I_{DS}$ - $V_{DS}$  para diferentes valores de la polarización  $V_{GS}$ . [15]

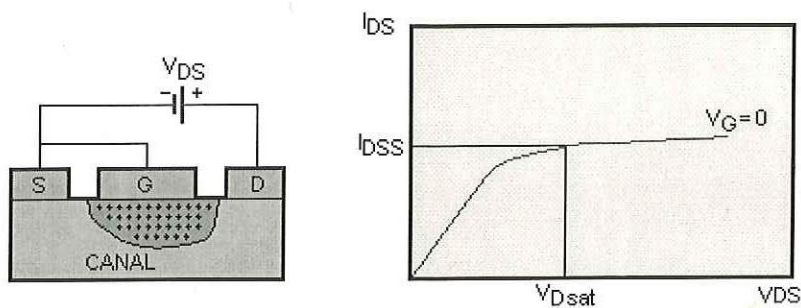


Figura 3.2 Características corriente-voltaje  $I_{DS}$  ( $V_{DS}$ ) para  $V_{GS} = 0$ .

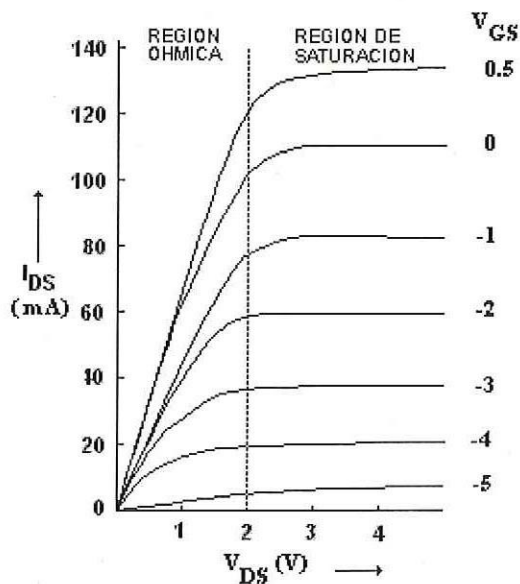


Figura 3.3 Características corriente-voltaje  $I_{DS}(V_{DS})$  para diferentes voltajes de compuerta  $V_{GS}$ .

El buen desempeño del MESFET a frecuencias de microondas es altamente gobernado por el tiempo que toma a los portadores atravesar la región por debajo de la compuerta, y es promovido por la alta velocidad de los electrones a través de esta región.

Considere al MESFET formado en una capa activa la cual tiene un espesor  $a$ , una densidad de dopaje  $n_o$  donadores/ $m^3$ , y un ancho  $W$ . En la figura 3.4 se muestra la representación simplificada del MESFET para su análisis.

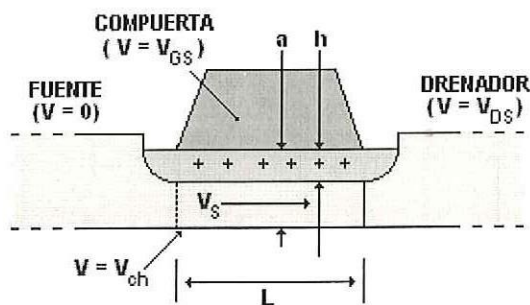


Figura 3.4 Representación simplificada de un MESFET.

La corriente máxima o en saturación que puede llevar esta capa, esta dada por:

$$I_o = n_o q W V_s a,$$

donde  $q$  es la carga del electrón y  $V_s$  es la velocidad de saturación. Si una compuerta de metal forma una barrera Schottky en esta capa, y  $V_{DS} = 0$ , la profundidad de la capa de reducción  $h$  esta dada por:

$$-V_{GS} + \phi = n_0 q h^2 / 2 \xi \xi_0$$

donde  $\phi$  es la magnitud del potencial de la barrera Schottky y  $\xi \xi_0$  son las permitividades relativas del GaAs y del espacio libre respectivamente. El potencial requerido para empobrecer el canal esta dado por [7]:

$$V_0 = n_0 q a^2 / 2 \xi \xi_0$$

### 3.4 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MESFET.

En la figura 3.5 se muestra un circuito equivalente del MESFET de GaAs cuando se opera en condiciones de saturación, en este caso el FET esta conectado en fuente común. Este circuito equivalente es capaz de modelar los parámetros S del MESFET hasta los 20 GHz.

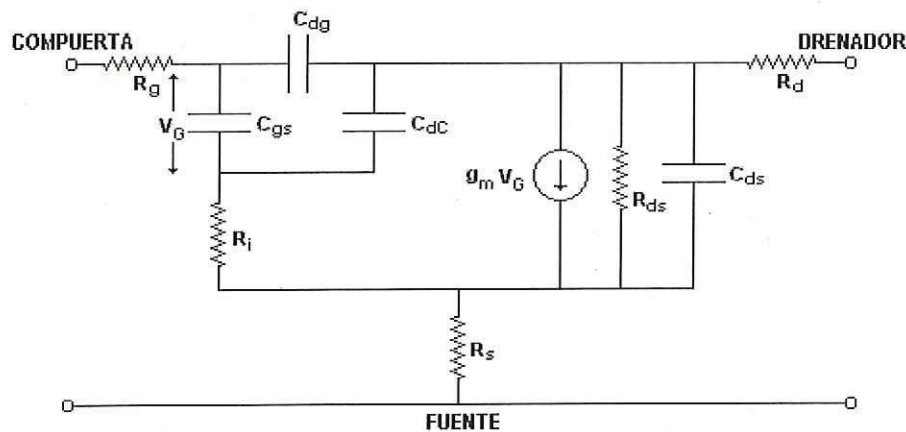


Figura 3.5 Circuito simplificado equivalente del GaAs FET

En el modelo intrínseco los elementos ( $C_{dg} + C_{gs}$ ) representan la capacitancia total de la compuerta-a-canal,  $R_i$  y  $R_{DS}$  muestran los efectos de la resistencia del canal e  $I_{ds}$  define la fuente de corriente controlada por voltaje. La transconductancia  $g_m$  relaciona  $I_{ds}$  al voltaje entre  $C_{gs}$ . Los elementos parásitos extrínsecos son: Resistencia del surtidor ( $R_s$ ), resistencia del drenador ( $R_d$ ), resistencia metal-compuerta ( $R_g$ ) y la capacitancia del sustrato ( $C_{ds}$ ).

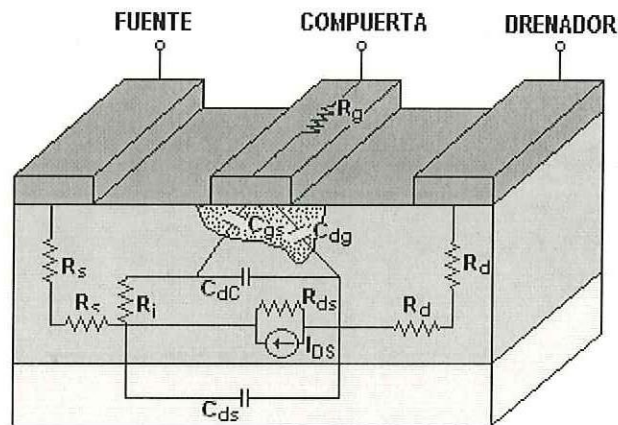


Figura 3.6 Origen físico de los elementos del circuito de un MESFET.

En la tabla 2 se muestran valores típicos de los elementos de un FET el cual tiene una longitud de compuerta de  $1\mu\text{m}$  y un ancho de compuerta de  $300\mu\text{m}$ .

Elementos Intrínsecos	Elementos Extrínsecos
$g_m = 30 \text{ mS}$	$C_{ds} = 0.07 \text{ pF}$
$\tau = 3 \text{ pS}$	$R_g = 2 \Omega$
$C_{gs} = 0.4 \text{ pF}$	$R_d = 5 \Omega$
$C_{dg} = 0.01 \text{ pF}$	$R_s = 5 \Omega$
$C_{dc} = 0.015 \text{ pF}$	<u>dc</u>
$R_i = 3 \Omega$	$V_{ds} = 5 \text{ V}$
$R_{ds} = 500 \Omega$	$V_{gs} = 0 \text{ V}$
	$I_{ds} = 50 \text{ mA}$

Tabla 2. Valores típicos extrínsecos e intrínsecos de un FET de GaAs para bajo ruido.

Los elementos extrínsecos son aquellos causados por la fabricación del dispositivo, por ejemplo:  $R_s$  y  $R_d$  son debidos a las resistencias de contacto de los electrodos "ohmicos" de la fuente y drenador.[6]

Cabe señalar que con los esfuerzos de investigación y desarrollo enfocados al mejoramiento de la figura de mérito del transistor de efecto de campo de Arseniuro de Galio (GaAs FET), han permitido la utilización exitosa de este dispositivo en sistemas de transmisión y recepción. Actualmente el MESFET es una de las mayores influencias en la tecnología de microondas la cual esta emergiendo de la investigación a producciones industriales.

## **CAPITULO 4**

### **LÍNEAS DE TRANSMISIÓN Y ONDAS VIAJERAS.**

#### **4.1 INTRODUCCIÓN.**

Es sencillo y predecible el comportamiento de una línea de transmisión a bajas frecuencias, sin embargo, el análisis se torna complicado a frecuencias de microondas. En éste capítulo se describe el comportamiento de una línea de transmisión a frecuencias de microondas así como también el uso de los parámetros S. Los parámetros S están definidos en términos de ondas viajeras y caracterizan completamente el comportamiento de una red lineal de dos puertos en altas frecuencias.

#### **4.2. CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.**

##### **4.2.1 CARACTERÍSTICAS DE LA ONDA ELECTROMAGNÉTICA.**

*Velocidad de onda.* Las ondas viajan a distintas velocidades, dependiendo del tipo de onda y de las características del medio de propagación. En el espacio libre las ondas TEM viajan a la velocidad de la luz,  $c = 299,793,000$  m/s. En el aire viajan ligeramente más despacio sin embargo una onda electromagnética viaja mucho más lenta en las líneas de transmisión metálicas donde el conductor generalmente es de cobre y los materiales dieléctricos varían considerablemente.

La propagación de energía eléctrica a lo largo de la línea de transmisión ocurre en forma de ondas electromagnéticas transversales (TEM). Una onda TEM se propaga principalmente en un no conductor (dieléctrico) que separa los dos conductores de una línea

de transmisión. En una onda transversal, la dirección de desplazamiento es perpendicular a la dirección de propagación.

*Frecuencia y longitud de onda.* Las oscilaciones de una onda electromagnética son periódicas, por lo tanto, se caracterizan por una frecuencia. La distancia de un ciclo ocurriendo en el espacio se llama la longitud de onda y se determina por la siguiente ecuación:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ (m/s)}}{f \text{ (ciclos/s)}} = \frac{\text{metros}}{\text{ciclo}} \quad (4.3)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz y  $f$  la frecuencia.

Ya que la longitud de onda es directamente proporcional a la velocidad, y la velocidad de propagación de una onda TEM varía con la constante dieléctrica, la longitud de onda TEM, también varía con la constante dieléctrica. Por lo tanto, para el medio de transmisión que no sea el espacio libre, la ecuación (4.3) se puede volver a escribir como:

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.4)$$

donde  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica del sustrato.

*El factor de velocidad* se define simplemente como la relación de la velocidad real de propagación, a través de un medio determinado a la velocidad de propagación a través del espacio libre. Matemáticamente, el factor de velocidad es:

$$V_f = \frac{V_p}{c} \quad (4.1)$$

Donde:  $V_f$  = factor de velocidad.

$V_p$  = velocidad real de propagación.

$c$  = velocidad de propagación de luz a través del espacio libre.

La velocidad a la que viaja una onda electromagnética en una línea de transmisión depende de la constante dieléctrica del material aislante que separa los dos conductores. El factor de velocidad se puede obtener, aproximadamente, con la fórmula:

$$V_f = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.2)$$

en donde  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica de un material determinado. La constante dieléctrica es simplemente la permitividad relativa del material.[11]

#### 4.2.3. CARACTERÍSTICAS DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.

Se llaman características secundarias de una línea de transmisión a la impedancia característica y a la constante de propagación, y se determinan con las cuatro constantes primarias las cuales son: Resistencia de c.d en serie (R), inductancia en serie (L), capacitancia de derivación (C) y conductancia de derivación (G). La resistencia y la inductancia ocurren a lo largo de la línea, mientras que entre los dos conductores ocurren la capacitancia y la conductancia.[11]

*Impedancia característica.* Para una máxima transferencia de potencia, desde la fuente a la carga (o sea, sin energía reflejada), una línea de transmisión debe terminarse en una carga puramente resistiva igual a la impedancia característica de la línea. La impedancia característica ( $Z_0$ ) de una línea de transmisión es una cantidad compleja que se expresa en ohms, que idealmente es independiente de la longitud de la línea, y que no puede medirse.

La impedancia característica se define como la impedancia que se ve desde una línea infinitamente larga o la impedancia que se ve desde el largo finito de una línea que se termina en una carga totalmente resistiva igual a la impedancia característica de la línea. Se puede simular una línea infinita si se termina esta línea finita con una carga puramente resistiva igual a  $Z_0$ . [11]

La impedancia que se ve en una línea de transmisión esta definida por la siguiente expresión:

$$Z_o = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \quad (4.5)$$

en donde los parámetros R, G, L, y C son la resistencia conductancia, inductancia, y capacitancia por unidad de longitud de la línea de transmisión.

Para frecuencias extremadamente bajas, dominan las resistencias y la ecuación se simplifica a:

$$Z_o = \sqrt{\frac{R}{G}}$$

Para frecuencias extremadamente altas, la inductancia y la capacitancia dominan y la ecuación se simplifica a:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Puede verse que para frecuencias altas, la impedancia característica en una línea de transmisión se acerca a una constante, es independiente de la frecuencia y la longitud, y se determina solo por la inductancia y la capacitancia. [11]

*Constante de propagación.* La constante de propagación se utiliza para expresar la atenuación (pérdida de la señal) y el desplazamiento de fase por unidad de longitud de una línea de transmisión. Conforme se propaga una onda, a lo largo de la línea de transmisión su amplitud se reduce con la distancia viajada. La constante de propagación se utiliza para determinar la reducción en voltaje o corriente en la distancia conforme una onda TEM se propaga a lo largo de la línea de transmisión. Matemáticamente, la constante de propagación es:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (4.6)$$

Donde:  $\gamma$  = constante de propagación.

$\alpha$  = coeficiente de atenuación (nepers por unidad de longitud).

$\beta$  = coeficiente de desplazamiento de fase (radianes por unidad de longitud).

La constante de atenuación  $\alpha$  esta dada en nepers por metro y la constante de propagación  $\beta$  en radianes por metro. [11]

#### 4.2.4. ONDAS INCIDENTES Y REFLEJADAS.

Una línea de transmisión es bi-direccional; la potencia puede propagarse en ambas direcciones. El voltaje que se propaga, desde la fuente hacia la carga, se llama voltaje incidente, y el voltaje que se propaga, desde la carga hacia la fuente se llama voltaje reflejado. En forma similar, hay corrientes incidentes y reflejadas. En consecuencia la potencia incidente se propaga hacia la carga y la potencia reflejada hacia la fuente. Para una definición mas práctica, la potencia reflejada es la porción de la potencia incidente que no fue absorbida por la carga. Por lo tanto, la potencia reflejada nunca puede exceder la potencia incidente.[11]

*Coficiente de reflexión.* El coeficiente de reflexión, es una cantidad vectorial que representa a la relación del voltaje reflejado al voltaje incidente o corriente reflejada a la corriente incidente. Matemáticamente, el coeficiente de reflexión ( $\Gamma$ ) está definido por:

$$\Gamma(x) = \frac{E_r}{E_i} = \frac{I_r}{I_i} \quad (4.7)$$

Donde:  $E_i$  es el voltaje incidente,  $E_r$  es el voltaje reflejado,  $I_i$  es la corriente incidente e  $I_r$  es la corriente reflejada.

En la ecuación (4.7.) puede verse que el valor del peor caso y máximo para  $\Gamma$  es 1 ( $E_r = E_i$ ), y el valor mínimo y condición ideal ocurren, cuando  $\Gamma = 0$ , ( $E_r = 0$ ).[11]

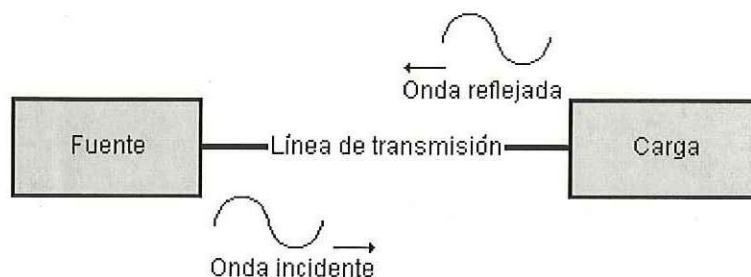


Figura 4.1 Fuente, carga, línea de transmisión, y sus ondas incidentes y reflejadas correspondientes.

#### 4.2.5. ONDAS ESTACIONARIAS.

Cuando  $Z_o = Z_L$ , la carga absorbe toda la potencia incidente. Esto se llama línea acoplada. Cuando  $Z_o \neq Z_L$ , parte de la potencia es absorbida por la carga y parte se regresa (refleja) a la fuente. Esto se llama línea sin acoplar o desacoplada. Con una línea desacoplada, hay dos ondas electromagnéticas que viajan en direcciones opuestas, y están presentes en la línea todo el tiempo. Las dos ondas viajeras establecen un patrón de interferencia conocido como onda estacionaria. A estas ondas se les llaman ondas estacionarias, porque parece que permanecen en una posición fija en la línea, variando solamente en amplitud.[11]

*Relación de onda estacionaria.* La relación de onda estacionaria (VSWR) se define como la relación del voltaje máximo con el voltaje mínimo, o de la corriente máxima con la corriente mínima de una onda estacionaria en una línea de transmisión. Esencialmente VSWR es una medición del desacoplamiento entre la impedancia de carga y la impedancia característica de la línea de transmisión. Matemáticamente, VSWR es:

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (4.8)$$

El máximo voltaje ocurre cuando las ondas incidentes y reflejadas están en fase (o sea, que sus picos máximos pasan el mismo punto en la línea con la misma polaridad), y el mínimo del voltaje ocurre cuando las ondas incidentes y reflejadas están  $180^\circ$  fuera de fase.

Matemáticamente  $V_{\max}$  y  $V_{\min}$  son:

$$V_{\text{máximo}} = E_i + E_r$$

$$V_{\text{mínimo}} = E_i - E_r$$

Por lo tanto, la ecuación (4.8) se puede escribir como:

$$VSWR = \frac{E_i + E_r}{E_i - E_r} \quad (4.9)$$

La relación de onda estacionaria también puede escribirse como:

$$VSWR = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (4.10)$$

Y el coeficiente de reflexión:

$$\Gamma = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (4.11)$$

En una línea de transmisión apropiadamente terminada o acoplada obtenemos que  $\Gamma = 0$  y el  $VSWR = 1$ .

En una línea de transmisión terminada en corto circuito ( $Z_L = 0$ ) tenemos que  $\Gamma = -1$  el  $VSWR = \infty$  y la impedancia de entrada  $Z_{sc}$  esta dada por:

$$Z_{sc} = j Z_0 \tan \beta d \quad (4.12)$$

En una línea de transmisión terminada en circuito abierto ( $Z_L = \infty$ ) tenemos que  $\Gamma = 1$  el  $VSWR = \infty$  y la impedancia de entrada  $Z_{oc}$  esta dada por:

$$Z_{oc} = -j Z_0 \cot \beta d \quad (4.13)$$

donde

$Z_0$  = impedancia características de la línea de transmisión que se esta acoplando.

$\beta d$  = longitud eléctrica de la línea.

### 4.3. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN ( S ).

Los parámetros de dispersión (S) generalizados fueron definidos por Kurokawa en 1965 estos parámetros describen las interrelaciones de un nuevo conjunto de variables ( $a_i, b_i$ ), los cuales se normalizan en ondas de voltaje complejas, incidentes y reflejadas.

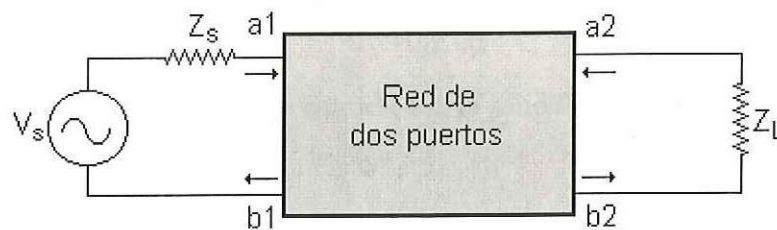


Figura 4.2 Parámetros de dispersión de una red de dos puertos.

Las variables independientes  $a_1$  y  $a_2$  son los voltajes incidentes normalizados:

$$a_1 = \frac{V_{inc1}}{\sqrt{Z_0}} \quad a_2 = \frac{V_{inc2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (4.14)$$

Las variables dependientes  $b_1$  y  $b_2$  son los voltajes reflejados normalizados:

$$b_1 = \frac{V_{ref1}}{\sqrt{Z_0}} \quad b_2 = \frac{V_{ref2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (4.15)$$

En la figura 4.2 se muestra una red dos puertos, donde  $a_1$  es la onda incidente y  $b_1$  la onda reflejada en el puerto 1,  $a_2$  es la onda incidente y  $b_2$  la onda reflejada en el puerto 2.

Las ecuaciones lineales que describen la red de dos puertos son:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (4.16)$$

y

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (4.17)$$

Los términos  $S_{11}a_1$  representan una contribución a la onda reflejada  $b_1$  debido a la onda incidente  $a_1$  en el puerto 1. Similarmente,  $S_{12}a_2$  representa la contribución a la onda reflejada  $b_1$  debido a la onda incidente  $a_2$  en el puerto 2. Los parámetros  $S$  representan coeficientes de transmisión y reflexión y están definidos como sigue:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (4.18)$$

$S_{11}$  es el coeficiente de reflexión en la entrada con la salida terminada apropiadamente.

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (4.19)$$

$S_{21}$  es el coeficiente de transmisión en directa con la salida terminada apropiadamente.

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (4.20)$$

$S_{22}$  es el coeficiente de reflexión en la salida con la entrada terminada apropiadamente.

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (4.21)$$

$S_{12}$  es el coeficiente de transmisión en reverso con la entrada terminada apropiadamente.

Los parámetros S son medidos usando una terminación acoplada, esto quiere decir haciendo  $a_1 = 0$  o  $a_2 = 0$ . Para obtener  $S_{11}$  medimos a la razón  $b_1/a_1$  en la entrada del puerto con la salida terminada apropiadamente, esto es, con  $a_2 = 0$ . Terminando el puerto de salida con una impedancia igual a la impedancia característica de la línea de transmisión se produce  $a_2 = 0$ , esto quiere decir que la onda incidente en la carga será totalmente absorbida y no habrá energía que se regrese al puerto de salida.

Usando terminaciones acopladas resistivamente para medir los parámetros S de un transistor, se tiene la ventaja que el transistor no oscilará. En contraste si usáramos un circuito abierto o un corto circuito para las mediciones, podría provocar que el transistor oscilara haciendo la medición incorrecta.[9]

Las ecuaciones anteriores muestran una de las más importantes ventajas de los parámetros S, que son, simplemente coeficientes de reflexión y ganancias.

## **CAPITULO 5.**

### **REDES DE ACOPLAMIENTO.**

#### **5.1. INTRODUCCIÓN.**

La Carta de Smith provee una ayuda gráfica para el análisis de una línea de transmisión y la generación de redes de acoplamiento. El diseño de una red de acoplamiento en la Carta ZY de Smith consiste en moverse a lo largo de un círculo de resistencia constante o un círculo de conductancia constante, cada movimiento nos da un valor de un elemento apropiado para la red.

También es presentado en este capítulo la generación de una red de acoplamiento utilizando líneas de microcinta. Dada las características que tiene la microcinta la hace uno de los medios más utilizados en el diseño de amplificadores de microondas y en tecnología de circuitos-integrados de microondas.

#### **5.2. LA CARTA DE SMITH.**

Las soluciones matemáticas para las impedancias de una línea de transmisión son laboriosas, por lo que es una práctica común utilizar cartas o diagramas ya que la solución se hace más fácil. Las representaciones gráficas más útiles son aquellas que dan las relaciones de impedancias que existen a lo largo de una línea de transmisión sin pérdidas para condiciones de carga variables. La Carta de Smith es la herramienta más utilizada para calcular este tipo de líneas de transmisión. La generación de las redes de acoplamiento para un amplificador pueden ser fácil y rápidamente diseñadas usando la Carta de Smith de impedancias y admitancias.

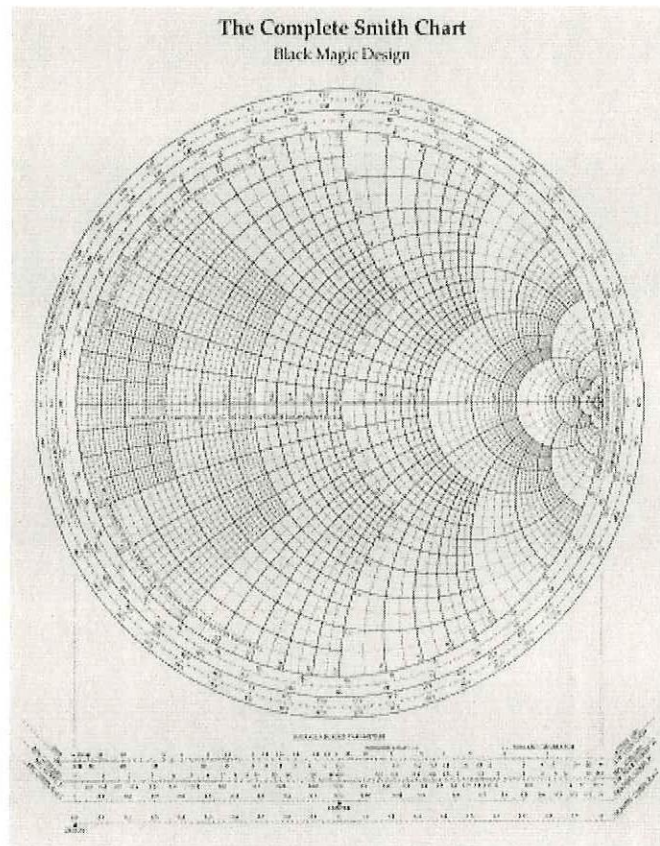


Figura 5.1 Carta de Smith.

La Carta de Smith se basa en conjuntos de círculos ortogonales. Un conjunto representa la razón de la componente resistiva de la impedancia de la línea ( $R$ ), en relación a la impedancia característica de la línea ( $Z_0$ ), que para una línea sin pérdidas es totalmente resistiva. El segundo conjunto de círculos representa la razón de la componente reactiva de la impedancia de la línea ( $\pm jx$ ), en relación a la impedancia característica de la línea ( $Z_0$ ).

Los parámetros que están trazados en la Carta de Smith incluyen lo siguiente:

- 1.- Impedancia (o admitancia) en cualquier punto a lo largo de la línea de transmisión.
- 2.- Longitud de la línea de transmisión entre dos puntos cualesquiera en longitudes de onda.
- 3.- Atenuación entre dos puntos cualesquiera.
- 4.- Relación de onda estacionaria de voltaje o corriente.

### 5.3. REDES DE ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS.

La necesidad por redes de acoplamiento surge a partir de que los amplificadores en orden de entregar la máxima potencia a la carga, o que funcionen de cierta manera, deben de estar apropiadamente acoplados en ambos puertos.

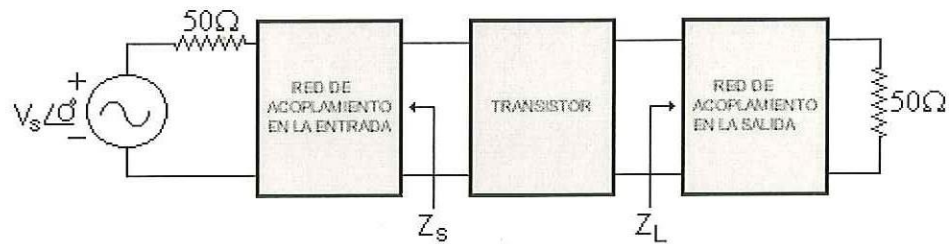


Figura 5.2 Diagrama a bloques de un amplificador de microondas.

El diseño de una red de acoplamiento en la Carta ZY de Smith consiste en moverse a lo largo de un círculo de resistencia constante o un círculo de conductancia constante, el cual cada movimiento nos dará un valor de un elemento apropiado.

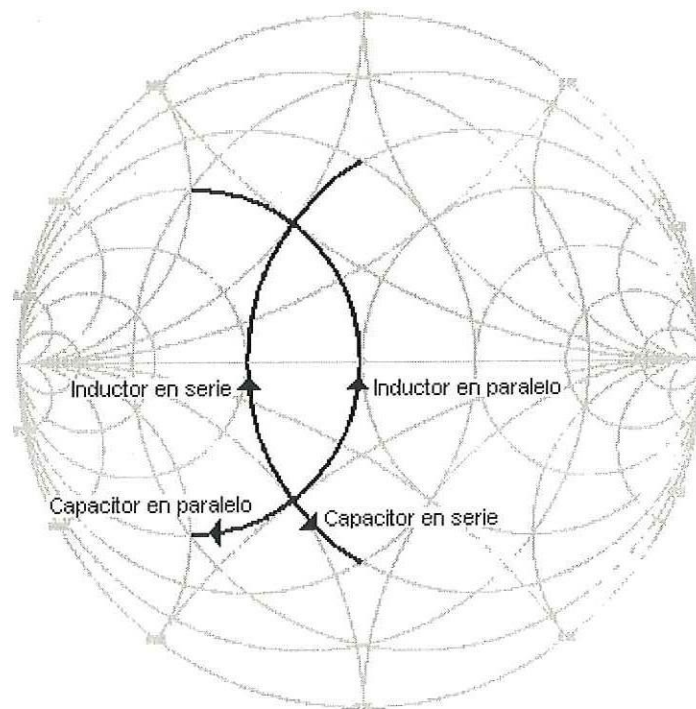


Figura 5.3 Elementos en serie y paralelo en la Carta ZY de Smith

#### 5.4. REDES DE ACOPLAMIENTO UTILIZANDO MICROCINTA.

Una línea de microcinta es por definición una línea de transmisión consistente de una pista conductora y de un plano de tierra separado por un medio dieléctrico. El sustrato dieléctrico puede ser: Duroid ( $\epsilon_r = 2.56$ ), cuarzo ( $\epsilon_r = 3.78$ ), alumina ( $\epsilon_r = 9.7$ ), y el silicio ( $\epsilon_r = 11.7$ ) [9].

La selección del sustrato dieléctrico estará sujeta a los requerimientos de diseño como son: frecuencia de trabajo, dimensiones del dispositivo, pérdidas por inserción, costos, etc.

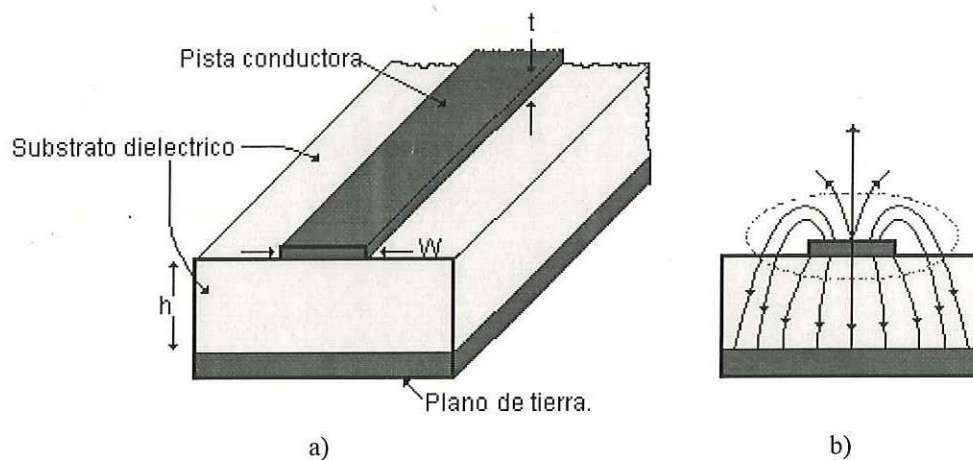


Figura 5.4 (a) Geometría de la microcinta . (b) Las líneas sólidas representan el campo eléctrico y las líneas punteadas representan el campo magnético.

En la microcinta las líneas del campo electromagnético no están completamente contenidas en el sustrato, por consecuencia el modo de propagación no es 100% transversal electromagnético si no cuasi-TEM. Asumiendo que el modo de propagación en la microcinta es cuasi-TEM, la velocidad de fase esta dada por;

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ff}}} \quad (5.1)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz y  $\epsilon_{ff}$  es la constante dieléctrica relativa efectiva del sustrato dieléctrico.

La impedancia característica de la línea de microcinta esta dada por;

$$Z_o = \frac{1}{v_p C} \quad (5.2)$$

donde C es la capacitancia por unidad de longitud de la microcinta.

La longitud en la microcinta esta dada por:

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{ff}}} = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{ff}}} \quad (5.3)$$

donde  $\lambda_o$  es la longitud de onda en el espacio libre.

En el apéndice II se anexan una serie de relaciones útiles para la impedancia característica de una línea de microcinta.

Las fórmulas presentadas en este capítulo son válidas a frecuencias donde el modo de propagación cuasi-TEM es válido. Cuando la suposición cuasi-TEM ya no es válida,  $\epsilon_{ff}$  y  $Z_o$  están en función de la frecuencia y, por lo tanto, la línea de microcinta tiende a ser dispersiva. La frecuencia abajo de la cual la dispersión puede despreciarse esta dada por:

$$f_o(GHz) = 0.3 \sqrt{\frac{Z_o}{h \sqrt{\epsilon_r} - 1}} \quad (5.4)$$

donde h debe expresarse en centímetros.[9]

En la figura 5.5 se muestran los tres elementos básicos para formar una red de acoplamiento. De hecho, una línea de microcinta en serie más una línea de microcinta con extremo abierto puede transformar una impedancia de  $50\Omega$  en cualquier impedancia.

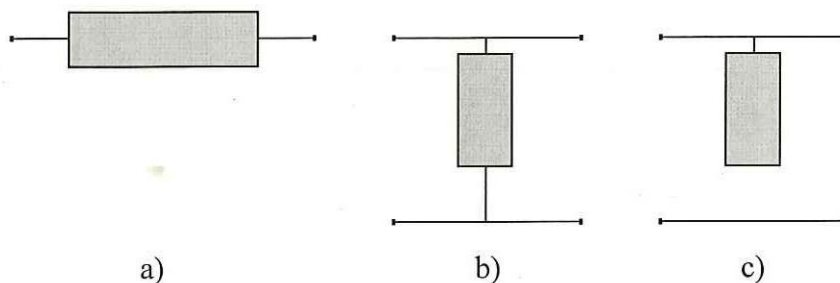


Figura 5.5 (a) Línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda de largo  
 (b) Línea de transmisión en corto, (c) Línea de transmisión abierta.

La impedancia para una línea de transmisión terminada en corto circuito esta dada por la ecuación (4.12).

La impedancia para una línea de transmisión en circuito abierto está dada por la ecuación (4.13).

La impedancia un transformador de  $\frac{1}{4}\lambda$  esta dada por la siguiente relación;

$$Z'_o = \sqrt{Z_o Z_L} \quad (5.5)$$

Donde:

$Z'_o$  = impedancia característica de un transformador de un cuarto de longitud de onda.

$Z_L$  = impedancia de carga.

## CAPITULO 6

### CONSIDERACIONES DE DISEÑO EN UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO.

#### 6.1 INTRODUCCIÓN.

En este capítulo tratamos los temas de estabilidad, ganancia en potencia, figura de ruido red de polarización y simulación por computadora.

#### 6.2 CONSIDERACIONES DE ESTABILIDAD.

La estabilidad de un amplificador o su resistencia a oscilar es una consideración muy importante antes de empezar cualquier diseño y puede ser determinada por los parámetros S del transistor, las redes de acoplamiento y las terminaciones. Una red de dos puertos se dice que es estable incondicionalmente a una frecuencia dada, si la parte real de  $Z_{in}$  y  $Z_{out}$  es mayor que cero para todas las cargas y terminaciones pasivas. Si la red de dos puertos no es estable incondicionalmente entonces se dice que es estable condicionalmente. Esto quiere decir que ciertas terminaciones de carga y fuente producen impedancias de entrada y salida con la parte real negativa.

En términos de los coeficientes de reflexión ( $\Gamma$ ), las condiciones para una estabilidad incondicional a una frecuencia dada son:

$$|\Gamma_S| < 1 \quad (6.1)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (6.2)$$

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (6.3)$$

y

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (6.4)$$

donde  $\Gamma_{in}$  y  $\Gamma_{out}$  son los coeficientes de reflexión de entrada y salida ( Figura 6.2).

Combinando las ecuaciones (6.1) a (6.4) se obtiene la condición necesaria y suficiente para una estabilidad incondicional la cual esta dada por el factor K, donde:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (6.5)$$

y

$$|\Delta| < 1 \quad (6.6)$$

donde

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

Nuestra red de dos puertos será incondicionalmente estable si nuestra condición de  $K > 1$  y  $|\Delta| < 1$  es valida en toda la banda de interés.

Cuando la red de dos puertos es inestable, puede haber valores de  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  en los cuales las partes reales de  $Z_{IN}$  y  $Z_{OUT}$  son positivos. Estos valores de  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  pueden ser obtenidos utilizando un método gráfico el cual se describe brevemente a continuación:

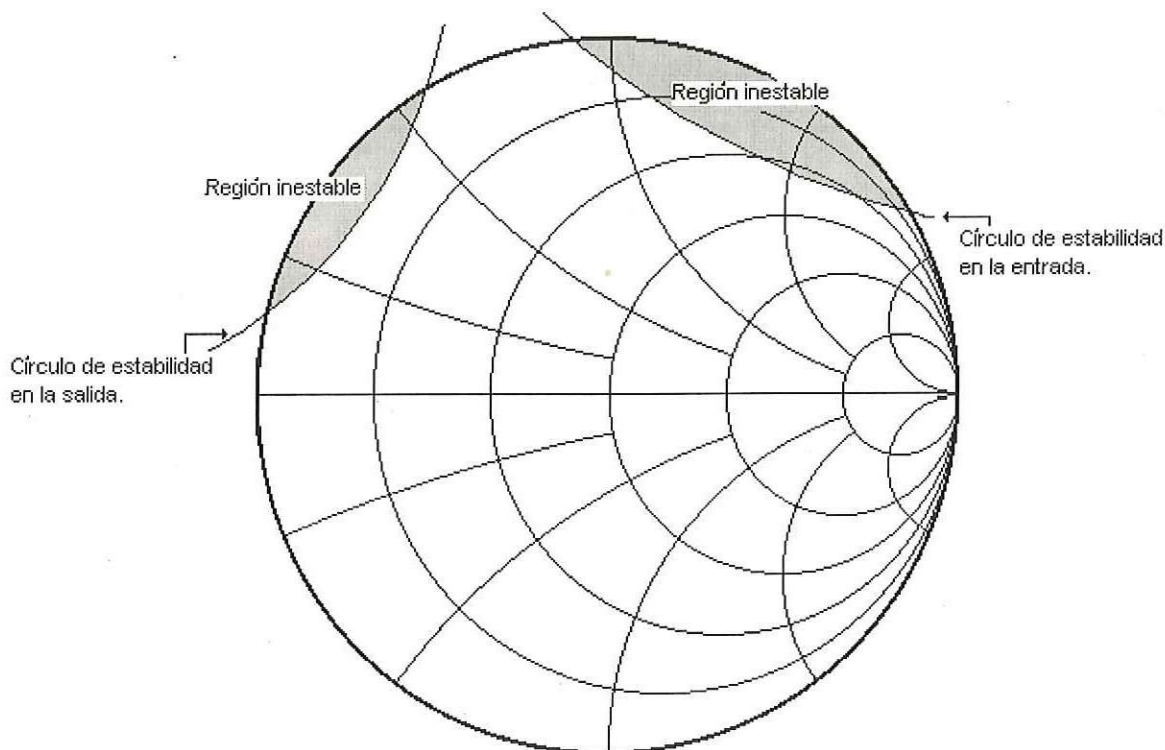


Figura 6.1 Círculos de estabilidad en la Carta de Smith.

Para una operación estable del amplificador, se debe de escoger el coeficiente de reflexión para ambos puertos en aquellas zonas de la Carta de Smith que estén fuera y no muy próximas a las regiones inestables.

Los círculos de estabilidad se deben de obtener en toda la banda de interés. En el apéndice II se anexan las formulas necesarias para obtener los círculos de estabilidad.

Para una estabilidad incondicional cualquier impedancia de fuente o carga debe de producir una condición estable de operación. Desde un punto de vista gráfico los círculos de estabilidad deben de estar completamente fuera de la Carta de Smith. [9]

### 6.3 DIFERENTES RELACIONES DE GANANCIA EN POTENCIA.

Se definen tres relaciones de ganancia en potencia, destacando la ganancia del transductor ( $G_T$ ) la cual es la más significativa ya que toma en cuenta las redes de acoplamiento en ambos puertos y así como también al transistor.

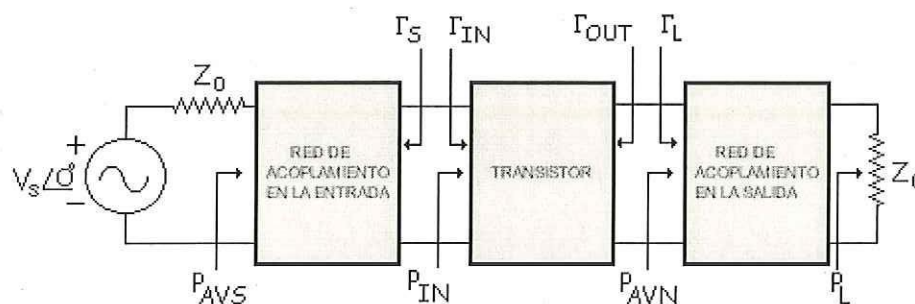


Figura 6.2 Diferentes relaciones de potencia.

1) Ganancia en potencia del transductor:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}}$$

en donde  $P_L$  es la potencia entregada a la carga y  $P_{AVS}$  es la potencia disponible de la fuente.

Esta ganancia en potencia esta en función de los siguientes parámetros:  $\Gamma_S$ ,  $\Gamma_L$ , y los parámetros de dispersión (  $S$  ) de la red de dos puertos. La expresión matemática para  $G_T$  esta dada por:

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (6.7)$$

2) Ganancia en potencia de operación:

$$G_p = \frac{P_L}{P_{IN}}$$

donde  $P_L$  es la potencia entregada a la carga y  $P_{IN}$  es la potencia entregada al transistor.  $G_p$  esta en función de  $(\Gamma_L, S)$  y se define con la siguiente expresión matemática:

$$G_p = \frac{1}{1 - |\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (6.8)$$

3) Ganancia en potencia disponible:

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}}$$

donde  $P_{AVN}$  es la potencia disponible de la red.  $G_A$  esta en función de  $(\Gamma_s$  y  $S)$ , definida por la siguiente expresión matemática:

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{OUT}|^2} \quad (6.9)$$

#### 6.4 CÍRCULOS DE GANANCIA EN POTENCIA DISPONIBLE Y DE OPERACIÓN

Para obtener los círculos de ganancia en potencia de operación para una estabilidad incondicional partimos de la ecuación (6.8) y rescribiendo en la forma:

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{\left(1 - \left| \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right|^2\right) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

$$G_p = |S_{21}|^2 g_p \quad (6.10)$$

donde

$$g_p = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2}$$

$$g_p = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}(\Gamma_L C_2)}$$
(6.11)

y

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$
(6.12)

Aquí  $G_p$  y  $g_p$  están en función de  $\Gamma_L$  y los parámetros  $S$  del MESFET.

Los círculos de ganancia en potencia de operación se obtienen haciendo  $\Gamma_L = U_L + jV_L$  y sustituyendo en (6.11). Después de cierta manipulación matemática obtenemos:

$$\left[ U_L - \frac{g_p \text{Re}[C_2^*]}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \right]^2 + \left[ V_L - \frac{g_p \text{Im}[C_2^*]}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \right]^2$$
(6.13)

$$= \left[ \frac{[1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_p + |S_{12}S_{21}|^2 g_p^2]^{1/2}}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \right]^2$$

La ecuación (6.13) es reconocida como una familia de círculos en el plano  $U_L:V_L$  (Carta de Smith) con  $g_p$  como parámetro.

El radio está dado por:

$$R_p = \frac{[1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_p + |S_{12}S_{21}|^2 g_p^2]^{1/2}}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$$
(6.14)

La distancia del origen al centro del círculo esta dada por:

$$d = \sqrt{U_p^2 + V_p^2} = \frac{g_p |C_2^*|}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (6.15)$$

El centro esta dado por:

$$C_p = \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (6.16)$$

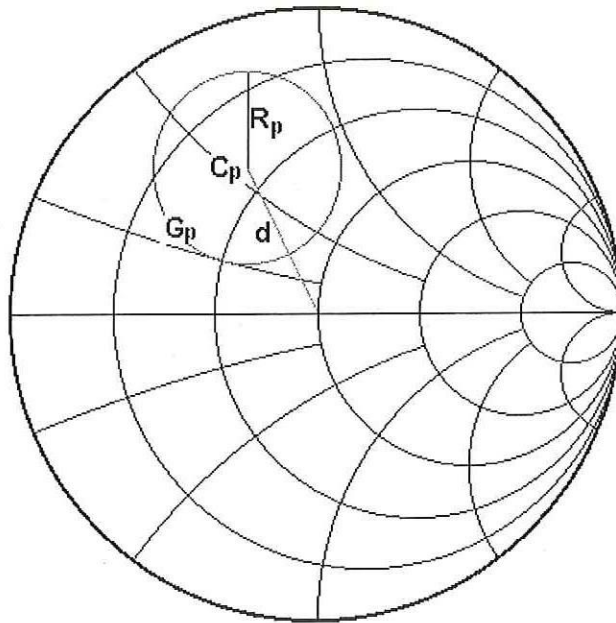


Figura 6.3. Círculo de ganancia en potencia de operación en la Carta de Smith.

La máxima potencia de operación ocurre cuando  $R_p = 0$ . Por lo tanto de la ecuación (6.14) podemos describirla como:

$$g_{p,\max}^2 |S_{12} S_{21}|^2 - 2K |S_{12} S_{21}| g_{p,\max} + 1 = 0 \quad (6.17)$$

donde  $g_{p,\max}$  es el máximo valor para  $g_p$ . La solución de la ecuación (6.17) para una estabilidad incondicional es:

$$g_{p,\max} = \frac{1}{|S_{12}S_{21}|} \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (6.18)$$

Así pues sustituyendo (6.18) en  $G_p = |S_{21}|^2 g_p$  obtenemos la expresión para la máxima ganancia de operación:

$$G_{p,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (6.19)$$

La derivación de los círculos de ganancia en potencia disponible para una estabilidad incondicional es similar a los círculos de ganancia en potencia de operación. En el apéndice II se anexan las formulas necesarias para obtener los círculos de ganancia en potencia disponible.

En una estabilidad condicional se debe de tener cierto cuidado al seleccionar los coeficientes de reflexión ( $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$ ) procurando que estos estén dentro de la región de estabilidad y no muy próximos a las regiones inestables ya que el amplificador podría oscilar.

## 6.5 FIGURA DE RUIDO Y SU REPRESENTACIÓN GRÁFICA.

En un amplificador de microondas para bajo ruido, a un cuando no exista señal alguna de entrada, existe un pequeño voltaje de salida el cual se puede medir. Nos referimos a este pequeño voltaje de salida como la potencia de ruido del amplificador.

En la figura 6.4 se muestra el modelo de un amplificador de microondas conectado a una fuente de ruido.

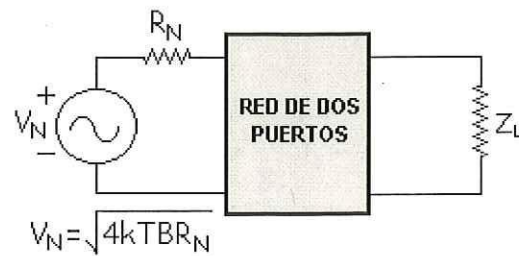


Figura 6.4 Red de dos puertos conectada a una fuente de ruido.

La potencia de ruido de entrada puede ser modelado por una resistencia que produce el ruido térmico o ruido Johnson. Este ruido es producido por las fluctuaciones aleatorios de los electrones debido a una agitación térmica. El valor rms del voltaje ruido  $V_N$  producido por la resistencia  $R_N$  sobre el rango de la frecuencia ( $f_H - f_L$ ) esta dado por:

$$V_N = \sqrt{4kTBR_N} \quad (6.20)$$

Donde:  $k$  es la constante de Boltzman,  $T$  es la temperatura de ruido de la resistencia  $R_N$  y  $B$  es el ancho de banda de ruido ( $B = f_H - f_L$ ).[9]

La máxima potencia de ruido disponible de  $R_N$  es:

$$P_N = \frac{V_N^2}{4R_N} = kTB \quad (6.21)$$

La figura de ruido ( $F$ ) describe la relación señal-a-ruido disponible en la entrada a la relación señal a ruido disponible a la salida.

$$F = \frac{P_{S_i} / P_{N_i}}{P_{S_o} / P_{N_o}} \quad (6.22)$$

Donde:  $P_{S0}$  = Potencia de la señal disponible en la salida.

$P_{S1}$  = Potencia de la señal disponible en la entrada.

$P_{N0}$  = Potencia de ruido total disponible en la salida.

$P_{N1}$  = Potencia de ruido disponible debido a la resistencia  $R_N$ .

En general la figura de ruido se puede escribir como:

$$F = F_{\min} + \frac{r_n}{g_s} |Y_s - Y_o|^2 \quad (6.23)$$

donde  $r_n$  es la resistencia de ruido equivalente normalizada de la red de dos puertos,  $Y_s = g_s + jb_s$  representa la admitancia de fuente y  $Y_o = g_o + jb_o$  representa esa admitancia de fuente la cual resulta en una mínima figura llamada  $F_{\min}$ .

Expresando  $Y_s$  y  $Y_o$  en términos de coeficientes de reflexión  $\Gamma_L$  y  $\Gamma_O$  y sustituyendo en la ecuación (6.23) obtenemos:

$$F = F_{\min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_o|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_o|^2} \quad (6.24)$$

La ecuación (6.24) depende de  $F_{\min}$ ,  $r_n$ , y  $\Gamma_o$ . Estos parámetros son conocidos como los parámetros de ruido y los proporciona el fabricante del transistor o pueden ser obtenidos experimentalmente en el laboratorio.

La ecuación (6.24) puede utilizarse para diseñar a un cierto  $\Gamma_s$  para una determinada figura de ruido dada. Para una cierta figura de ruido  $F_i$ , definimos un parámetro de la figura de ruido llamado  $N_i$ , como:

$$N_i = \frac{|\Gamma_s - \Gamma_o|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} = \frac{F_i - F_{\min}}{4r_n} |1 + \Gamma_o|^2 \quad (6.25)$$

la ecuación (6.25) se puede reescribir como:

$$(\Gamma_s - \Gamma_o)(\Gamma_s^* - \Gamma_o^*) = N_i - N_i |\Gamma_s|^2 \quad (6.26)$$

$$|\Gamma_s|^2(1 + N_i) + |\Gamma_o|^2 - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_s \Gamma_o^*) = N_i \quad (6.27)$$

Si multiplicamos ambos lados por  $1 + N_i$ , obtenemos:

$$\left| \Gamma_s - \frac{\Gamma_o}{1 + N_i} \right|^2 = \frac{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_o|^2)}{(1 + N_i)^2} \quad (6.28)$$

La ecuación (6.28) es reconocida como una familia de círculos donde el centro está dado como:

$$C_{Fi} = \frac{\Gamma_o}{1 + N_i} \quad (6.29)$$

con radio:

$$R_{Fi} = \frac{1}{1 + N_i} \sqrt{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_o|^2)} \quad (6.30)$$

## 6.6 RED DE POLARIZACIÓN.

La red de polarización se utiliza para proporcionar el potencial necesario para que nuestro amplificador funcione correctamente. En la figura 6.5 se muestra una red de polarización muy utilizada en amplificadores de microondas para bajo ruido.

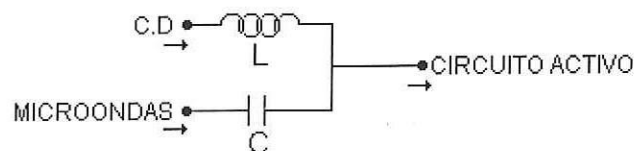


Figura 6.5 Configuración básica de una red de polarización.

Para la sección de microondas una capacitancia infinita da un circuito abierto a c.d y corto circuito a microondas.

Para la sección de c.d una inductancia infinita da un corto circuito a c.d. y un circuito abierto a microondas

## **6.7 MÉTODOS DE DISEÑO.**

Existen métodos convencionales que nos permiten obtener nuestras redes de acoplamiento como son el método gráfico, el método de síntesis de redes y el método de optimización. Estos métodos se mencionan brevemente a continuación.

### **6.7.1 DISEÑO POR EL MÉTODO GRÁFICO.**

Este método utiliza los parámetros S del transistor, los parámetros de ruido y la Carta de Smith. El proceso consiste en obtener los círculos de ganancia y de ruido para posteriormente escoger el coeficiente de reflexión que satisfaga los requerimientos de diseño. Si el coeficiente no satisface los requerimientos o cae dentro de las zona de inestabilidad, dicho coeficiente se debe de escoger cuantas veces sea necesario.

### **6.7.2 DISEÑO POR EL MÉTODO DE SÍNTESIS DE REDES.**

Este método consiste en obtener inicialmente un modelo de circuito equivalente para los puertos de entrada y salida del GaAs FET y posteriormente acoplar a la impedancia característica  $Z_0$  por medio de un proceso de síntesis de redes en el que se prescriben las características espectrales que debe cumplir la red. El proceso de síntesis se puede efectuar ya sea con elementos concentrados que luego se transforman a líneas de transmisión, o directamente con elementos distribuidos. La ventaja de emplear síntesis de redes, es que se

tiene un mayor dominio de los parámetros de diseño y el proceso se puede efectuar con ayuda de la computadora.

### **6.7.3 DISEÑO POR EL MÉTODO DE OPTIMIZACIÓN.**

Este método se basa en el uso de la computadora para calcular la ganancia y factor de ruido para el número de frecuencias deseado, a partir de los valores iniciales de los elementos de las redes de acoplamiento previamente elegidas. Los valores calculados se comparan con los valores deseados y se genera una función error. Algunos de los parámetros del circuito se modifican adecuadamente y se calcula una nueva función error. Si el error es menor, los valores de los elementos se reajustan a los nuevos valores y el proceso se repite hasta que se cumple alguno de los siguientes requisitos: (a) se satisfacen las especificaciones de diseño, (b) se obtiene un valor mínimo de diferencia entre los valores esperados y calculados o, (c) se alcanza un número determinado de iteraciones.

El CICESE cuenta con varios programas que nos permiten optimizar nuestras redes de acoplamiento los cuales son: LIBRA, MMICAD, ACADEMY Y MDS.

### **6.8 HERRAMIENTAS CAD.**

La principal herramienta CAD que se utilizó en esta tesis fue el paquete de simulación LIBRA de la compañía EESOF, sin embargo, también se usaron otras herramientas de apoyo como LINECALC MMICAD y MATLAB. El uso de herramientas CAD es de gran importancia en el diseño de amplificadores de microondas. De hecho las herramientas CAD son de invaluable ayuda si se combinan con buenos principios de ingeniería.

A continuación se explican los bloques y elementos que utiliza el programa LIBRA:

### **6.8.1 BLOQUES.**

#### **DIM**

Este bloque es usado para definir que dimensiones se utilizarán en la simulación. (Ejemplo; La frecuencia se puede definir en: Hz, KHz, MHz, GHz, La resistencia en: OH, KOH, MOH, ...,etc.)

#### **VAR**

En este bloque es usado para definir las variables para su uso en el bloque ckt, que se describe a continuación.

#### **CKT**

Es este bloque se describe la topología del circuito: Elementos, conexiones (nodos), valores de los datos, archivos de datos y la red que posteriormente se optimizará.

#### **FREQ**

Este bloque es requerido en cualquier simulación y es usado para especificar las frecuencias en las cuales la red será simulada.

#### **OUT**

Este bloque especifica las mediciones que se harán en la red las cuales han sido previamente definidas en el bloque ckt.

#### **OPT**

Este bloque es usado para especificar una meta o funcionamiento deseado de nuestro amplificador, logrando esto por medio de una modificación de las variables del circuito como son el ancho y largo de la microcinta.

**6.8.2 ELEMENTOS.-** En el bloque CKT, aparecen los elementos activos (transistores) y pasivos (Líneas de transmisión: Inductores, capacitores, resistencias,..etc.) que conforman el circuito diseñado, además de especificar el material dieléctrico a utilizar, por ejemplo:

**MSUB** Especificaciones del sustrato.

*MSUB ER=x1 H=x2 T=x3 RHO=x4 RGH=x5*

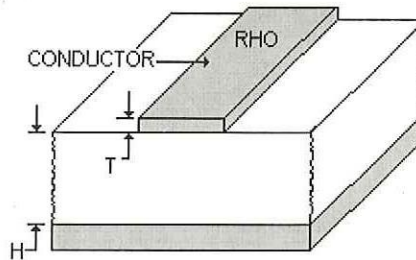
ER = Constante dieléctrica relativa del sustrato.

H = Alto del sustrato.

T = Espesor del metal conductor.

RHO = Resistividad del metal normalizada al oro.

RGH = Valor RMS de la rugosidad del metal en unidades de longitud.



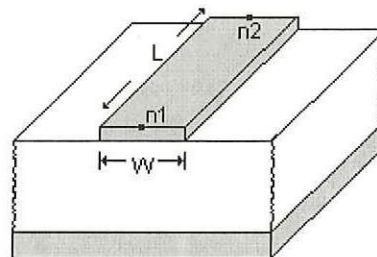
**MLIN** Línea de microcinta.

*MLIN n1 n2 W = x1 L = x2*

n1 n2 = Nodos correspondientes en donde se colocará la microcinta.

W = Ancho de la microcinta.

L = Longitud de la microcinta

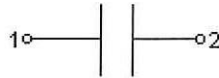


**CAP** Capacitor.

$$Cap\ n1\ n2\ C = x1$$

$n1\ n2$  = Nodos correspondientes en donde se colocará el capacitor.

$C$  = Capacitancia.



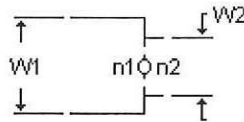
**MSTEP** Cambio abrupto de impedancia.

$$MSTEP\ n1\ n2\ W1 = x1\ W2 = x2$$

$n1\ n2$  = Nodos correspondientes en donde se colocará el cambio de impedancia.

$W1$  = Ancho de la línea en el nodo 1.

$W2$  = Ancho de la línea en el nodo 2.



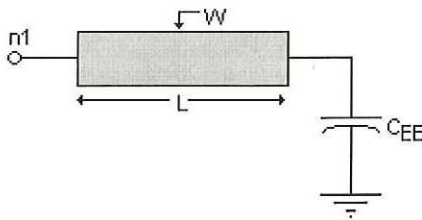
**MLEF** Línea de microcinta compensada por extremo abierto.

$$MLEF\ n1\ W = x1\ L = x2$$

$n1$  = Nodo en donde se conecta la línea de microcinta con el extremo abierto.

$W$  = Acho de la microcinta.

$L$  = Largo de la microcinta.

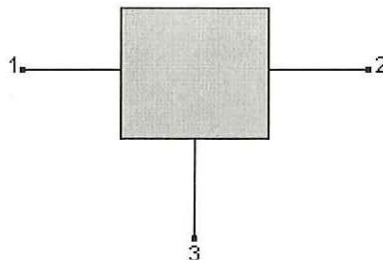


**S2P** Archivo de datos de la red de 2-puertos.

$$S2P\ n1\ n2\ n3\ Archivo-de-datos.$$

n1 n2 n3 = Nodos correspondientes en donde se colocará la red de dos puertos.

Archivo-de-datos = Archivo el cual contiene los parámetros S del MESFET.



### 6.8.3 SIMULACIÓN POR COMPUTADORA DEL ABR.

```

DIM                                ;Bloque de dimensiones.
FREQ GHZ                            !Frecuencia en GHz.
RES OH                               !Resistencia en Ohms.
IND NH                              !Inductancia en nano Henrios.
CAP PF                              !Capacitancia en pico Faradios.
LNG MM                              !Longitud en milímetros.
TIME PS                             !Tiempo en pico segundos.
COND /OH                            !Conductancia en Ohms.
ANG DEG                             !Angulo en grados.

VAR                                  ;Bloque de variables.
WW1 #0.3 2.044511 5                 ;Variable asignada al ancho de la línea.
WW2 #0.3 3.948190 5                 ;Variable asignada al ancho de la línea.
WW3 #0.3 0.368522 5                 ;Variable asignada al ancho de la línea.
WW4 #0.3 0.697391 5                 ;Variable asignada al ancho de la línea.
L1 #1 2.355222 5                    !Variable asignada a la longitud de línea.
L2 #1 3.573320 5                    !Variable asignada a la longitud de línea.
L3 #1 3.417334 5                    !Variable asignada a la longitud de línea.
L4 #1 3.225715 5                    ;Variable asignada a la longitud de línea.

CKT                                  !Bloque del circuito.
MSUB ER=9.9 H=0.625 T=.017 RHO=1 RGH=0 !Especificaciones del substrato -
                                        ;dieléctrico.
MLIN 1 2 W=0.62 L=2.35              !Línea de microcinta de 50 Ohms.
CAP 2 3 C=1                          !Capacitor de acoplamiento de 1 pF.
MLIN 3 4 W=0.62 L=2.35              !Línea de microcinta de 50 Ohms.
MSTEP 4 5 W1=0.62 W2^WW1           !Compensación a un cambio abrupto de impedancia
                                        ;con el ancho de la línea variable.
MLIN 5 6 W^WW1 L^L1                 !Línea de microcinta con el ancho y largo vari-
                                        ;able.
MLEF 6 W^WW2 L^L2                   ;Línea de microcinta compensada por extremo --

```

```

;abierto con el ancho y largo variables.
MLEF 6 W^WW2 L^L2 ;Línea de microcinta compensada por extremo --
;abierto con el ancho y largo variables.
S2P 6 7 0 /home/arturo/clase20/hirata/n32684aa.s2p ;Parametros S del ----
;MESFET NE32684a
MLEF 7 W^WW3 L^L3 ;Línea de microcinta compensada por extremo --
;abierto con el ancho y largo variables
MLEF 7 W^WW3 L^L3 ;Línea de microcinta compensada por extremo --
;abierto con el ancho y largo variables.
MLIN 7 8 W^WW4 L^L4 !Línea de microcinta con el ancho y largo vari-
;able.
MSTEP 8 9 W1^WW4 W2=0.62 ;Compensación a un cambio abrupto de impedancia
;con el ancho de la línea variable.
MLIN 9 10 W=0.62 L=2.35 ;Línea de microcinta de 50 Ohms.
CAP 10 11 C=1 !Capacitor de acoplamiento de 1pF.
MLIN 11 12 W=0.62 L=2.35 ;Línea de microcinta de 50 Ohms.
DEF2P 1 12 AMP !Definición de la red de dos puertos desde el -
;nodo 1 al 12.

FREQ ;Bloque de frecuencia.
SWEEP 11.7 12.2 .05 ;Frecuencias en las cuales será simulado el ---
;circuito.

OUT ;Bloque de salida.
AMP DB[S21] GR1 !Ganancia en dB.
AMP NF GR1 ;Figura de ruido de toda la red en dB.
AMP VSWR1 GR1 !Relación de onda estacionaria en la entrada.
AMP VSWR2 GR1 !Relación de onda estacionaria en la salida.
AMP K GR1 !Factor de estabilidad.

OPT ;Bloque de optimización.
RANGE 11.7 12.2 ;Rango de frecuencias en se desea optimizar.
AMP VSWR1 <1.4 500 ;Optimizar la relación de onda estacionaria en
;la entrada a menos de 1.4 con una prioridad --
;alta.
AMP VSWR2 <1.4 500 ;Optimizar la relación de onda estacionaria en
;la salida a menos de 1.4 con una prioridad --
;alta.
AMP NF <1.4 100 ;Optimizar figura de ruido a menos de 1.4 con
;con una prioridad baja.
AMP DB[S21] >10.5 200 ;Optimizar ganancia a mas de 10.5 dB con una --
;prioridad media.

```

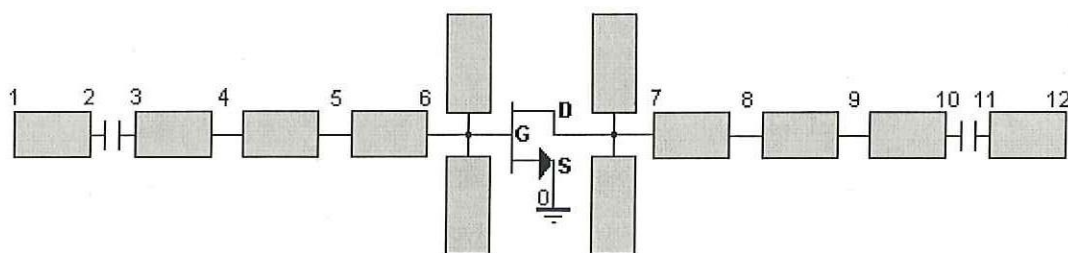


Figura 6.6 Circuito a bloques del programa de simulación LIBRA.

## CAPITULO 7

### DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO.

#### 7.1. INTRODUCCIÓN.

Este capítulo trata todo lo referente al diseño y simulación del amplificador de bajo ruido para la banda de frecuencias de 11.7 GHz a 12.2 GHz.

#### 7.2 METODOLOGÍA A SEGUIR.

El método a seguir es una combinación del método grafico y el método de optimización.

El diseño del amplificador sigue la metodología de la figura 7.1 la cual es una modificación a la metodología propuesta por Medina Monroy., 1985.

##### 7.2.1 PARÁMETROS DE DISEÑO.

Los parámetros de diseño son:

Frecuencia	11.7 GHz. a 12.2 GHz.
Ancho de banda (BW)	500 MHz.
Figura de ruido a 25 grados c.	1.5 dB.
Ganancia	>10 dB.
VSWR	<1.5:1
Impedancia de entrada y salida	50 $\Omega$

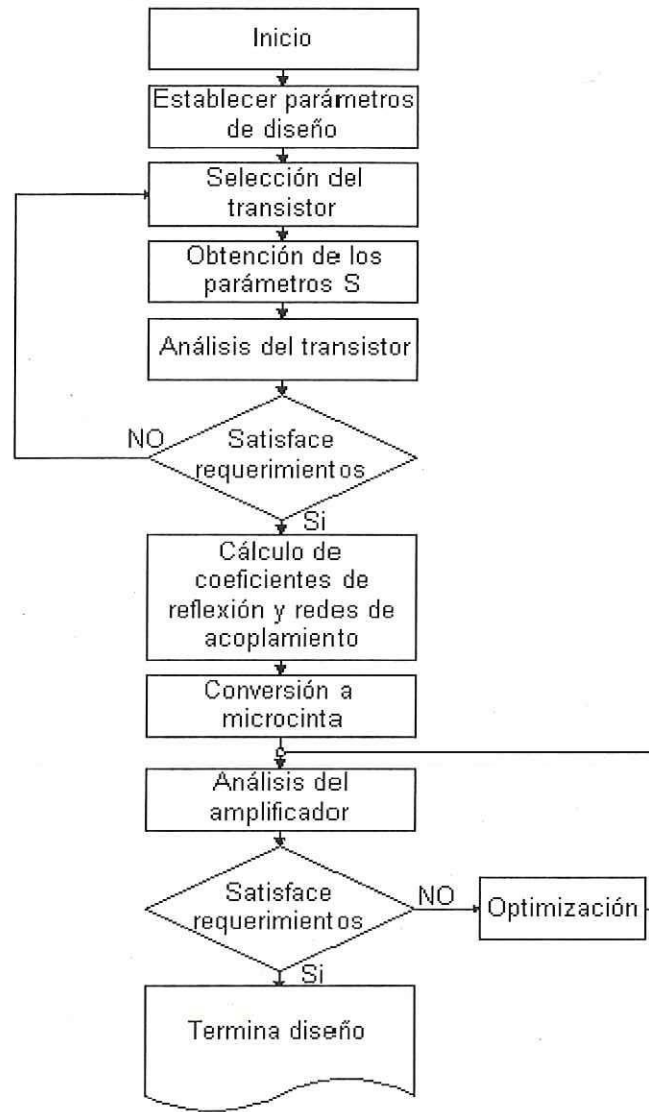


Figura 7.1 Metodología a seguir.

### 7.2.2 SELECCIÓN DEL TRANSISTOR.

La selección del dispositivo activo estará sujeta: Al ruido en la banda, la ganancia, las frecuencias de trabajo, etc. El dispositivo que mejor cumple con nuestras especificaciones de diseño es el NE32684 de la compañía NEC el cual tiene una longitud de compuerta de  $0.20\mu\text{m}$ , una figura de ruido de 0.5 dB y una ganancia asociada de 11.5 dB. Las hojas de especificaciones se anexan en el Apéndice III.

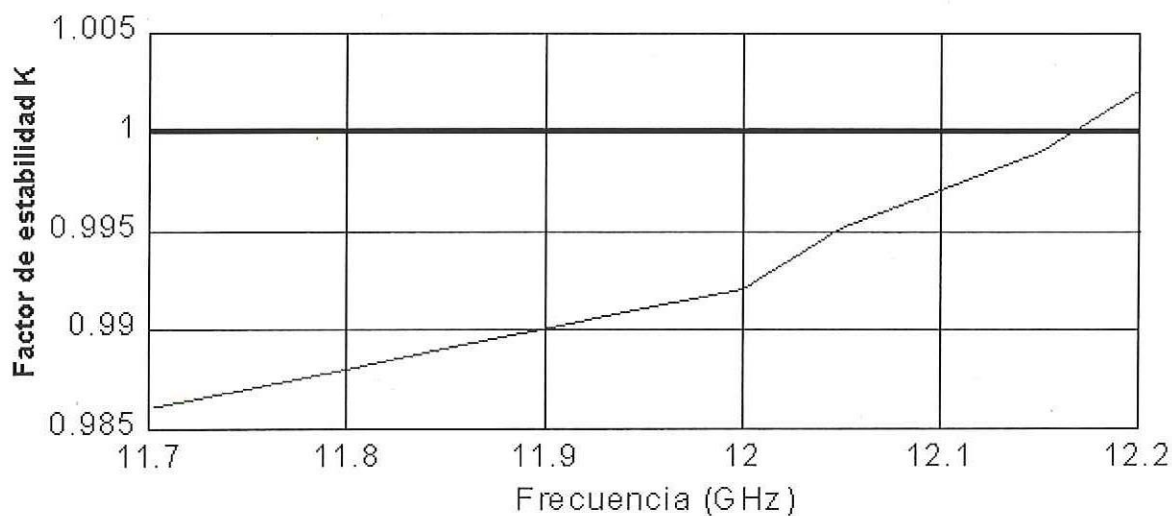
### 7.2.3 OBTENCIÓN DE LOS PARÁMETROS “S”.

Los parámetros S se pueden obtener directamente de mediciones en el laboratorio o utilizar las hojas datos que nos proporciona el fabricante. Para obtener los parámetros S experimentalmente se requiere un entrenamiento muy especializado, por lo que se optó por utilizar los parámetros S que proporciona el fabricante. Los parámetros S que proporciona el fabricante representan datos promedio por lo que se puede esperar cierta variación entre el diseño simulado y el construido. Esta variación se puede compensar por medio de una sintonización post-fabricación.

### 7.2.4 ANÁLISIS DEL TRANSISTOR.

El análisis comprende el factor de estabilidad, ganancia máxima disponible y la figura de ruido.

Analizando la estabilidad del transistor por medio del paquete de simulación LIBRA obtenemos los siguientes resultados:



Gráfica 7.1 Factor de estabilidad K vs Frecuencia.

La gráfica 7.1 muestra que el MESFET es inestable en las frecuencias de interés. Un método común para estabilizar el transistor es añadir una carga resistiva o utilizar la retroalimentación negativa. Aunque las técnicas mencionadas son una alternativa, estas pueden degradar a la ganancia y al ruido[9]. Otra opción es la de escoger los coeficientes de reflexión tanto de entrada como de salida en las zonas de operación estable (consideraciones de estabilidad sección 6.2).

Como se puede ver en la figura 7.2 los círculos están prácticamente fuera, por lo que tenemos gran parte de la Carta de Smith para escoger nuestro coeficiente de reflexión.

En cuanto a la ganancia y la figura de ruido el FET NE32684A tiene una ganancia y figura de ruido asociada de 11.5dB y 0.5dB respectivamente por lo que cumple ampliamente con los requisitos de diseño, el único inconveniente es su mala estabilidad por lo que se tendrá que tomar ciertos cuidados al respecto. En la gráfica 7.2 se muestra la ganancia y ruido vs frecuencia.

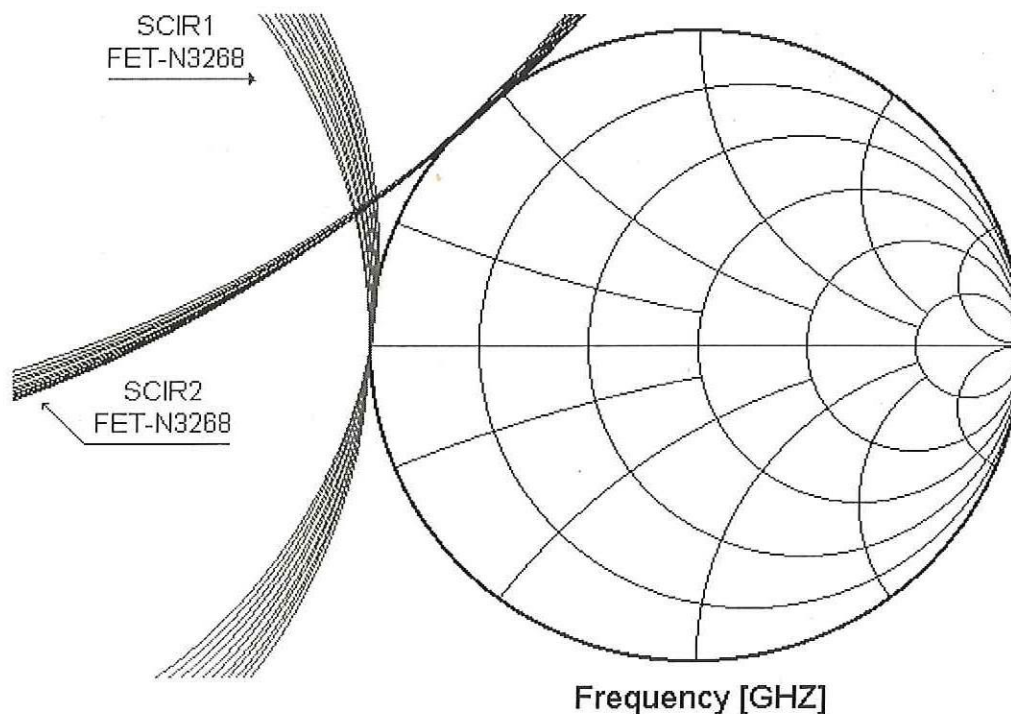
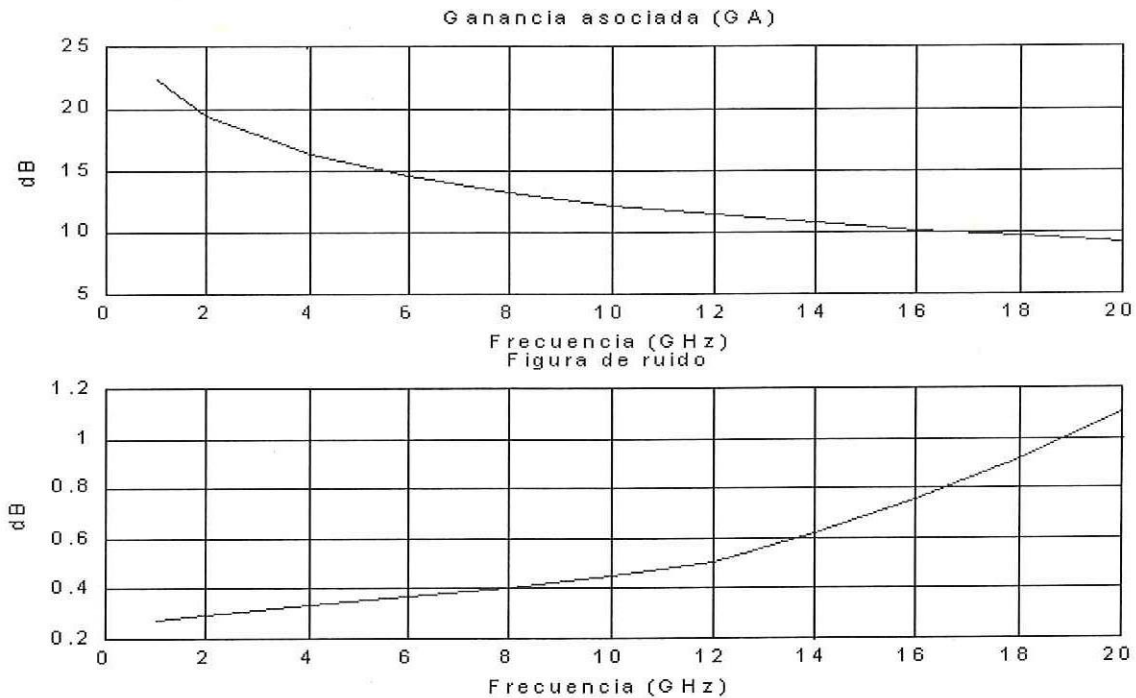


Figura 7.2 Círculos de estabilidad en ambos puertos para toda la banda de interés.



Gráfica 7.2 (Ganancia asociada y Figura de ruido) vs Frecuencia

$$V_{DS} = 2 \text{ V}, I_{DS} = 10 \text{ mA}.$$

Como se puede ver en la gráfica 7.2 conforme aumenta la frecuencia, la ganancia tiende a disminuir y el ruido tiende a incrementarse.

### 7.2.5 CÁLCULO DE COEFICIENTES DE REFLEXIÓN Y REDES DE ACOPLAMIENTO.

Una mínima figura de ruido de 0.5 dB se obtiene con:

$$\Gamma_s = \Gamma_o = 0.42 \angle 164$$

$$Z_{opt} = 20.7575 + 5.8355j$$

$$Y_{opt} = 0.0446 - 0.0126j$$

Para la generación de la red de acoplamiento en el puerto de entrada se utilizó una línea de transmisión abierta y una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda de largo.

La impedancia característica de la línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda de largo es:

$$Z_o = \sqrt{50 \left( \frac{1}{0.0446} \right)} = 33.4825 \quad \Omega$$

Una línea de transmisión abierta provee una admitancia de  $Y_{OC} = j Y_o \tan \beta$ . Así pues, una línea abierta de  $3\lambda/8$  de longitud o una línea en corto circuito de longitud  $\lambda/8$  tienen el efecto de parecer un inductor con una admitancia requerida de  $-jY_o$ . Por cuestiones de diseño se utilizó una línea abierta de  $3\lambda/8$  en donde su impedancia característica es  $Z_o = 1/Y_o = 1/0.0126 = 79.6730 \quad \Omega$ .

La razón por la que no se utilizó una línea en corto circuito fue que en altas frecuencias se acentúa mucho la inductancia generada por el corto y además su construcción es difícil de realizar.

La línea de transmisión abierta en cambio es fácil de fabricar pero como es una estructura abierta tiende a radiar energía.

Para una máxima ganancia en el puerto de salida tenemos que:

$$\Gamma_L = \left( S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_o}{1 - S_{11}\Gamma_o} \right)^* = 0.5135 \angle 130.94$$

$$Z_L = 19.0102 + 20.0293j$$

$$Y_L = 0.0249 - 0.0263j$$

Similarmente, para la red de salida tenemos que la impedancia característica de la línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda es:

$$Z_o = \sqrt{50 \left( \frac{1}{0.0249} \right)} = 44.784 \, \Omega$$

Usando una línea de transmisión abierta de  $3\lambda/8$  encontramos que su impedancia característica es  $Z_o = 1/Y_o = 1/0.0263 = 38.072 \, \Omega$ .

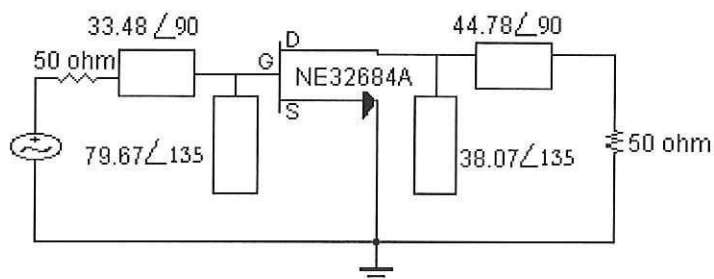


Figura 7.3 Circuito inicial del ABR.

### 7.2.6 CONVERSIÓN A MICROCINTA.

A continuación se muestran los parámetros necesarios que utiliza el programa LINECAL para efectuar la conversión a microcinta y así como también los resultados. La definición de cada termino se encuentra en el manual de referencia.[14]

Parámetros:

$\epsilon_r = 9.9$	H=0.64	T=0.02	RHO=1.00	RGH=0.0
TAND=2.0e <sup>-3</sup>	MCOVER	Hc=20		
FREQ=12.00	MWALL	W1=20	W2=20	
DIM GHz	LNG mm	ANG deg		

Resultados:

$Z_o$	$\theta$	W(mm)	L(mm)	Keff	A,dB
50	90	0.60	2.35	7.06	0.02
33.48	90	1.25	2.25	7.70	0.02
159.34	135	1.9e-03	3.84	5.94	0.34

76.14	135	0.20	3.68	6.49	0.05
44.78	90	0.75	2.32	7.23	0.02

Tabla 3. Medidas físicas de la microcinta.

### 7.2.7 ANÁLISIS DEL AMPLIFICADOR.

Típicamente el coeficiente de reflexión asociado a una mínima figura de ruido no es el mismo coeficiente de reflexión asociado a un bajo VSWR por lo que existe el problema de diseñar para bajo ruido o diseñar para un bajo VSWR pero no ambos al mismo tiempo.

Como se puede ver en la tabla 4 el VSWR1 (Acoplamiento en la entrada) esta muy lejos de lo deseado, por lo que se debe escoger otro coeficiente de reflexión que satisfaga los requerimiento de diseño.

El problema ahora surge en minimizar el VSWR sin afectar considerablemente la ganancia y la figura de ruido.

Frecuencia (GHz)	dB[S21]	NF	VSWR1	VSWR2
11.70	12.284	0.496	2.653	1.190
11.80	12.239	0.496	2.561	1.119
11.90	12.183	0.498	2.481	1.056
12.00	12.118	0.500	2.413	1.000
12.10	11.049	0.506	2.353	1.048
12.20	11.974	0.514	2.305	1.094

Tabla 4. Resultados preliminares del ABR.

Para mejorar el acoplamiento podemos utilizar dos técnicas:

1.- Utilizar la Carta de Smith: Esta técnica consiste en probar con diferentes coeficientes de reflexión hasta encontrar uno que satisfaga los requerimientos de diseño o utilizar la retroalimentación negativa. La retroalimentación negativa consiste en añadir cierto valor de

inductancia en el surtidor del FET lo cual nos permitirá obtener simultáneamente un bajo VSWR y una baja figura de ruido, con la ayuda de la Carta de Smith.[13]

2.- Optimizar el circuito.

### 7.2.8 OPTIMIZACIÓN.

De las dos técnicas mencionadas anteriormente solamente la técnica de optimización dio resultados favorables.

El circuito final se muestra en la figura 7.4 el cual esta amplificado 4.5 veces su tamaño original.

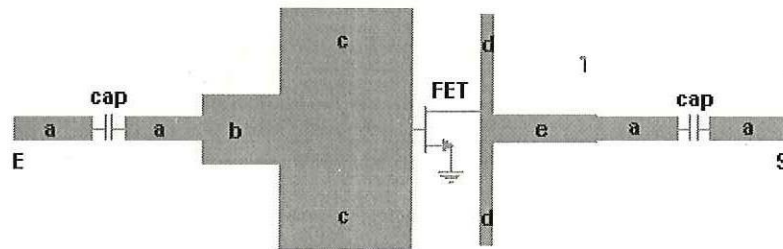


Figura 7.4 Amplificador de bajo ruido para la banda de frecuencias de (11.7 a 12.2) GHz.

Microcinta	Ancho (mm)	Largo (mm)
Línea a x 2	0.62	2.35
Línea b	2.04	2.35
Línea c x 2	3.94	3.57
Línea d x 2	0.36	3.41
Línea e	0.69	3.22

Tabla 5. Medidas físicas del ABR.

donde *cap* son capacitores de acoplamiento de 1 pF tanto en la entrada y la salida, *FET* es el transistor NE32684A.

Cabe señalar que la respuesta del amplificador se degradó conforme se añadían la compensaciones a cambios abruptos de impedancia y por extremos abiertos, por lo que fue

necesario optimizar varias veces hasta obtener el circuito que se ve en la figura 7.4 y donde sus dimensiones físicas se encuentran en la tabla 5.

Se debe procurar incluir todas las características del sustrato dieléctrico a utilizar, las compensaciones a cambios bruscos de impedancia y así como también las estructuras con extremos abiertos en orden de obtener una respuesta del circuito simulado lo más cerca posible al circuito real.

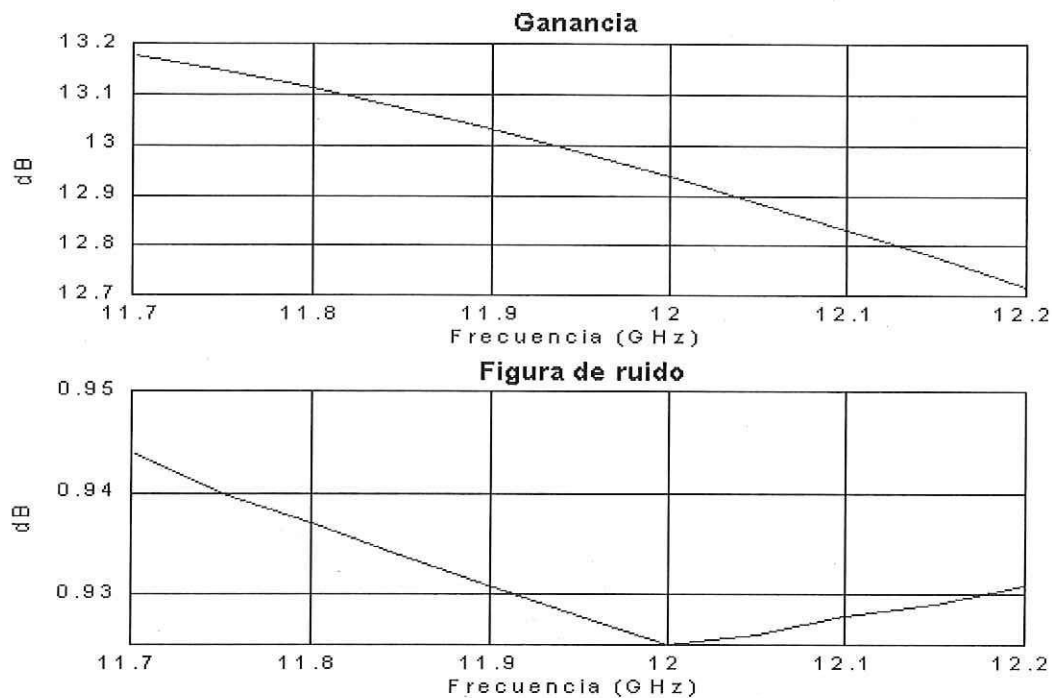
<b>Frec. GHz</b>	<b>DB[S21]</b>	<b>NF</b>	<b>VSWR1</b>	<b>VSWR2</b>
11.700	13.179	0.944	1.399	1.392
11.750	13.148	0.940	1.372	1.376
11.800	13.112	0.937	1.349	1.365
11.850	13.074	0.934	1.333	1.360
11.900	13.032	0.931	1.323	1.358
11.950	12.986	0.928	1.320	1.360
12.000	12.938	0.925	1.324	1.366
12.050	12.885	0.926	1.333	1.370
12.100	12.832	0.928	1.348	1.377
12.150	12.776	0.929	1.368	1.385
12.200	12.717	0.931	1.393	1.394

Tabla 6. Resultados finales por computadora del ABR.

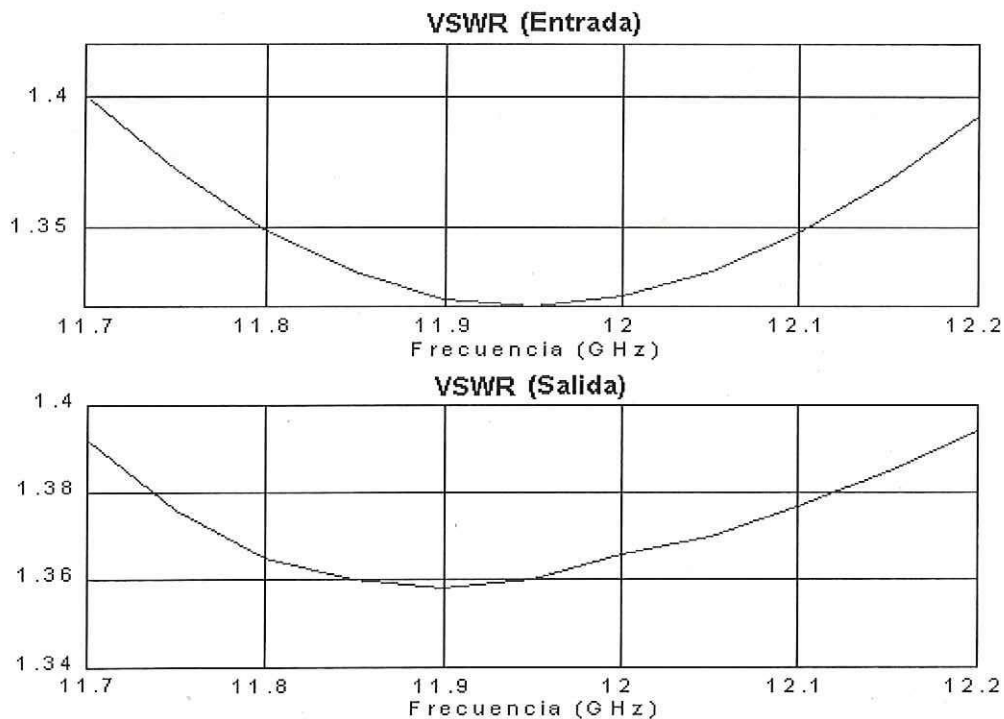
Los resultados finales se pueden ver en la tabla 6 o gráficas 7.3 y 7.4. Como se puede ver se cumplió ampliamente con las especificaciones de diseño establecidas en la tabla 1.

La ganancia está aproximadamente 3 dB arriba de lo establecido como mínimo, la figura de ruido está aproximadamente 0.6 dB por debajo de lo máximo establecido y el coeficiente de reflexión en ambos puertos está mejorado aproximadamente 7.7 dB al circuito original.

La simulación del amplificador por medio del paquete LIBRA se anexa al final del capítulo 6.



Gráfica 7.3 (Ganancia y Ruido) vs Frecuencia del ABR simulado por computadora.



Gráfica 7.4 Relación de Onda Estacionaria en ambos puertos vs Frecuencia del ABR simulado por computadora.

### **7.3 CONCLUSIONES.**

Se diseñó y simuló un amplificador de bajo ruido para la banda de frecuencias de (11.7 a 12.2) GHz utilizando herramientas CAD como LIBRA, MMICAD, LINECAL y MATLAB. El primer circuito que se obtuvo (Figura 7.3) cumplió ampliamente con todas las especificaciones de diseño excepto el acoplamiento en el puerto de entrada (VSWR), el cual estuvo muy lejos de lo aceptable (tabla 3). Para Mejorar el acoplamiento en el puerto de entrada se probaron dos métodos, el método gráfico utilizando la Carta de Smith y el método de optimización por computadora.

El método gráfico da una visión muy amplia de las capacidades y limitaciones que tiene el MESFET pero se torna muy tedioso en la búsqueda de aquel coeficiente de reflexión que mejore el acoplamiento. Dentro del método gráfico también se utilizó la técnica de retroalimentación negativa, pero también arrojó resultados poco alentadores al igual que la técnica de búsqueda de coeficientes de reflexión (Su implementación por medio de computadora se anexa en el Apéndice I).

El método de optimización fue el que mejor resultados arrojó el cual consistió en modificar los anchos y largos de la microcinta hasta obtener cierto funcionamiento deseado que en este caso, implicaba mejorar el VSWR en ambos puertos sin aumentar la figura de ruido y sin decrementar la ganancia considerablemente.

### **7.4 RECOMENDACIONES.**

En dado caso que se desee continuar con este trabajo, recomiendo en la construcción del ABR utilizar substratos con alta constante dieléctrica como la alumina y procurar generar un buen VIA-HOLE (Conexión a tierra) además de utilizar capacitores con las terminales en oro para disminuir pérdidas.

## APÉNDICE I.

\*\*\*\*\*

¡PROGRAMA EN LIBRA PARA GENERAR LA RETROALIMENTACIÓN NEGATIVA .

\*\*\*\*\*

¡ESTA TÉCNICA CONSISTE EN AÑADIR CIERTO VALOR DE INDUCTANCIA EN EL SURTIDOR  
¡DEL MESFET HASTA OBTENER UN BAJO VSWR EN AMBOS PUERTOS Y UNA BAJA FIGURA  
¡DE RUIDO. [13]

**DIM** ¡Bloque de dimensiones.  
**FREQ GHZ** !Frecuencia en GHz.  
**RES OH** !Resistencia en Ohms.  
**IND NH** !Inductancia en nano Henrios.  
**CAP PF** !Capacitancia en pico Faradios.  
**LNG MM** !Longitud en milímetros.  
**TIME PS** !Tiempo en pico segundos.  
**COND /OH** !Conductancia en Ohms.  
**ANG DEG** !Angulo en grados.

**VAR** !EL bloque var para su uso en el bloque ckt.  
**IND \.013** !Inductancia de 0.13 nH añadida al surtidor del  
 ¡fet (Este valor se modifica cuantas veces sea  
 ¡necesario hasta obtener el resultado deseado).

**CKT** ¡Bloque ckt.  
**S2P 1 2 3 /home/arturo/clase20/hirata/n32684aa.s2p** ;Parámetros S del  
 ;MESFET NE32684a.  
**IND 3 0 L^IND** !Inductor  
**DEF2P 1 2 AMP** ;Definición de la red de dos puertos desde el  
 ;nodo 1 al 2.  
**S2P 1 2 0 /home/arturo/clase20/hirata/n32684aa.s2p** ;Parámetros S del  
 ;MESFET NE32684a.  
**DEF2P 1 2 AMP2** ;Definición de la red de dos puertos desde el  
 ;nodo 1 al 2.

**FREQ** !Bloque de frecuencias.  
**SWEEP 11.7 12.2 .1** !Frecuencias en las cuales será simulado el  
 ;circuito.

**OUTVAR** !El bloque OUTVAR es usado para definir -----  
 ;variables a mediciones existentes. Este bloque  
 ;es usado en el bloque OUTEQN.  
**S11=AMP S11** !Parámetros S del MESFET NE32684a después de  
**S12=AMP S12** ¡añadir la inductancia en el surtidor.  
**S21=AMP S21**  
**S22=AMP S22**  
**GS=AMP DB[GMAX]** !Ganancia máxima.

**OUTEQN** !El bloque OUTEQN es usado para formar  
 ;ecuaciones a partir de mediciones existentes.

¡NOTA: Si K (factor de estabilidad) es menor que uno para el circuito que se analizara, el simulador LIBRA desplegará ceros para la magnitud y ángulo en GM1 y GM2 (Coeficiente de reflexión para un acoplamiento simultáneo). [14]

¡La visualización de dicho punto la podemos hacer también por medio de la ubicación del centro de un círculo para una ganancia máxima disponible. ¡La ubicación de dicho centro tendrá la misma magnitud y ángulo que el coeficiente de reflexión para un acoplamiento conjugado, por lo tanto;

GX=10^(GS/10)

GA=GX/(MAG(S21)^2)

DELTA=(S11\*S22)-(S12\*S21)

S22C=CNJ(S22)

C1=CNJ(S11-((DELTA)\*S22C))

CA=((GA\*C1))/(1+GA\*((MAG(S11)^2)-(MAG(DELTA)^2))) ;Ubicación del  
;centro

\*\*\*\*\*

OUT

¡Bloque de salida.

AMP K SCN

!Factor de estabilidad en el circuito con-----  
;retroalimentación negativa.

OUTEQN CA SCN

¡Ubicación en la Carta de Smith del coeficiente  
;de reflexión para un acoplamiento conjugado en  
;el puerto de entrada.

AMP2 GMN SCN

!Coeficiente de reflexión para una mínima  
;figura de ruido.

## Apéndice II.

**Relaciones útiles para la impedancia característica, considerando un espesor  $t=0$  de la tira conductora:**

Para  $W/h \leq 1$ :

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ff}}} \ln \left( 8 \frac{h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right)$$

donde

$$\epsilon_{ff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} + 0.04 \left( 1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$$

Para  $W/h \geq 1$ :

$$Z_o = \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{ff}}}{W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)}$$

donde

$$\epsilon_{ff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2}$$

donde

$h$  = Altura del sustrato.

$W$  = Ancho de la microcinta.

$\epsilon_r$  = Constante dieléctrica del sustrato.

$\epsilon_{ff}$  = Constante dieléctrica efectiva.

### ***Círculos de estabilidad para ambos puertos del MESFET.***

Círculo de estabilidad en el puerto de salida:

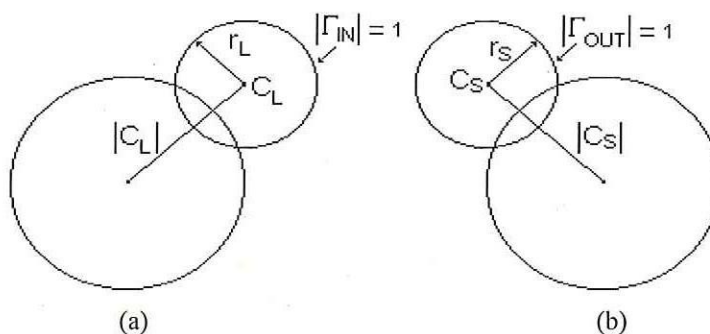
$$r_L = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{radio})$$

$$c_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{centro})$$

Círculo de estabilidad en el puerto de entrada:

$$r_s = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{radio})$$

$$c_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{centro})$$



Círculos de estabilidad en la Carta de Smith: (a) Plano  $\Gamma_L$ , (b) Plano  $\Gamma_S$ .

**Círculos de ganancia en potencia disponibles.**

$$g_a = \frac{G_A}{|S_{21}|^2}$$

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

$$R_a = \left[ \frac{1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_a + |S_{12}S_{21}|^2 g_a^2}{1 + g_a(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)} \right]^{1/2}$$

y

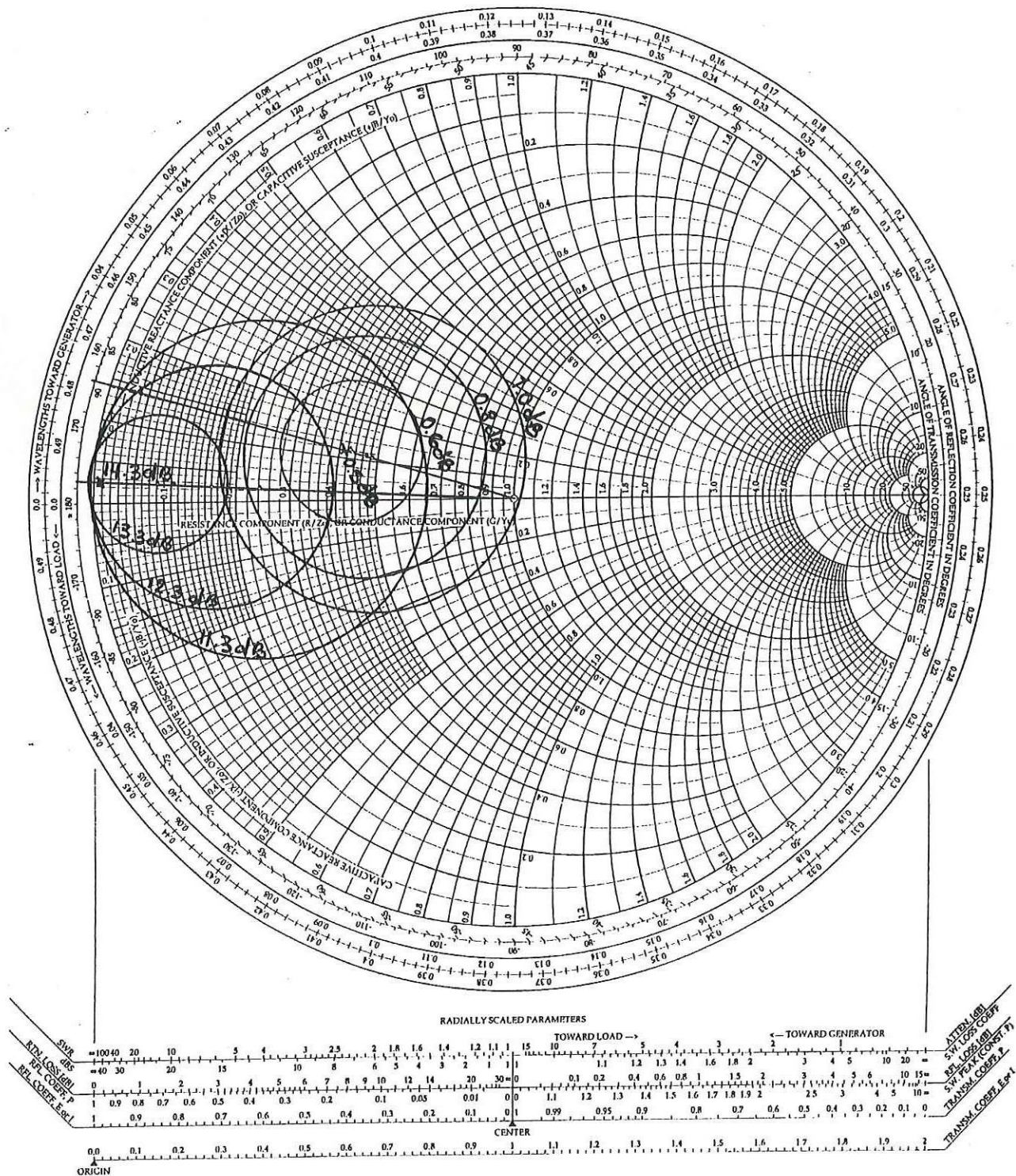
$$C_a = \frac{g_a C_1^*}{1 + g_a(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)}$$

Para un valor dado de  $G_A$  se obtiene el círculo de ganancia en potencia disponible.

Todos los valores de  $\Gamma_S$  en este círculo producen una ganancia  $G_A$  constante.

Cuando  $\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^*$  se obtiene una máxima ganancia para  $G_A$ .

# The Complete Smith Chart



CÍRCULOS DE GANANCIA Y RUIDO  
PARA EL HJFET 32684A

PSEUDOMORPHIC HJ FET

NE32684A

FEATURES

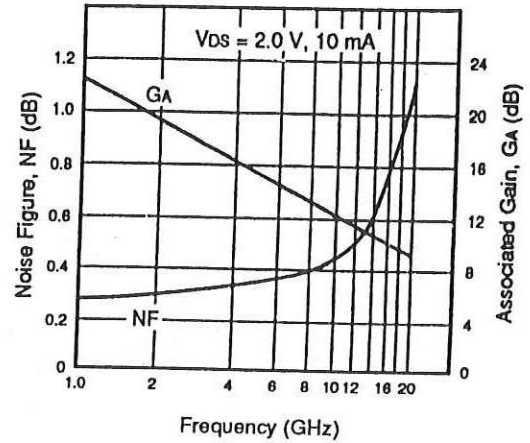
- **VERY LOW NOISE FIGURE:**  
0.5 dB typical at 12 GHz
- **HIGH ASSOCIATED GAIN:**  
11.5 dB Typical at 12 GHz
- **GATE LENGTH:** 0.20  $\mu\text{m}$
- **LOW COST METAL CERAMIC PACKAGE**
- **TAPE & REEL PACKAGING OPTION AVAILABLE**

DESCRIPTION

The NE32684A is a Hetero-Junction FET that uses the junction between Si-doped AlGaAs and undoped InGaAs to create very high mobility electrons. The device features mushroom shaped TiAl gates for decreased gate resistance and improved power handling capabilities. The mushroom gate also results in lower noise figure and high associated gain. This device is housed in an epoxy-sealed, metal/ceramic package and is intended for high volume consumer and industrial applications.

NEC's stringent quality assurance and test procedures assure the highest reliability and performance.

NOISE FIGURE & ASSOCIATED GAIN vs. FREQUENCY  
V<sub>DS</sub> = 2 V, I<sub>DS</sub> = 10 mA



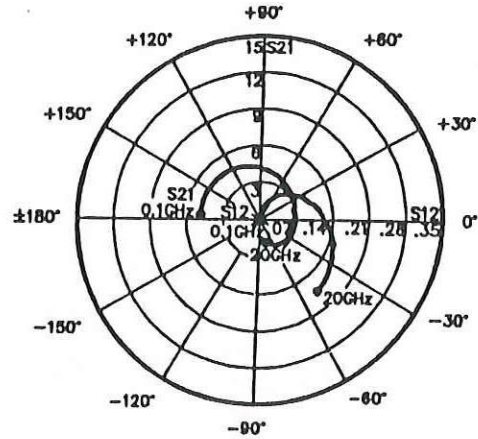
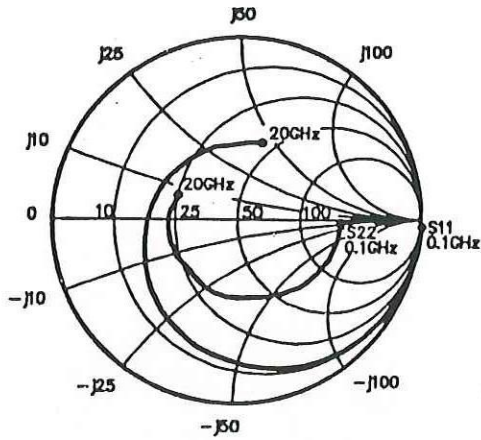
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C)

PART NUMBER PACKAGE OUTLINE			NE32684A 84A		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
NF <sup>1</sup>	Optimum Noise Figure, V <sub>DS</sub> = 2 V, I <sub>DS</sub> = 10 mA, f = 12 GHz	dB		0.5	0.6
GA <sup>1</sup>	Associated Gain, V <sub>DS</sub> = 2 V, I <sub>DS</sub> = 10 mA, f = 12 GHz	dB	10.0	11.5	
P <sub>1dB</sub>	Output Power at 1 dB Gain Compression Point, f = 12 GHz V <sub>DS</sub> = 2 V, I <sub>DS</sub> = 10 mA V <sub>DS</sub> = 2 V, I <sub>DS</sub> = 20 mA	dBm dBm		8.5 10.75	
G <sub>1dB</sub>	Gain at P <sub>1dB</sub> , f = 12 GHz, V <sub>DS</sub> = 2 V, I <sub>DS</sub> = 10 mA V <sub>DS</sub> = 2 V, I <sub>DS</sub> = 20 mA	dB dB		11.0 11.5	
I <sub>DSS</sub>	Saturated Drain Current, V <sub>DS</sub> = 2 V, V <sub>GS</sub> = 0 V	mA	15	40	70
V <sub>P</sub>	Pinch-off Voltage, V <sub>DS</sub> = 2 V, I <sub>DS</sub> = 100 $\mu\text{A}$	V	-2.0	-0.8	-0.2
g <sub>m</sub>	Transconductance, V <sub>DS</sub> = 2 V, I <sub>D</sub> = 10 mA	mS	45	60	
I <sub>GSO</sub>	Gate to Source Leakage Current, V <sub>GS</sub> = -3 V	$\mu\text{A}$		0.5	10.0

Note:

1. Typical values of noise figures are those obtained when 50% of the devices from a large number of lots were individually measured in a circuit with the input individually tuned to obtain the minimum value. Maximum values are criteria established on the production line as a "go-no-go" screening tuned for the "generic" type but not specimen.

TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS (T<sub>A</sub> = 25°C)

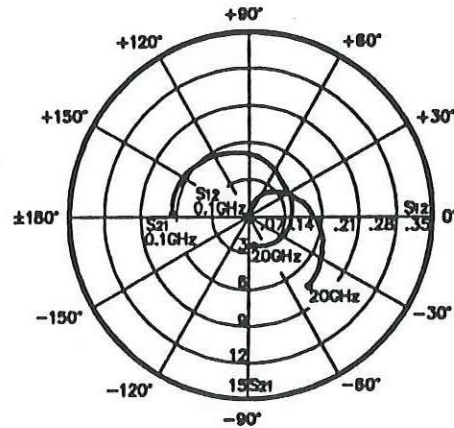
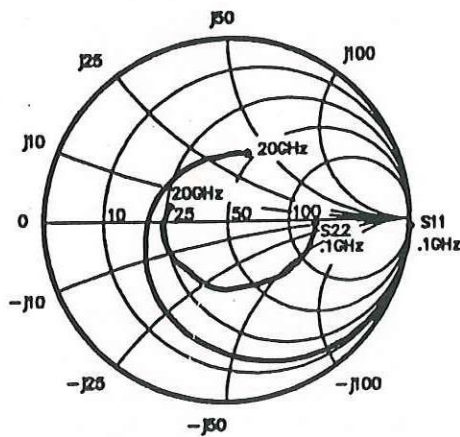


NE32684A

V<sub>DS</sub> = 2 V, I<sub>D</sub> = 10 mA

FREQ GHz	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>		k	S <sub>21</sub> (dB)	MAG (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG			
0.1	0.999	-2.0	4.879	178.4	0.002	88.8	0.555	-1.9	0.06	13.8	33.9
0.2	0.999	-3.6	4.872	176.7	0.003	88.1	0.554	-2.8	0.04	13.7	32.1
0.5	0.999	-9.0	4.859	171.5	0.008	85.9	0.556	-6.0	0.01	13.7	27.8
1.0	0.991	-17.6	4.796	162.2	0.015	77.7	0.552	-12.0	0.13	13.6	25.0
2.0	0.960	-33.9	4.750	146.0	0.029	70.4	0.541	-23.1	0.24	13.5	22.1
3.0	0.922	-49.4	4.618	130.4	0.042	60.0	0.520	-33.0	0.36	13.3	20.4
4.0	0.873	-64.5	4.370	115.8	0.054	52.4	0.505	-42.8	0.45	12.8	19.1
5.0	0.816	-79.0	4.179	101.5	0.062	45.2	0.478	-52.5	0.57	12.4	18.3
6.0	0.758	-92.9	3.962	87.9	0.070	38.9	0.454	-62.2	0.68	12.0	17.5
7.0	0.712	-106.0	3.720	74.7	0.077	32.5	0.437	-71.8	0.76	11.4	16.8
8.0	0.667	-117.2	3.527	63.3	0.084	27.9	0.425	-79.7	0.83	10.9	16.2
9.0	0.629	-128.8	3.348	51.3	0.090	22.7	0.421	-88.7	0.88	10.5	15.7
10.0	0.592	-140.1	3.218	39.9	0.095	18.5	0.418	-96.8	0.92	10.1	15.3
11.0	0.549	-152.4	3.104	28.3	0.103	13.5	0.410	-105.2	0.96	9.8	14.8
12.0	0.513	-165.5	2.994	17.1	0.110	8.1	0.396	-114.2	0.99	9.5	14.3
13.0	0.487	-179.2	2.901	5.8	0.115	3.4	0.382	-123.2	1.02	9.2	13.1
14.0	0.464	168.1	2.825	-4.5	0.121	-1.2	0.368	-132.4	1.03	9.0	12.5
15.0	0.443	154.0	2.763	-16.3	0.130	-7.7	0.369	-143.0	1.01	8.8	12.6
16.0	0.423	139.4	2.707	-27.6	0.138	-13.9	0.373	-154.5	0.99	8.6	12.9
17.0	0.415	123.9	2.638	-40.1	0.144	-22.2	0.374	-166.2	0.98	8.4	12.6
18.0	0.414	107.4	2.614	-52.5	0.152	-30.1	0.371	-176.5	0.95	8.3	12.3
19.0	0.413	89.2	2.581	-65.4	0.161	-38.6	0.360	171.9	0.93	8.2	12.0
20.0	0.432	74.1	2.528	-78.0	0.167	-49.2	0.341	158.7	0.91	8.1	11.8

TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS (TA = 25°C)



NE32684A

V<sub>D</sub> = 2 V, I<sub>D</sub> = 20 mA

FREQ GHz	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>		k	S <sub>21</sub> (dB)	MAG (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG			
0.1	0.999	-2.3	6.403	178.0	0.002	88.9	0.480	-2.0	0.06	16.1	35.0
0.2	0.999	-4.0	6.366	176.1	0.003	88.6	0.480	-2.9	0.04	16.1	33.3
0.5	0.998	-9.6	6.384	170.6	0.007	87.6	0.480	-5.9	0.03	16.1	29.6
1.0	0.986	-18.9	6.298	161.0	0.014	77.6	0.476	-11.5	0.17	16.0	26.5
2.0	0.948	-36.2	6.108	143.6	0.026	72.2	0.467	-22.0	0.30	15.7	23.7
3.0	0.894	-52.3	5.792	127.1	0.038	62.0	0.449	-31.2	0.46	15.3	21.8
4.0	0.833	-67.8	5.404	112.1	0.049	55.8	0.436	-40.4	0.56	14.6	20.4
5.0	0.766	-82.1	5.063	97.6	0.058	49.4	0.413	-49.2	0.68	14.1	19.4
6.0	0.703	-95.8	4.713	84.3	0.067	44.1	0.394	-58.3	0.77	13.5	18.5
7.0	0.653	-108.6	4.385	71.3	0.074	38.3	0.382	-67.4	0.85	12.8	17.7
8.0	0.607	-119.6	4.112	59.8	0.082	33.8	0.374	-74.9	0.90	12.3	17.0
9.0	0.569	-130.6	3.861	48.6	0.090	28.3	0.375	-83.3	0.93	11.7	16.3
10.0	0.529	-141.4	3.686	37.5	0.097	23.4	0.378	-90.8	0.96	11.3	15.8
11.0	0.487	-153.2	3.517	26.0	0.107	18.4	0.374	-99.4	0.98	10.9	15.2
12.0	0.554	-166.0	3.376	14.8	0.114	11.8	0.365	-108.0	1.00	10.7	14.4
13.0	0.428	-179.3	3.262	4.1	0.121	6.3	0.354	-116.8	1.01	10.3	13.6
14.0	0.407	167.8	3.165	-5.9	0.130	0.6	0.341	-125.5	1.01	10.0	13.3
15.0	0.387	154.5	3.081	-17.3	0.138	-5.4	0.345	-136.6	0.99	9.8	13.5
16.0	0.368	139.9	3.007	-27.9	0.146	-13.5	0.352	-148.4	0.97	9.6	13.1
17.0	0.359	124.4	2.934	-40.2	0.154	-21.6	0.353	-160.0	0.96	9.3	12.8
18.0	0.358	107.6	2.910	-52.3	0.160	-30.1	0.349	-170.6	0.94	9.3	12.6
19.0	0.361	89.4	2.865	-65.4	0.169	-39.1	0.337	177.9	0.92	9.1	12.3
20.0	0.379	73.7	2.812	-77.8	0.174	-49.0	0.319	165.2	0.91	9.0	12.1

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup>** (T<sub>A</sub> = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V <sub>DS</sub>	Drain to Source Voltage	V	4.0
V <sub>GS</sub>	Gate to Source Voltage	V	-3.0
I <sub>DSS</sub>	Drain Current	mA	I <sub>DSS</sub>
I <sub>G</sub>	Gate Current	mA	250
T <sub>CH</sub>	Channel Temperature	°C	150
T <sub>STG</sub>	Storage Temperature	°C	-65 to +150
P <sub>T</sub>	Total Power Dissipation		
	Free Air	mW	165
R <sub>TH</sub>	Thermal Resistance (Channel to Case) <sup>2</sup>	°C/W	758
	(Channel to Case) <sup>3</sup>	°C/W	350

Notes:

1. Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage.
2. Free Air
3. Mounted on infinite heatsink.

**TYPICAL NOISE PARAMETERS** (T<sub>A</sub> = 25°C)

FREQ. (GHz)	NF <sub>OPT</sub> (dB)	GA (dB)	Γ <sub>OPT</sub>		R <sub>n</sub> /50
			MAG	ANG	
1	0.28	22.4	.90	17	0.45
2	0.30	19.4	.85	32	0.37
4	0.33	16.3	.72	64	0.27
6	0.37	14.5	.62	91	0.21
8	0.40	13.3	.54	116	0.15
10	0.45	12.2	.48	138	0.10
12	0.50	11.5	.42	164	0.07
14	0.62	10.7	.38	-169	0.07
16	0.75	10.2	.34	-139	0.08
18	0.91	9.7	.34	-101	0.09
20 <sup>1</sup>	1.10	9.2	.38	-77	0.10

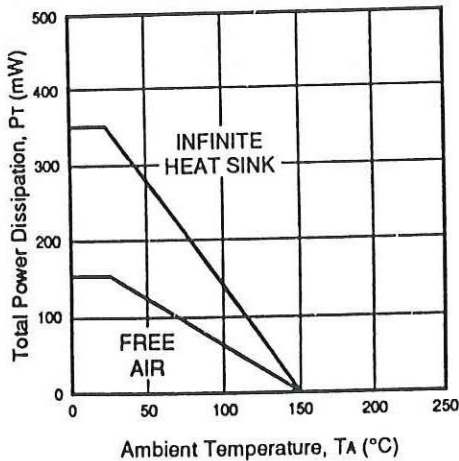
Note:

1. Data at 20 GHz is extrapolated, not measured.

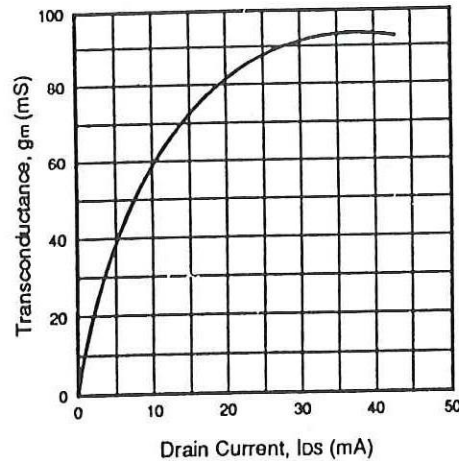


**TYPICAL PERFORMANCE CURVES** (T<sub>A</sub> = 25°C)

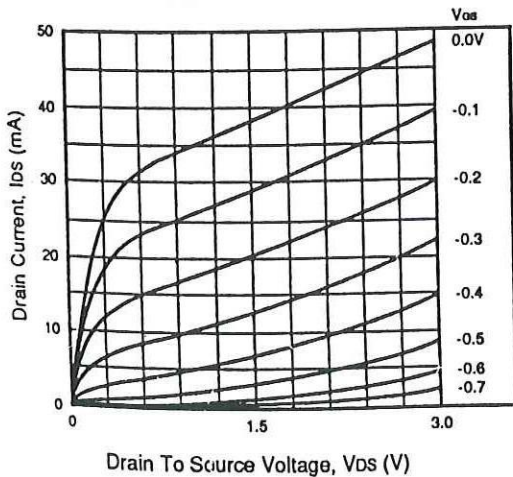
**TOTAL POWER DISSIPATION vs. AMBIENT TEMPERATURE**



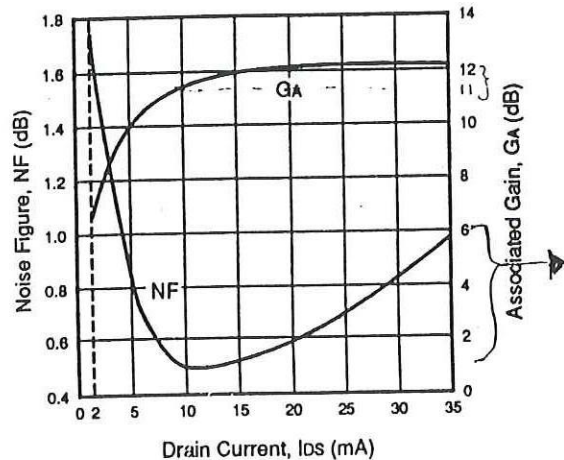
**TRANSCONDUCTANCE vs. DRAIN CURRENT**



**DRAIN CURRENT vs. DRAIN TO SOURCE VOLTAGE**

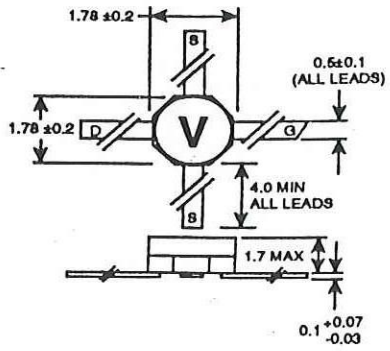


**NOISE FIGURE AND ASSOCIATED GAIN vs. DRAIN CURRENT**  
V<sub>DS</sub> = 2 V, f = 12 GHz



# OUTLINE DIMENSIONS (TA = 25°C)

## OUTLINE 84A (Units in mm)



**BIBLIOGRAFÍA.**

- [1] Fred E Gardiol, "Introduction to microwaves".
- [2] K.C. Gupta, "Microwaves".
- [3] Edwar A. Wolff, Roger Kaul, "Microwave engineering and systems applications".
- [4] Naoya Hoshi, Yoshio Nikawa, "Application of microwaves and millimeter waves for the characterization of teeth for dental diagnosis and treatment", (IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 46, no. 6, june 1998).
- [5] Victor F. Veley, "Modern microwave technology".
- [6] Raymond S. Pengelly. "Microwave Field-Effect Transistor-Theory, Design and Applications".
- [7] Soares Robert " GaAs MESFET circuit desidn" .
- [8] Arturo Velázquez, Arturo Serrano Santoyo, José Luis Medina Monroy. "Diseño, construcción y caracterización de pre-amplificadores de bajo ruido para microondas". CICESE 1981.
- [9] Guillermo González, "Microwave transistor amplifiers analysis and design".
- [10] Narciso Lucero Zúñiga, "Amplificadores de microondas", Tesis profesional. (H. Puebla de Z, 1999).
- [11] Wayne Tomasi, "Sistemas de comunicaciones electrónicas".
- [12] Hatsuaki Fukui, "Low noise microwave transistor and amplifiers".
- [13] Dale D. Henkes, "LNA Design uses series feedback to achieve simultaneous low input VSWR and low noise".  
<http://www.amwireless.com/archives/1998/Oct1998/oct1998-p26.pdf>
- [14] Anónimo, "EESOF quick reference guide version 3.5".
- [15] J. A. Reynoso Hernández, "Dispositivos de alta frecuencia", CICESE.