

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE BAJA CALIFORNIA
FACULTAD DE INGENIERIA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA



**“METODOLOGÍA PARA EL DISEÑO DE
AMPLIFICADORES DE MICROONDAS DE ANCHO
DE BANDA GRANDE”**

T E S I S

Que para cubrir parcialmente los requisitos para obtener el grado de
MAESTRO EN INGENIERÍA presenta:

MARIA DE LOS ANGELES CASTILLO SOLIS

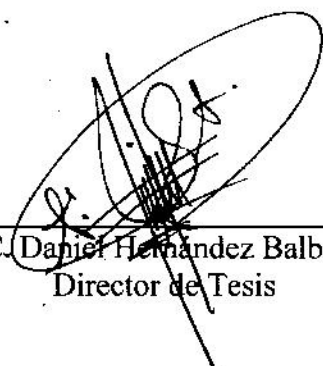
DIRECTOR DE TESIS:

M.C. DANIEL HERNANDEZ BALBUENA

RESUMEN de la Tesis de Maria de los Angeles Castillo Solis, presentado como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA, Mexicali, Baja California, México. Marzo de 2007.

METODOLOGÍA PARA EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS DE ANCHO DE BANDA GRANDE

Resumen aprobado por:



M.C. Daniel Hernández Balbuena
Director de Tesis

En este trabajo de tesis se presenta una metodología para el diseño de redes de acoplamiento para amplificadores de microondas de banda ancha. Las redes de acoplamiento se diseñan bajo el principio de resonancia en líneas de transmisión. La metodología se deriva del análisis matemático de las condiciones necesarias para la existencia de resonancia y con ella se logra el diseño de amplificadores de microondas con ancho de banda mayor al 20% de la frecuencia central de diseño.

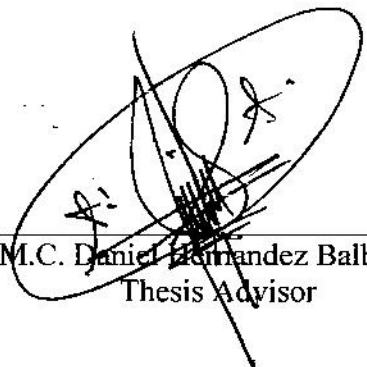
Palabras clave

Amplificador de microondas, metodología de diseño, redes de acoplamiento, banda ancha, líneas de transmisión, resonancia.

ABSTRACT of the thesis, presented by Maria de los Angeles Castillo Solis, in order to obtain the MASTER of ENGINEERING DEGREE in ELECTRONICS ENGINEERING. Mexicali, Baja California, Mexico. March, 2007.

**METODOLOGÍA PARA EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE
MICROONDAS DE ANCHO DE BANDA GRANDE**
Design Methodology for broadband microwave amplifiers.

Approved by:



M.C. Daniel Hernandez Balbuena
Thesis Advisor

In this thesis, a methodology for matching networks design of broadband microwave amplifiers is presented. The networks matching are designed under the principles of transmission line resonance. The methodology is the result of a mathematical analysis under the necessary conditions for resonance to get microwave amplifiers with wideband grater than 20% of the central frequency of design.

Keywords:

Microwave amplifier, methodology, network matching, wide band, transmission line, resonance

AGRADECIMIENTOS:

A Dios por estar siempre presente en mi vida, por todas sus bondades, por su apoyo incondicional, por permitirme el entendimiento de las cosas.

A la Universidad Autónoma de Baja California y al Sindicato de Trabajadores Superación Universitaria que me brindaron el apoyo necesario para poder estudiar la maestría.

Agradezco la colaboración y dedicación de mi maestro asesor de la tesis M.C. Daniel Hernández Balbuena que ha respondido a todas mis dudas con atención y paciencia ya que sin su ayuda no hubiese llegado a comprender el mundo de las microondas y no hubiese realizado este trabajo. Le agradezco también que me haya alentado para concluir mis estudios de postgrado.

Al MC. Juan Guillermo Anguiano Silva, a mi Madre, a mis hermanos y a todas mis amistades por alentarme a estudiar ésta maestría y culminar con éste trabajo.

A todos los maestros de la maestría que compartieron sus conocimientos y su tiempo conmigo, en especial al Dr. Angel Andrade y al maestro MC Guillermo Galaviz por su dedicación a todos los alumnos.

A todos mis maestros del Instituto Tecnológico de Mexicali que me dieron su ejemplo, su animo, su apoyo para superarme a mi misma.

A todos aquellos que de alguna u otra manera me ayudaron de diversas formas para que yo concluyera con mis estudios y la elaboración de mi tesis.

Y a todos aquellos que han tenido alguna influencia en mi vida y de quienes he aprendido y que me han inspirado a superarme.

DEDICATORIA

A mi madre, mi maestra de toda la vida, por que con su infinito amor, su paciencia, sus cuidados y su sabiduría ha sembrado en mi la semilla de la superación, me ha dado el animo y su apoyo incondicional para la conclusión de mis estudios y la realización de éste trabajo.

A Doña Luz Barrera, mi querida abuelita, por ser mi ejemplo de superación y lucha por la vida.

A la memoria de mi tía Marcelina Guzmán que en vida siempre me alentó para salir adelante y de quien aprendí que todo en la vida se puede solucionar si uno le pone empeño, dedicación, paciencia, alegría y mucha creatividad.

A mis hermanos Perla Guadalupe, Bonifacio, Anahim Nontzrrat y a mis amistades en especial a Maricela, Belem, José Luis, Alberto, Martín, Marcos, Aurora, Cuquita, Celina, Lupita Alvarez por estar siempre al pendiente de mi y por animarme a seguir adelante.

A mi novio que con su amor me motivo a concluir mis estudios y éste trabajo.

A todos mis alumnos de licenciatura que me inspiraron a estudiar esta maestría para ser mejor profesora para ellos.

A todos mis compañeros de estudio que he tenido a lo largo de toda mi vida por hacer las clases muy amenas y por compartir su alegría, su amistad, su tiempo y su interés por el estudio conmigo.

A todos mis compañeros maestros que me mostraron su apoyo y me alentaron en tiempos difíciles.

Al Maestro MC Daniel Hernández Balbuena y a la Maestra ME Patricia Rosas por todo lo que aprendí de ellos.

Índice de contenido

Planteamiento del problema	(I)
Justificación	(I)
Objetivo General	(II)
Objetivos específicos	(II)
Capítulo 1 Conceptos básicos	(1)
1.1 Introducción	(1)
1.2 Transistores de microondas	(2)
1.2.1 Microondas	(2)
1.3 Parámetros S	(3)
1.4 Amplificadores de microondas	(3)
1.4.1 Principales componentes de un amplificador	(4)
1.4.2 Descripción de los componentes de un amplificador	(6)
1.4.3 Métodos de diseño de amplificadores de microondas	(6)
1.4.4 Metodología general de diseño	(7)
1.5 Acoplamiento de impedancia	(8)
1.5.1 Red tipo L	(9)
1.5.2 Red tipo T	(9)
1.5.3 Red tipo π	(9)
1.6 Teoría de líneas de transmisión	(10)
1.6.1 Pérdidas por regreso	(10)
1.6.2 Coeficiente de reflexión	(11)
1.6.3 Acoplamiento de una línea	(11)
1.7 Resonancia	(12)
1.8 Estabilidad	(13)
Capítulo 2 Sustento teórico	(15)
2.1 Técnicas de acoplamiento para amplificadores de banda angosta	(15)
2.1.1 Diseño de un amplificador de banda angosta con el transistor NE687M13A	(18)
2.1.2 Diseño de un amplificador de banda angosta con el transistor NE02100A	(21)

2.2	Descripción de una técnica de acoplamiento en banda ancha de dispositivos de un puerto	(24)
2.3	Amplificadores de banda ancha: una revisión del estado del arte	(26)
Capítulo 3	Desarrollo de la metodología	(29)
3.1	Exploración del concepto de resonancia en líneas de transmisión	(29)
3.2	Ancho de banda	(32)
3.3	Análisis de las redes de acoplamiento	(33)
3.3.1	Ecuación de conversión entre coeficientes de reflexión con distinta impedancia de referencia	(35)
3.3.2	Traslado del coeficiente de reflexión al extremo de la línea	(37)
3.3.3	Cálculo de la impedancia característica y longitud eléctrica de la línea de transmisión	(37)
3.3.4	Efecto del stub en corto	(39)
3.4	Dependencia frecuencial de la longitud eléctrica	(41)
3.5	Cálculo para el ancho de banda del 20%	(43)
3.6	Metodología propuesta	(44)
3.7	Criterios de selección	(46)
Capítulo 4	Resultados de la aplicación de la metodología	(48)
4.1	Resultados	(48)
4.2	Descripción del proceso general de diseño de un amplificador de banda ancha	(51)
4.3	Ejemplos de amplificadores de microondas de banda ancha diseñados con la metodología propuesta	(53)
4.3.1	Diseño de un amplificador de microondas de banda grande utilizando el transistor NE687M13A	(54)
4.3.2	Diseño de un amplificador de microondas de banda grande utilizando el transistor NE02100A	(61)
4.3.3	Diseño de un amplificador de microondas de banda grande utilizando el transistor NE685M1A	(67)
Capítulo 5	Conclusiones	(73)
Apéndice A	Deducción de las ecuaciones 3.4 y 3.5	(74)
Apéndice B	Deducción de las ecuaciones 3.7 y 3.8	(76)
Bibliografía		(79)

Índice de tablas

Tabla

- 1.1 Significado de los parámetros S definidos por la forma como se miden (4)
- 1.2 Voltajes que definen a los parámetros S (4)
- 2.1 Elementos concentrados que forman las redes de acoplamiento para el amplificador de microondas de banda angosta con el transistor NE687M13A (18)
- 2.2 Comportamiento del puerto de entrada y salida del amplificador de microondas de banda angosta con el transistor NE687M13A considerando pérdidas por regreso de -15dB. (19)
- 2.3 Elementos concentrados que forman las redes de acoplamiento para el amplificador de microondas de banda angosta con el transistor NE02100A. (22)
- 2.4 Comportamiento de los puertos de entrada y salida del amplificador de microondas de banda angosta con el transistor NE02100A considerando pérdidas por regreso de -15dB (24)
- 2.5 Resumen de la información obtenida en [19] (28)
- 2.6 Resumen de la información obtenida en [21] (28)
- 2.7 Resumen de la información obtenida en [22] (28)
- 3.1 Pasos de la metodología propuesta (46)
- 4.1 Elementos que forman las redes de acoplamiento para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor NE687M13A (57)
- 4.2 Comportamiento de los puertos del amplificador de microondas de banda ancha con el transistor NE687M13A considerando pérdidas por regreso de -15dB (60)
- 4.3 Comportamiento de los parámetros S para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor NE687M13A considerando pérdidas por regreso de -10dB (60)
- 4.4 Porcentaje de ganancia en ancho de banda para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor NE687M13A considerando pérdidas por regreso de -15dB (60)
- 4.5 Elementos que forman las redes de acoplamiento para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor NE02100A (63)

- 4.6** Comportamiento de los parámetros S para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor NE02100A considerando pérdidas por regreso de -15dB (66)
- 4.7** Comportamiento de los parámetros S para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor NE02100A considerando pérdidas por regreso de -10dB (66)
- 4.8** Porcentaje de ganancia en ancho de banda para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor NE02100A considerando pérdidas por regreso de -15dB (66)
- 4.9** Elementos que forman las redes de acoplamiento para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor NE685M1A (69)
- 4.10** Comportamiento de los parámetros S, para el amplificador de microondas de banda ancha, con el transistor NE685M1A, considerando pérdidas por regreso de -15dB (72)
- 4.11** Comportamiento de los parámetros S, para el amplificador de microondas de banda ancha, con el transistor NE685M1A, considerando pérdidas por regreso de -10dB (72)
- 4.12** Porcentaje de ganancia en ancho de banda, para el amplificador de microondas de banda ancha, con el transistor NE685M1A, considerando pérdidas por regreso de -15dB y de -10dB (72)

Índice de figuras

Figura

- 1.1 Parámetros S (5)
- 1.2 Diagrama a bloques de los componentes de un amplificador de microondas (5)
- 1.3 Tipos de redes de acoplamiento (10)
- 1.4 Circuitos resonantes. (a) Serie. (b) En paralelo. (13)
- 1.5 Estabilidad en una red de dos puertos (14)
- 2.1 Algoritmo que determina las redes de acoplamiento para diseñar un amplificador de microondas de banda angosta (16)
- 2.2 Redes de entrada y de salida del amplificador con el transistor NE687M13A a 3GHz (18)
- 2.3 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} del amplificador de banda angosta con el transistor NE687M13A con frecuencia central de 3GHz.y un ancho de banda de 500MHz (20)
- 2.4 Parámetros S del amplificador de banda angosta con el transistor NE687M13A a 3GHz (20)
- 2.5 Redes de entrada y de salida del amplificador de microondas de banda angosta con el transistor NE02100A a 3GHz (22)
- 2.6 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} del amplificador de banda angosta con el transistor NE02100A con frecuencia central de 3GHz.y un ancho de banda de 163MHz (23)
- 2.7 Parámetros S del amplificador con el transistor NE02100A a 3GHz (24)
- 2.8 Diodo acoplado a partir de resonancia del circuito al que está conectado y que es presentado en [9] (25)
- 2.9 Respuesta en frecuencia de los parámetros de admitancia del diodo acoplado en impedancia presentado en [9] (26)
- 3.1 Gráfica de la respuesta en frecuencia del amplificador de microondas de banda ancha en la carta de Smith (31)
- 3.2 Estructura general de la red de acoplamiento (39)
- 3.3 Representación del ancho de banda, considerando la frecuencia central (44)
- 3.4 Diagrama de flujo de la metodología de diseño encontrada a partir del análisis de resonancia de las redes de acoplamiento (47)

- 4.1 Gráficas de estabilidad medidas a la entrada y a la salida del transistor NE687M13A (55)
- 4.2 Redes de entrada y de salida del amplificador de banda ancha con el transistor NE687M13A con frecuencia central de 3GHz y un ancho de banda de 639MHz (56)
- 4.3 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} para el transistor NE687M13A (58)
- 4.4 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} del amplificador de microondas de banda ancha con el transistor NE687M13A con frecuencia central de 3GHz y un ancho de banda de 639MHz (58)
- 4.5 Parámetros S del amplificador de microondas de banda ancha con el transistor NE687M13A con frecuencia central de 3GHz y un ancho de banda de 639MHz (59)
- 4.6 Gráficas de estabilidad medidas a la entrada y a la salida del transistor NE02100A (61)
- 4.7 Redes de entrada y de salida del amplificador de banda ancha con el transistor NE02100A con frecuencia central de 3GHz y un ancho de banda de 521MHz (62)
- 4.8 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} para el transistor NE02100A (64)
- 4.9 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} del amplificador de banda ancha con el transistor NE02100A con frecuencia central de 3GHz y un ancho de banda de 521MHz (64)
- 4.10 Parámetros S del amplificador de microondas de banda ancha con el transistor NE02100A con frecuencia central de 3GHz y un ancho de banda de 521MHz (65)
- 4.11 Gráfica de estabilidad para el transistor NE685M1A (67)
- 4.12 Redes de entrada y de salida del amplificador de banda ancha con el transistor NE685M1A con frecuencia central de 3GHz y un ancho de banda de 662MHz (68)
- 4.13 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} para el transistor (70)
- 4.14 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} del amplificador de banda ancha con el transistor NE685M1A con frecuencia central de 3GHz y un ancho de banda de 662MHz (70)
- 4.15 Parámetros S del amplificador de banda ancha con el transistor NE685M1A con frecuencia central de 3GHz y un ancho de banda de 662MHz (71)

Planteamiento del problema

Un amplificador de ancho de banda grande es aquel que trabaja a un ancho de banda 20% de la frecuencia central.

Una de las aplicaciones de los amplificadores es en la instrumentación de arreglos experimentales para la caracterización de otro tipo de componentes de microondas o la medición de algún parámetro específico.

Los amplificadores de microondas de banda ancha se venden actualmente en los países más desarrollados. Hay publicaciones especializadas acerca de ellos en donde explican como trabajan, con diagramas y gráficas, Sin embargo no proporcionan una metodología para diseñar uno y los que hay no trabajan desde el punto de vista de la resonancia.

Justificación

El empleo creciente de las microondas para la medición los parámetros de los sistemas ha llevado al desarrollo de tecnología que requiere de amplificadores de microondas con anchos de banda grandes para aumentar la capacidad de medición.

Actualmente existen diversas técnicas y metodologías de diseño de amplificadores de microondas de banda angosta publicadas en diversos medios especializados. Sin embargo las técnicas para el diseño de amplificadores de microondas de banda ancha no son tan accesibles y no trabajan con el concepto de resonancia.

El presente trabajo propone una metodología sistemática para el diseño de los amplificadores de banda grande, basada en todos los parámetros comunes del diseño de banda angosta y el concepto de resonancia.

Objetivo General

Desarrollar una metodología para el diseño y simulación de redes de acoplamiento de amplificadores de microondas que trabajen con un ancho de banda grande.

Objetivos Específicos

Desarrollar una metodología de diseño y simulación de las redes de acoplamiento, utilizando líneas de transmisión (Stubs), para un amplificador de microondas que sea capaz de responder en un ancho de banda grande mayor o igual al 20% de la frecuencia central a partir de las metodologías conocidas para amplificadores de banda angosta.

Capítulo 1

1.1 Introducción

En este trabajo de tesis se propone una metodología para el diseño de las redes de acoplamiento de un amplificador de microondas para que trabaje en una banda ancha de frecuencias. Las redes de acoplamiento propuestas se diseñaron utilizando elementos distribuidos, los cuales son elementos eléctricos realizados sobre una superficie generalmente mayor a la longitud de onda de interés en los que se aprovechan las propiedades capacitivas, inductivas y resistivas del material en el que construyen y son dependientes de la frecuencia. La forma más común de los circuitos distribuidos es la línea de transmisión [1][2].

Hablando en términos generales, la metodología que aquí se presenta empieza con la selección del coeficiente de reflexión, correspondiente a la frecuencia mínima y a la frecuencia máxima que corresponde al ancho de banda que se ha elegido para el diseño del amplificador, y termina con la simulación del amplificador de microondas de banda ancha diseñado.

En este Capítulo, se presentan los conceptos básicos y la teoría necesaria para el diseño de amplificadores de microondas.

En el Capítulo 2 se presenta un análisis de las técnicas de diseño de amplificadores de banda angosta y la descripción de una técnica de acoplamiento de banda ancha para dispositivos de un puerto, la cual proporciona el sustento teórico para el desarrollo de la

metodología propuesta en este trabajo. Además, se presenta un análisis de los diseños de amplificadores de banda ancha mostrados en la literatura especializada.

En el Capítulo 3 se hace una exploración del concepto de resonancia en las líneas de transmisión, siendo este concepto fundamental para la solución del problema planteado en ésta tesis. Se presenta el análisis matemático que sustenta la metodología propuesta, los criterios para la selección de los transistores utilizados y las redes de acoplamiento diseñadas, así como también la descripción de la metodología de diseño del amplificador.

En el Capítulo 4 se presentan los resultados de la simulación de los amplificadores acoplados con la metodología propuesta y un análisis de su respuesta en frecuencia.

En el Capítulo 5 se presentan las conclusiones del presente trabajo.

1.2 Transistores de microondas

Los transistores de microondas son dispositivos de dos puertos que permiten amplificar las señales a frecuencia del orden de las microondas, son altamente sensibles a las variaciones en el ambiente [3].

1.2.1 Microondas

Las microondas se refieren a la radiación electromagnética de frecuencias de algunos miles de megahertz a algunos miles de gigahertz [4]. Es decir, las microondas son la porción del espectro electromagnético que cubre las frecuencias entre aproximadamente $3GHz$ y $300GHz$, que corresponde a la longitud de onda en vacío entre $10cm$ y $1mm$. Son ondas de radio de alta frecuencia y por consiguiente de longitud de onda muy corta, de ahí su nombre.

1.3 Parámetros S

Una red de microondas de n puertos tiene n ramas en las cuales puede entrar o salir potencia. En general la potencia puede llegar de cualquier rama (como entrada) a cualquier otra (como salida). Por esto hay n ondas incidentes y n ondas reflejadas. Se puede observar que la potencia puede ser reflejada por un puerto, así que la potencia de entrada, puede dividirse entre todos los puertos de la red para formar ondas reflejadas [5]. Asociada con cada puerto está la noción del plano de referencia en la que la amplitud de la onda y la fase se definen. Usualmente el plano de referencia asociado con cierto puerto está en el mismo lugar respecto a las ondas entrantes y salientes [5].

Los parámetros de dispersión (S), como los parámetros de impedancia se usan para definir una red de dos puertos en alta frecuencia. La impedancia o parámetros Z usan señales de voltaje y corriente en ambos puertos, el de entrada y el de salida.

Los parámetros S , usan la señal reflejada y las señales de voltaje del dispositivo tanto a la entrada como a la salida de la red de dos puertos [4]. Por la forma como se miden los parámetros S pueden definirse, como en la Tabla 1.1.

Los términos bajo los cuales están definidos los parámetros S tienen el significado mostrado en la Tabla 1.2 y gráficamente los podemos apreciar en la Figura 1.1, donde se muestra un transistor de microondas como una red de dos puertos y en cada puerto hay un voltaje reflejado [4].

1.4 Amplificadores de microondas

Los amplificadores de microondas son componentes usados comúnmente en la mayoría de los sistemas de comunicación e instrumentación de alta frecuencia [6].

1.4.1 Principales componentes de un amplificador

Los componentes de un amplificador de microondas se muestran en la Figura 1.2 los cuales se pueden clasificar en cuatro grupos principales.

- a) Dispositivos activos (MESFET, HEMT, etc.).
- b) Redes de acoplamiento (elementos concentrados o distribuidos).
- c) Circuitería de alimentación y regulación de corriente directa.
- d) Dispositivos pasivos (filtros, bloqueadores de corriente directa y RF, etc.).

Tabla 1.1 Significado de los parámetros S definidos por la forma como se miden.

Parámetro	Interpretación	Que significa...
$S_{11} = \frac{V_{1r}}{V_{1i}}$	Coefficiente de reflexión a la entrada	Proporción del voltaje reflejado a la entrada conocido como Γ
$S_{21} = \frac{V_{1t}}{V_{1i}}$	Coefficiente de transmisión incidente hacia delante	Ganancia de voltaje o pérdidas dependiendo de si V_{1t} es más grande o más pequeño que V_{1i}
$S_{22} = \frac{V_{2r}}{V_{2i}}$	Coefficiente de reflexión de salida	Proporción del voltaje reflejado a la salida.
$S_{12} = \frac{V_{2t}}{V_{2i}}$	Coefficiente de transmisión reverso.	Ganancia o pérdida en la dirección inversa.**

Tabla 1.2 Voltajes que definen a los parámetros S .

Magnitud Medida	Significado de la magnitud medida
V_{1i}	Señal incidente de voltaje que se incorpora a la entrada (1-1')
V_{1r}	Señal reflejada de voltaje a la entrada (1-1')
V_{1t}	Señal transmitida de voltaje a la salida (2-2') debido a V_{1i}
V_{2i}	Señal incidente de voltaje que se incorpora a la salida (2-2')
V_{2r}	Señal reflejada de voltaje a la salida (2-2')
V_{2t}	Señal transmitida de voltaje a la entrada (1-1') debido a V_{2i}

** Para un amplificador este término es llamado aislamiento.

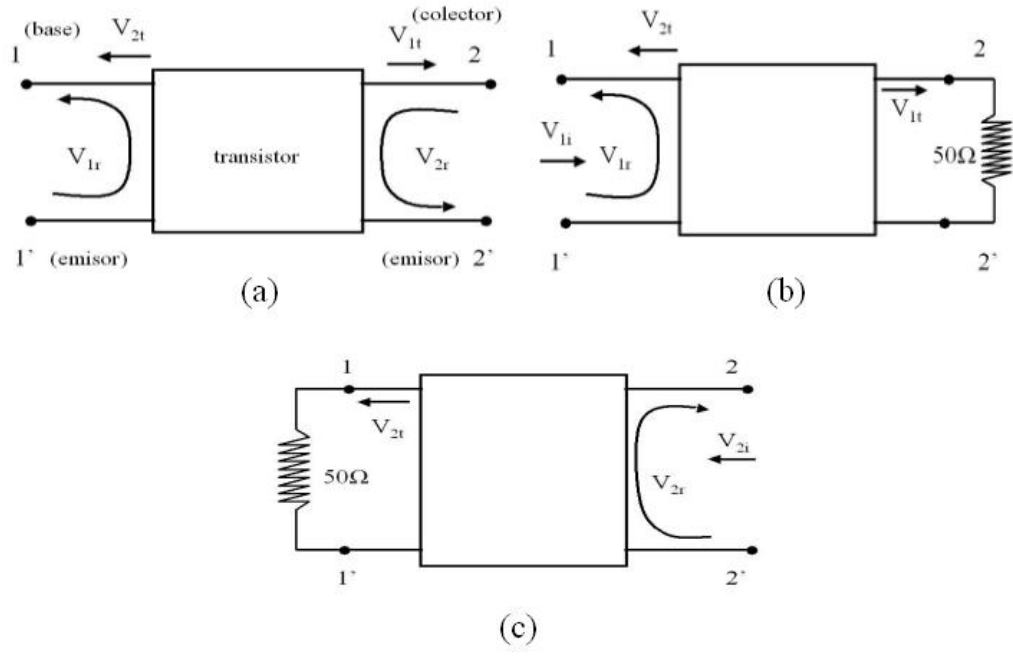


Figura 1.1 a) Definición de los parámetros S por la forma en que se miden; b) medición de los parámetros S_{11} y S_{21} ; c) medición de los parámetros S_{22} y S_{12}

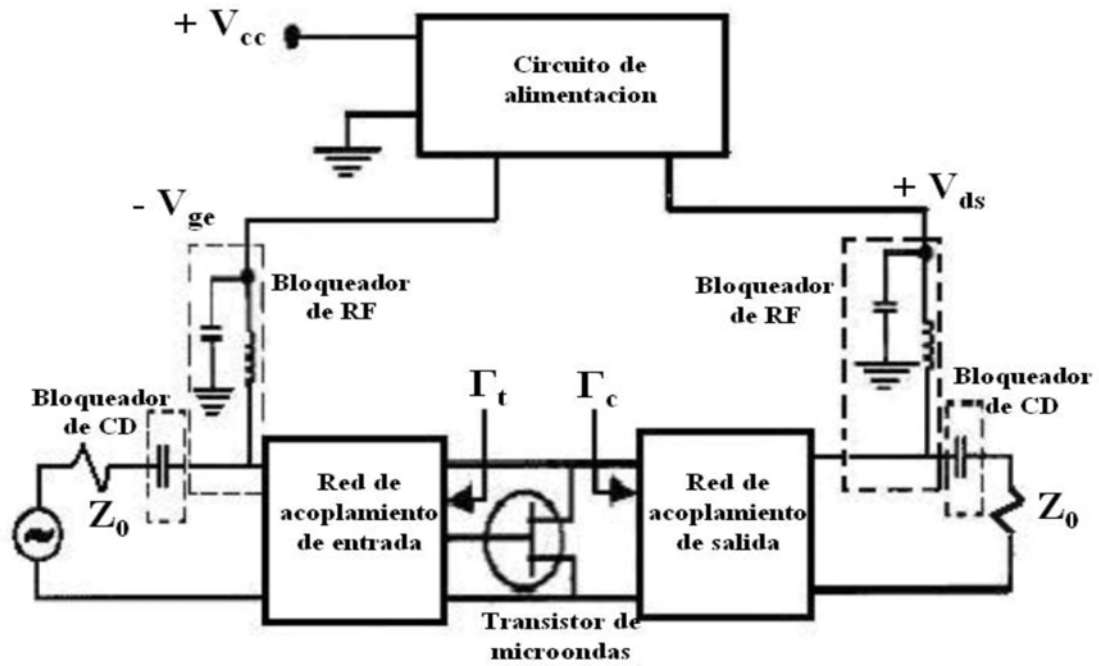


Figura 1.2 Diagrama a bloques de los componentes de un amplificador de microondas.

1.4.2 Descripción de los componentes de un amplificador

Un amplificador de microondas básicamente se compone de redes de acoplamiento, circuitería de corriente directa, y dispositivos pasivos, los cuales se describen brevemente a continuación:

Redes de acoplamiento: Se utilizan para acoplar o adaptar las impedancias de entrada y salida de los dispositivos con las impedancias de fuente y carga

- a) Las redes de acoplamiento de un amplificador determinan el ancho de banda.
- b) Minimizan la figura de ruido en toda la banda.
- c) Controlan la ganancia en el ancho de banda.
- d) Determinan los acoplamientos de entrada y salida.

Circuitería de corriente directa: Se emplea para proporcionar los voltajes y corrientes de alimentación requeridos por los dispositivos activos.

Dispositivos pasivos: Realizan diversas funciones dependiendo de su configuración (filtros para eliminar señales no deseadas, bloqueadores para permitir el paso de RF y no de corriente directa, etc.)

1.4.3 Métodos de diseño de amplificadores de microondas

Dentro de los métodos de diseño se destacan tres formas básicas: método gráfico, método por síntesis de redes y método de optimización. En este trabajo se utilizó el método por síntesis de redes para el diseño de las redes de acoplamiento, aunque se utiliza el método gráfico para la selección del transistor óptimo y el método de optimización ya que

se utilizan programas elaborados en Matlab para calcular los valores de los elementos de las redes de acoplamiento.

1.4.4 Metodología general de diseño:

La metodología general de diseño de amplificadores de microondas considera los siguientes pasos [7]:

- a) Establecer los objetivos de diseño
- b) Analizar y seleccionar los dispositivos activos
- c) Caracterizar los dispositivos activos.
- d) Seleccionar los coeficientes de reflexión de entrada y salida para que el dispositivo cumpla los objetivos de diseño.
- e) Diseñar las redes de acoplamiento que permitan presentar al dispositivo activo los coeficientes de reflexión seleccionados.
- f) Simular el comportamiento del amplificador
- g) Optimizar la respuesta del amplificador.

Para establecer los objetivos de diseño (especificaciones) se debe considerar, el intervalo de frecuencias de operación (ancho de banda), la ganancia, el factor de ruido, la razón de onda estacionaria de voltaje (ROE) de entrada y salida, la linealidad del dispositivo (P_1 , dB), el voltaje y la corriente de alimentación a consumir, la variación en la ganancia, el retardo de grupo, pendiente de la ganancia, entre otros.

Para la selección de los transistores se debe elegir el dispositivo activo de acuerdo al tipo de amplificador que se va a diseñar y la aplicación que va a tener, considerando los siguientes aspectos:

- a) Estructura: MESFET, HEMT, P-HEMT, entre otras.
- b) Aplicación: bajo ruido, ganancia, potencia
- c) Configuración: empaquetado, chip
- d) Intervalo de frecuencias
- e) Intervalo de temperatura
- f) Disponibilidad: comercial, experimental.
- g) Modelos de circuito equivalente disponibles.

Una vez elegido el transistor se debe hacer una inspección para conocer cual es el transistor de entre todos los posibles transistores que presenta las características de funcionamiento requeridas para un diseño específico de amplificador.

Para llevar a cabo el diseño del amplificador, se requieren los parámetros de dispersión y de ruido de los dispositivos que se van a utilizar. Estos parámetros se pueden medir en dispositivos empaquetados, en forma de chip o en oblea. La caracterización de cada dispositivo se debe efectuar en o cerca del punto de operación de CD que sea el óptimo para un comportamiento dado.

1.5 Acoplamiento de impedancia

En un sistema de microondas ideal, todos los componentes tienen impedancias iguales a la impedancia característica de las líneas de transmisión [6]. Esto asegura que no haya ondas reflejadas en los puntos de unión entre las líneas de transmisión y los componentes, tal sistema se dice que está acoplado en impedancia.

Una red transformadora de impedancia es la unión de elementos inductivos (L) y capacitivos (C) que colocados en una forma específica y con los valores adecuados permiten obtener a la entrada un valor de impedancia deseado [8].

Tres tipos de redes transformadoras de impedancias son: *Red L*, *Red π* , *Red T*, las cuales se pueden apreciar en la Figura 1.3. De estos tres tipos de redes se utiliza la red tipo L para el desarrollo de la metodología del presente trabajo [9].

1.5.1 Red tipo L

Existen dos tipos de redes tipo L , la primera es usada cuando $R_{ref} > R_L$, es decir se quiere obtener una resistencia mayor a la que se tiene como carga, la segunda red se utiliza cuando $R_{ref} < R_L$ para obtener una resistencia menor a la que se tiene como carga [3][8], Figuras 1.3b y 1.3d.

1.5.2 Red tipo T

Las estructura de las redes T se muestra en la Figura 1.3c, cuya conexión parece una letra T de ahí se deriva su nombre [3][8].

1.5.3 Red tipo π

Las estructura de las redes π se muestra en la Figura 1.3a, cuya conexión parece una letra π de ahí se deriva su nombre [3][8].

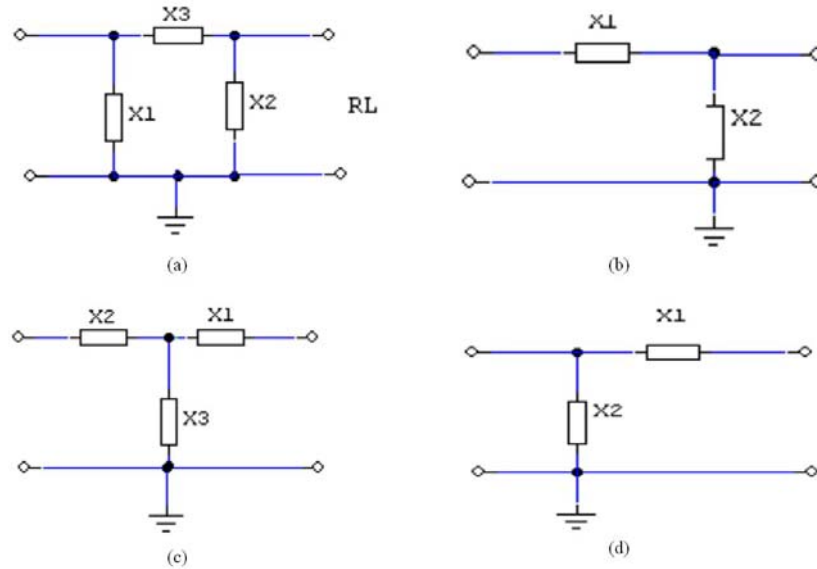


Figura 1.3 a) Estructura de la red π ; b) red L bajo la condición de que $R_{ref} < R_L$; c) estructura de la red T ; d) red L bajo la condición de que $R_{ref} > R_L$

1.6 Teoría de líneas de transmisión

En su forma más simple una línea de transmisión es un par de conductores, o cualquier sistema de dos conductores adyacentes separados por medio de un dieléctrico, uno de los conductores es positivo y el otro tierra [5].

1.6.1 Pérdidas por regreso

Cuando un haz de microondas entra en un sistema que no está perfectamente acoplado ocurre reflexión. Un fenómeno parecido a la reflexión se observa cuando de refleja la luz en un cristal. Parte de la potencia de entrada se absorbe o se transmite al sistema y el resto se refleja [4]. Cuando la onda reflejada se junta con la onda incidente ocurre una interferencia, lo que resulta en una onda estacionaria. La potencia que se refleja en la carga de una línea desacoplada hacia el generador, se le da el nombre de pérdidas por regreso. El factor $|\Gamma_L|^2$ en la ecuación 1.1, es la fracción de la potencia incidente que no es

entregada a la carga, es decir que se refleja. Las pérdidas por regreso se calculan mediante la ecuación 1.1.

$$R_L = 10\log|\Gamma_L|^2 = 20\log|\Gamma_L| \quad (1.1)$$

1.6.2 Coeficiente de reflexión

El término coeficiente de reflexión puede aplicarse para describir la proporción entre la onda de voltaje reflejada y la onda de voltaje incidente, a lo largo de la línea de transmisión [3][4]. Esto se define con la ecuación 1.2:

$$\Gamma_{IN}(x) = \frac{B_1 e^{-j\beta x}}{A_1 e^{j\beta x}} = \frac{B_1}{A_1} e^{-2j\beta x} \quad (1.2)$$

donde la onda incidente es $A_1 e^{j\beta x}$ y la onda reflejada es $A_2 e^{-j\beta x}$. Es decir, en un dispositivo de un solo puerto de entrada conectado a una línea de transmisión existe una onda que llega al dispositivo a través de la línea de transmisión y como el efecto de rebote de una pelota arrojada contra una pared, existe una línea que se refleja y va en dirección a la línea de transmisión por la que llegó la primera onda. La relación entre la onda que llega y la onda que se refleja es el coeficiente de reflexión.

1.6.3 Acoplamiento de una línea

En una línea de transmisión infinitamente larga no ocurre reflexión. La reflexión dentro de una línea de transmisión significa que se tiene una ineficiente transferencia de potencia (e información) de la fuente al receptor final. La reflexión también causa distorsión en la información [4][10].

En una línea sin pérdidas de longitud finita no hay auto absorción y toda la potencia es transferida hacia la terminal de la línea. Esto solo puede suceder si la impedancia de la carga terminal es igual a la impedancia característica de la línea. Para el generador no existe diferencia entre una línea de longitud infinita y una línea finita terminada con carga acoplada. En ninguno de los dos casos ocurre reflexión [4][10].

En electrónica de baja frecuencia encontramos que la máxima potencia se transfiere a la carga cuando la resistencia de salida del generador es exactamente igual a la resistencia de la carga. Si hay impedancias complejas, entonces las partes resistivas deberán ser idénticas y las partes reactivas también deberán ser idénticas pero con signos opuestos. Ésta condición también es válida para microondas.

1.7 Resonancia

Se dice que un circuito es resonante cuando responde o entrega a la salida con amplitud máxima, para una cierta fuerza o señal de entrada aplicada [4].

Existen dos tipos de circuitos resonantes, en serie y en paralelo, Figura 1.4, ambos tienen una frecuencia resonante f_0 dada por la ecuación 1.3 [4][11].

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.3)$$

Un tramo coaxial cortocircuitado en ambos extremos bajo ciertos parámetros de trabajo puede funcionar como un circuito resonante y a muy altas frecuencias toma el lugar de lo que sería un conjunto de inductancias y capacitancias a frecuencias más bajas en circuitos “resonantes” o “sintonizados” [4], donde la resonancia en es circuito se logra cuando se anula la influencia del comportamiento inductivo y capacitivo de la red

(comportamiento reactivo) que se esté considerando; matemáticamente hablando la parte imaginaria de las ecuaciones que representen al circuito se hace igual a cero. [11]

1.8 Estabilidad

La estabilidad de un transistor o de un circuito amplificador, es la medida de la posibilidad de que presente una oscilación cuando el circuito entra en operación. La mayoría de los transistores son potencialmente inestables para algunas frecuencias. La inestabilidad se puede analizar a través de los coeficientes de reflexión de entrada y de salida de la red de dos puertos, si su magnitud es más grande que la unidad, lo que significa que el circuito reflejará más señal que la que incide en él.

El factor de estabilidad K , junto con otras condiciones [12] se puede utilizar para determinar si un transistor de microondas es o no incondicionalmente estable. El factor K representa la posibilidad de que el coeficiente de reflexión sea más grande que la unidad de la misma forma que los factores $MU1(\mu_1)$ y $MU2(\mu_2)$.

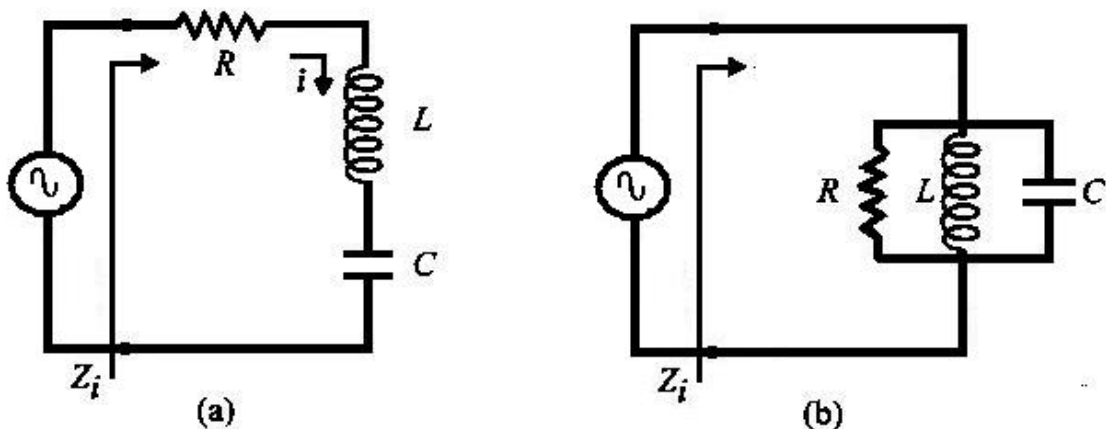


Figura 1.4 Circuitos resonantes. (a) Serie. (b) En paralelo.

Específicamente en el proceso de selección de los coeficientes de reflexión de entrada y salida de un amplificador, se utilizan los círculos de estabilidad para identificar los valores aceptables de estos para un transistor dado y para determinar también si el transistor es incondicionalmente estable.

La estabilidad en un amplificador es una consideración muy importante en el diseño y se puede determinar a partir de los parámetros de dispersión, las redes de acoplamiento y la carga. En una red de dos puertos puede presentar oscilación cuando los puertos de entrada y/o salida presentan una resistencia negativa. Éste efecto sucede cuando los coeficientes de reflexión de entrada o salida de la red son mayores que la unidad.

La red de dos puertos que se muestra en la Figura 1.5 es incondicionalmente estable cuando a una frecuencia dada, las partes reales de la impedancia de entrada y de salida son más grandes que cero para todas las impedancias de carga y de fuente pasivas. Si la red de dos puertos no es incondicionalmente estable entonces es potencialmente estable, es decir algunos dispositivos conectados como fuente o como carga tipo pasivo pueden producir impedancias de entrada y salida que tengan una parte real negativa.

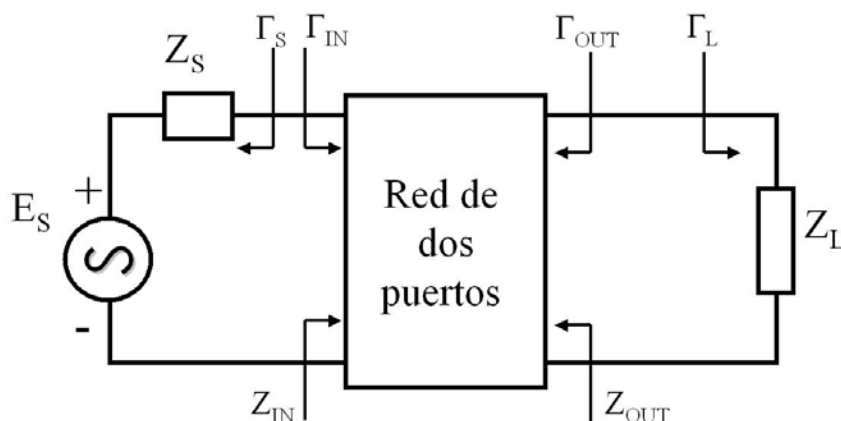


Figura 1.5 Estabilidad en una red de dos puertos.

Capítulo 2

En éste capítulo se establecen las bases teoricas para el desarrollo de la metodología de diseño de un amplificador de banda grande a partir de la literatura especializada en el tema.

2.1 Técnicas de acoplamiento para amplificadores de banda angosta

En esta sección se presenta un análisis de los resultados mostrados en las publicaciones especializadas, acerca de amplificadores de microondas de banda angosta.

Les Blesser [13], presenta una metodología para el diseño de un amplificador de banda angosta basada en los parámetros S y su relación con la ganancia deseada; Con la ayuda de un programa computacional sobre la carta Smith, presenta un amplificador diseñado con elementos concentrados el cual tiene valores de pérdida por regreso por debajo de $-15dB$ en un rango de frecuencias muy pequeño para ambos puertos con un valor aproximado de ancho de banda de $50MHz$.

En otra publicación Les Besser y Rex Frobenius [14], presentan el diseño de un amplificador con elementos concentrados que logra valores para S_{11} y S_{22} por debajo de los $-15dB$ y una alta ganancia para un rango de frecuencias con un valor aproximado de ancho de banda de $100MHz$. En [15], presentan una metodología para diseñar amplificadores a partir de los círculos de ganancia. Como ejemplo, presentan el diseño de un amplificador con una ganancia lineal muy grande en un ancho de banda de $50MHz$, en la gráfica que presentan, los valores para S_{11} y S_{22} no corresponden al valor de perdidas por regreso.

Estos artículos y la literatura especializada sirvieron de base para seleccionar una técnica gráfica para calcular las redes de acoplamiento de un amplificador de banda angosta [3][10]. Las redes diseñadas con este método fueron tipo L [10]. Para llegar a esta técnica se analizó el comportamiento de los elementos reactivos (inductor y capacitor) para acoplamiento de impedancias, y como resultado de éste estudio se determinó un algoritmo, Figura 2.1, con el cual se encontró el tipo de componentes (inductor o capacitor), así como los valores de los componentes de la red para la frecuencia deseada.

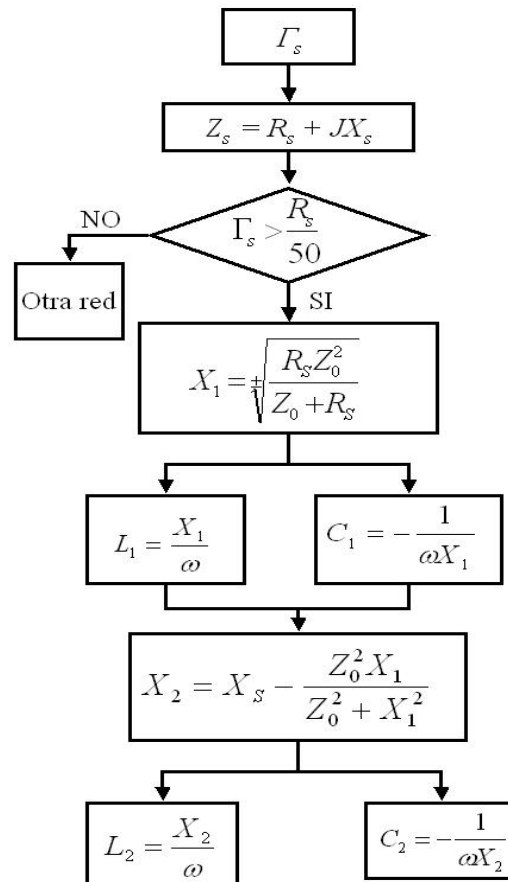


Figura 2.1 Algoritmo que determina las redes de acoplamiento para diseñar un amplificador de microondas de banda angosta.

A partir de la información proporcionada por el fabricante, el algoritmo arriba mencionado implementado en una hoja de cálculo y el simulador comercial AWR, se calcularon los valores del coeficiente de reflexión de entrada y salida del transistor para obtener un valor de ganancia dado a la frecuencia de diseño deseada. Con ésta información se calcularon las redes de acoplamiento y se comprobó el funcionamiento del amplificador de microondas de banda angosta, por medio de las gráficas de los parámetros de dispersión.

Éste método de diseño de amplificadores de microondas de banda angosta basado en el algoritmo propuesto y que permite calcular ambas redes a la vez, ha sido probado para una gran cantidad de transistores (85 transistores), durante el desarrollo de ésta tesis. En éste capítulo se presentan algunos resultados de diseños de amplificadores de banda angosta realizados, intencionalmente con transistores que tienen una adecuada estabilidad para banda ancha (y por consiguiente en banda angosta). Ésto con el fin de establecer una referencia que permite realizar una comparación con los resultados obtenidos en banda ancha.

Todos los transistores analizados que cumplieron con la condición de estabilidad en cierto rango de frecuencias tanto para su puerto de entrada como para su puerto de salida, pudieron ser acoplados en banda angosta, sin embargo solo algunos de ellos pudieron ser acoplados en banda ancha, tales transistores fueron el NE687M13A y el NE02100A, el diseño de estos amplificadores se hizo para una frecuencia central de $3GHz$, ya que para esta frecuencia central existen frecuencias por arriba de ella y por abajo que le dan al transistor un ancho de banda suficiente para ser acoplado en banda ancha.

2.1.1 Diseño de un amplificador de banda angosta con el transistor NE687M13A

Como primer ejemplo del diseño de un amplificador de microondas de banda angosta se presenta el diseñado con el transistor *NE687M13A* para la frecuencia de *3GHz*. La Figura 2.2, muestra un diagrama de los elementos que forman el amplificador de microondas de banda angosta, diseñado con el algoritmo mostrado en la Figura 2.1. Los valores de los elementos de las redes de acoplamiento de entrada y de salida se presentan en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1 Elementos concentrados que forman las redes de acoplamiento para el amplificador de microondas de banda angosta con el transistor *NE687M13A*.

<i>Red de acoplamiento</i>	<i>Elemento</i>	<i>Valor nominal</i>
<i>Red de entrada</i>	<i>Inductor en paralelo L1</i>	<i>1.475Nh</i>
	<i>Capacitor en serie C1</i>	<i>2.658 pF</i>
<i>Red de salida</i>	<i>Capacitor en serie C2</i>	<i>19.07 pF</i>
	<i>Inductor en paralelo L2</i>	<i>2.356 nH</i>

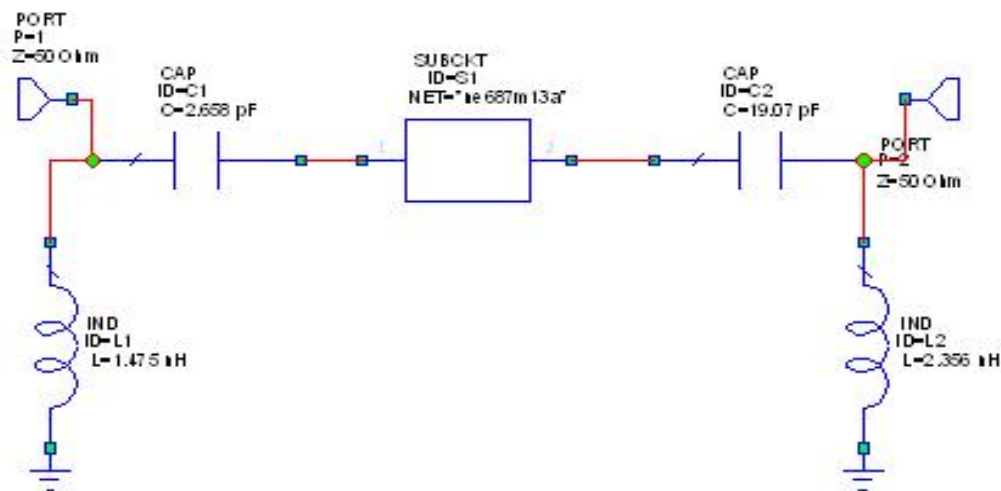


Figura 2.2 Redes de entrada y de salida del amplificador con el transistor *NE687M13A* a *3GHz*.

En la Figura 2.3 se muestra sobre la carta de Smith el comportamiento del coeficiente de reflexión de entrada $GMI(\Gamma_1)$ y el de salida $GM2(\Gamma_2)$ del amplificador de banda angosta después de realizar el acoplamiento conjugado y en la Figura 2.4 se muestra el comportamiento en frecuencia de sus parámetros de dispersión. En la primera se puede observar, que a frecuencias cercanas a $3GHz$ estos coeficientes se encuentran cercanos al centro de la carta de Smith lo que implica baja reflexión, es decir, buen acoplamiento a 50Ω . Éste mismo hecho se manifiesta en la Figura 2.4 mediante un valor muy bajo de pérdidas por regreso, alrededor de $-98dB$.

Además, en la Figura 2.4, se observa el comportamiento de los parámetros S del amplificador de microondas de banda angosta con el transistor $NE687M13A$, el cual tiene un ancho de banda de $500MHz$.

La información obtenida a partir de las lecturas tomadas en la Figura 2.4 se concentra en la Tabla 2.2, ésta información muestra que los parámetros S_{11} y S_{22} son menores a $-15dB$ a partir de $f_{min} = 2.737GHz$ (frecuencia inferior, 8.77% por abajo de la frecuencia central) y mayores a $-15dB$ a partir de $f_{max} = 3.237GHz$, (frecuencia superior, 7.90% arriba de frecuencia central), lo que resulta en un ancho de banda del 16.7% de la frecuencia central.

Tabla 2.2 Comportamiento del puerto de entrada y salida del amplificador de microondas de banda angosta con el transistor $NE687M13A$ considerando pérdidas por regreso de $-15dB$.

<i>Puerto</i>	f_{min}	f_{max}	R_L	<i>BW</i>
<i>Entrada</i>	$2.737GHz$	—	$-15.06dB$	$500MHz$
	—	$3.237GHz$	$-15.08dB$	
<i>Salida</i>	$2.737GHz$	—	$-15.06dB$	$500MHz$
	—	$3.237GHz$	$-15.08dB$	
<i>Ambos</i>	8.77%	7.90%	$-15dB$	16.7%

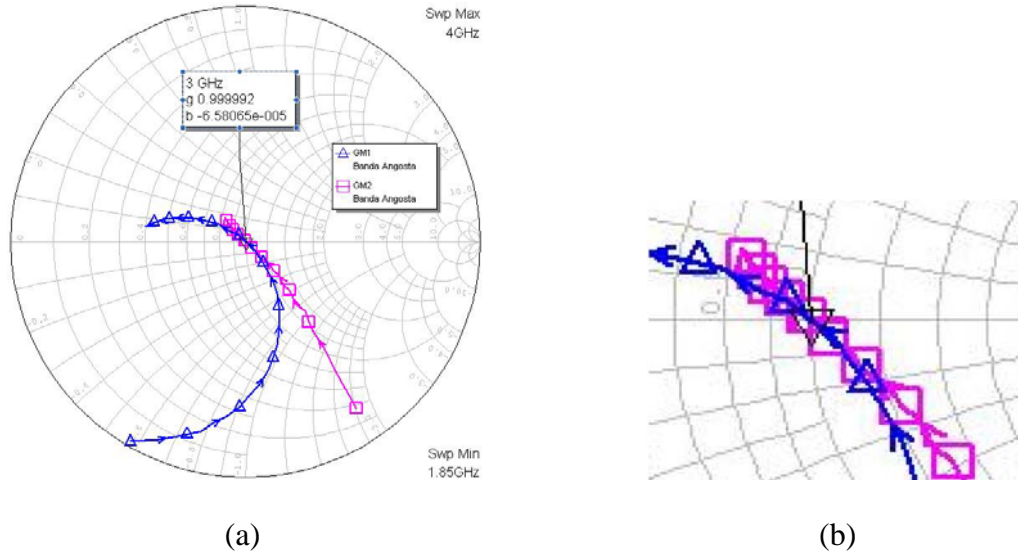


Figura 2.3 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} del amplificador de banda angosta con el transistor *NE687M13A* con frecuencia central de *3GHz*.y un ancho de banda de *500MHz*; (a) gráfica completa del barrido en frecuencia; (b) detalle a la frecuencia de *3GHz*.

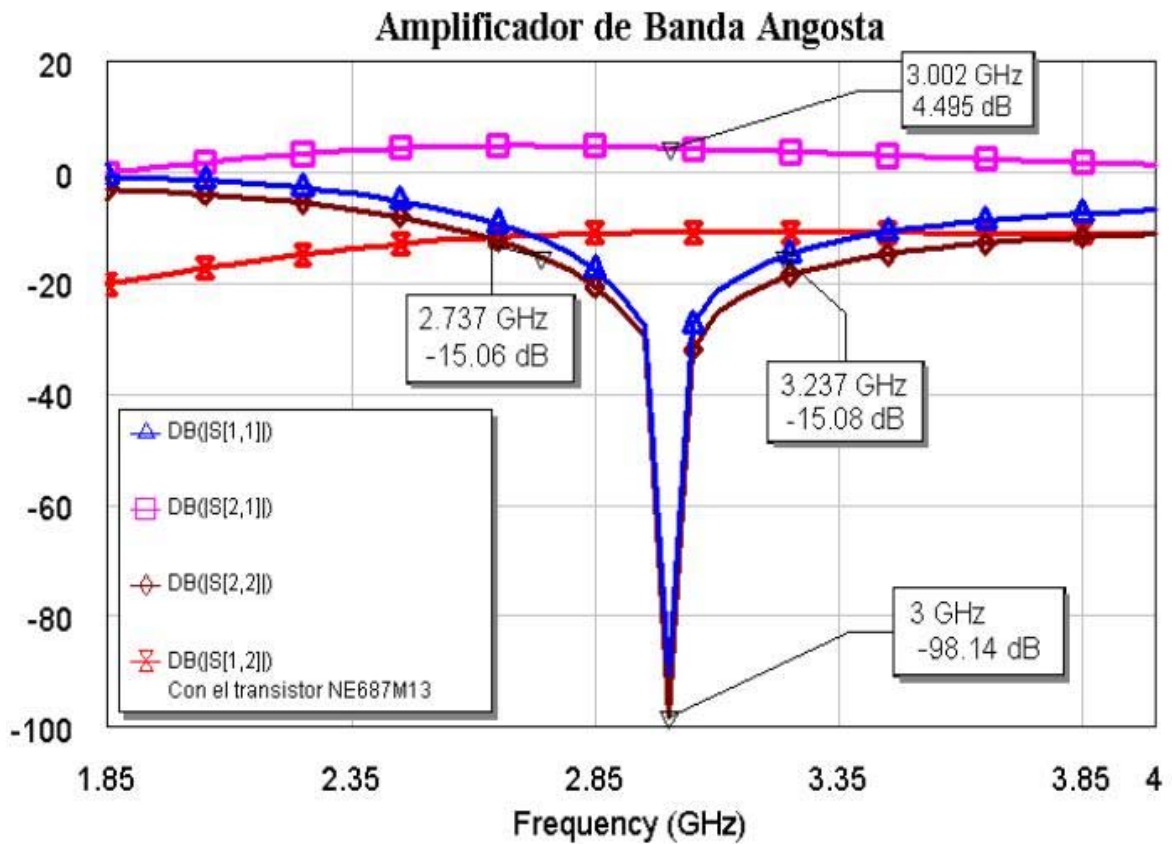


Figura 2.4 Parámetros *S* del amplificador de banda angosta con el transistor *NE687M13A* a *3GHz*.

2.1.2 Diseño de un amplificador de banda angosta con el transistor NE02100A

Como segundo ejemplo del diseño de un amplificador de microondas de banda angosta se presenta el diseñado con el transistor *NE02100A* para la frecuencia de *3GHz*. La Figura 2.5, muestra el diagrama de los elementos que forman el amplificador de microondas de banda angosta, diseñado con el algoritmo mostrado en la Figura 2.1. Los valores de los elementos de las redes de acoplamiento de entrada y de salida se presentan en la Tabla 2.3.

En la Figura 2.6 se muestra, sobre la carta de Smith, el comportamiento del coeficiente de reflexión de entrada $GMI (\Gamma_1)$ y coeficiente de reflexión de salida $GM2 (\Gamma_2)$ del amplificador de banda angosta después de realizar el acoplamiento conjugado; y en la Figura 2.7 se muestra el comportamiento en frecuencia de sus parámetros de dispersión.

En la primera se puede observar, que a frecuencias cercanas a *3GHz* éstos coeficientes se encuentran cercanos al centro de la carta de Smith lo que implica baja reflexión, es decir, buen acoplamiento a 50Ω . Éste mismo hecho se manifiesta en la Figura 2.7 mediante un valor muy bajo de pérdidas por regreso, alrededor de $-104.4dB$.

Además, en la Figura 2.7, se observa el comportamiento de los parámetros S del amplificador de microondas de banda angosta con el transistor *NE02100A*, el cual tiene un ancho de banda de $163MHz$.

Tabla 2.3 Elementos concentrados que forman las redes de acoplamiento para el amplificador de microondas de banda angosta con el transistor *NE02100A*.

<i>Red de acoplamiento</i>	<i>Elemento</i>	<i>Valor nominal</i>
<i>Red de entrada</i>	<i>Inductor en paralelo L1</i>	<i>0.8502nH</i>
	<i>Capacitor en serie C1</i>	<i>2.107 pF</i>
<i>Red de salida</i>	<i>Capacitor en serie C2</i>	<i>7.635 pF</i>
	<i>Inductor en paralelo L2</i>	<i>1.605 nH</i>

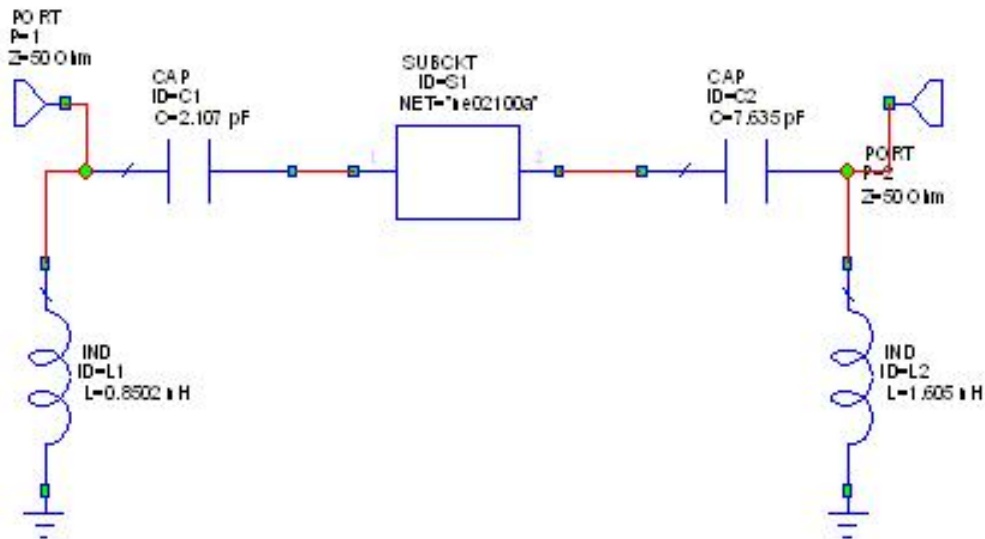


Figura 2.5 Redes de entrada y de salida del amplificador de microondas de banda angosta con el transistor *NE02100A* a 3GHz.

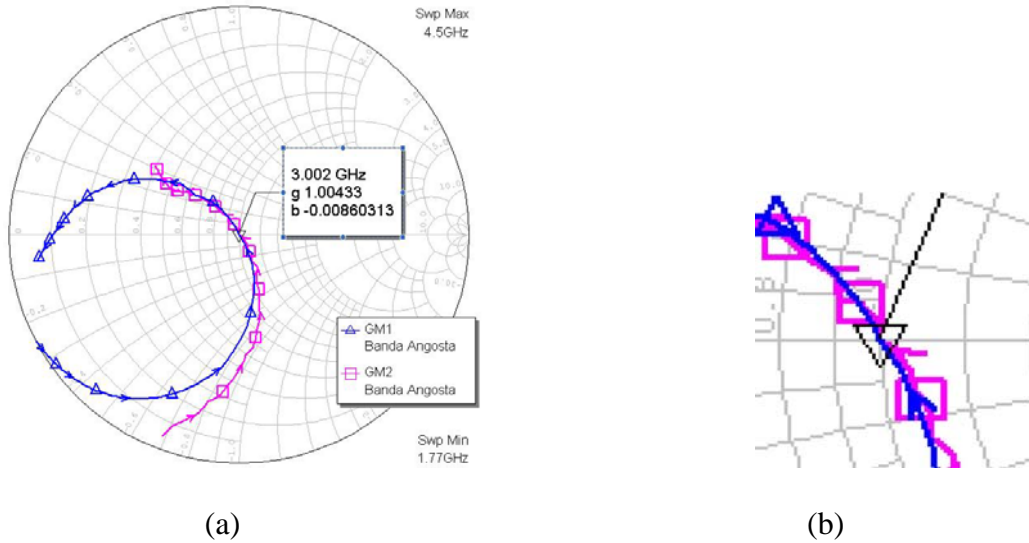


Figura 2.6 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} del amplificador de banda angosta con el transistor *NE02100A* con frecuencia central de $3GHz$. y un ancho de banda de $163MHz$; (a) gráfica completa de todo el barrido en frecuencia; (b) detalle del amplificador a la frecuencia de $3GHz$.

La información obtenida a partir de las lecturas tomadas en la Figura 2.7 se concentra en la Tabla 2.4, ésta información muestra que los parámetros S_{11} y S_{22} toman valores menores a $-15dB$ a partir de $f_{min} = 2.922GHz$ (frecuencia inferior, 2.6% por abajo de la frecuencia central) y mayores a $-15dB$ a partir de $f_{max} = 3.085GHz$ (frecuencia superior, 2.83% arriba de frecuencia central), lo que resulta en un ancho de banda de $163 MHz$.

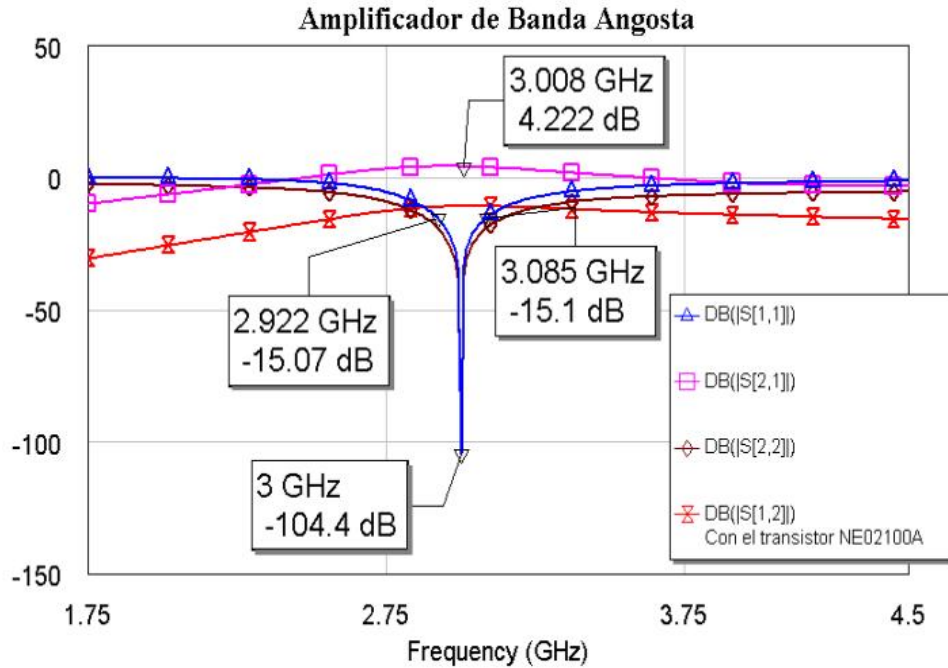


Figura 2.7 Parámetros S del amplificador con el transistor $NE02100A$ a 3GHz .

Tabla 2.4 Comportamiento de los puertos de entrada y salida del amplificador de microondas de banda angosta con el transistor $NE02100A$ considerando pérdidas por regreso de -15dB .

<i>Puerto</i>	f_{\min}	f_{\max}	R_L	BW
<i>Entrada</i>	2.922GHz	—	-15.07dB	163MHz
	—	3.085GHz	-15.1dB	
<i>Salida</i>	2.922GHz	—	-15.07dB	163MHz
	—	3.085GHz	-15.1dB	
<i>Ambos</i>	2.6%	2.83%	-15dB	5.43%

2.2 Descripción de una técnica de acoplamiento en banda ancha de dispositivos de un puerto.

En [9], presentan una técnica de acoplamiento de impedancia para mezcladores y detectores, cuya respuesta ésta garantizada para un ancho de banda grande. En ésta

propuesta se trabaja con un dispositivo de un puerto con la intención de disminuir sus pérdidas por regreso en un ancho de banda grande, como se observa en la Figura 2.8.

En la Figura 2.9, se muestra la respuesta en frecuencia de la impedancia de entrada de un diodo al que le fue conectada una red tipo L para acoplar la impedancia del circuito en [9]. En la Figura 2.9 se puede observar como el comportamiento de los parámetros de admitancia están “girando” en torno al centro de la carta de Smith, lo cual se puede interpretar que la red está forzando el comportamiento del diodo para mantener un coeficiente de reflexión cerca del centro de la carta donde su valor es cero, así que los valores del coeficiente de reflexión caen a niveles muy bajos. También se puede observar que la impedancia de la red abarca un rango de frecuencias amplio. Cada impedancia varia conforme a la frecuencia y cuando el circuito entra en resonancia.

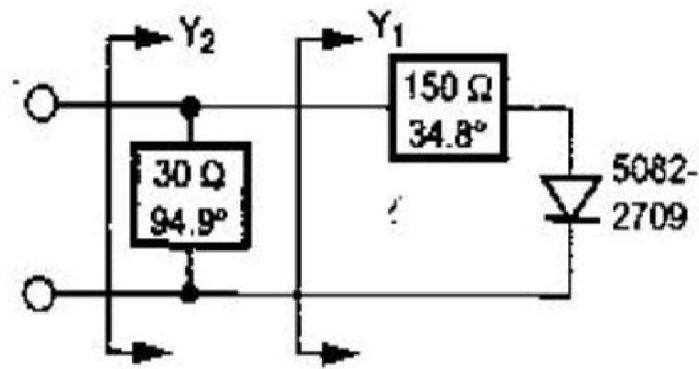


Figura 2.8 Diodo acoplado a partir de resonancia del circuito al que está conectado y que es presentado en [9].

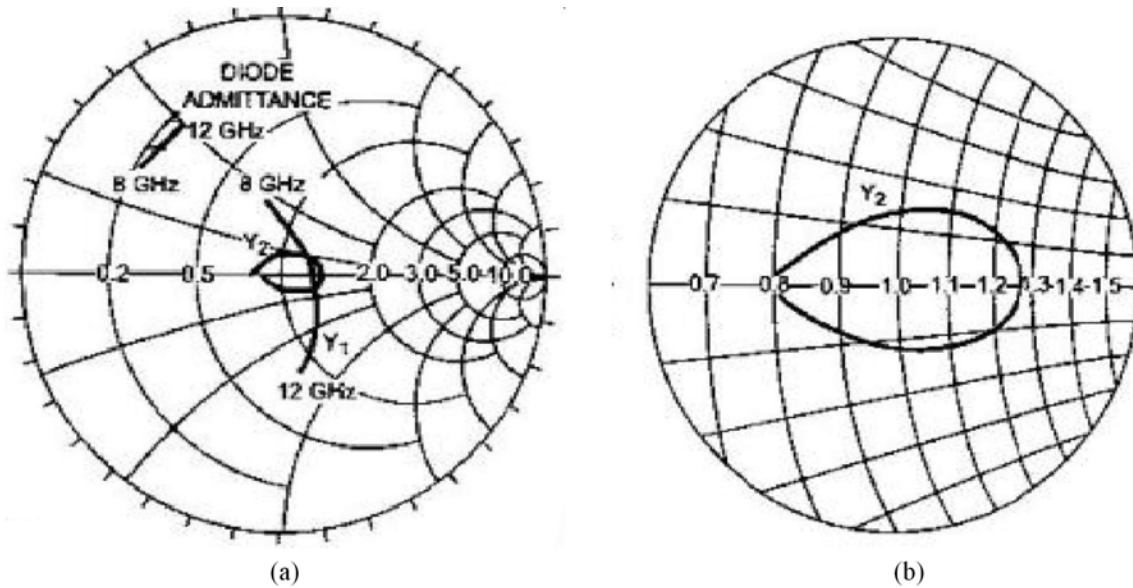


Figura 2.9 Respuesta en frecuencia de los parámetros de admittance del diodo acoplado en impedancia presentado en [9]; a) carta de Smith con la respuesta del diodo acoplado durante todo el rango de frecuencias; b) detalle del comportamiento de los parámetros admittance del diodo acoplado.

La parte imaginaria de la red se hace cero y se tiene solamente impedancia puramente real. Las frecuencias a las cuales el circuito entra en resonancia son las frecuencias extremas que se pueden apreciar en la Figura 2.9.

2.3 Amplificadores de banda ancha: una revisión del estado del arte.

Para el propósito de éste trabajo, en el diseño del amplificador de microondas de banda ancha no se consideran las redes de polarización y la ganancia del amplificador es la resultante de la condición de una máxima transferencia de energía.

Además, no considera que el transistor este elaborado bajo una tecnología específica y materiales específicos, debido a que el propósito de éste trabajo de investigación es proponer una metodología el diseño de amplificadores de ancho de banda ancho. En la presente sección se presenta un análisis de los resultados que han sido publicados en artículos especializados.

B.M. Frank y sus colaboradores [16] presentan un diseño de un amplificador de ultrabanda ancha de cuatro etapas de acoplamiento. Con polarización externa no alcanza un valor de pérdidas por regreso aceptable en los puertos de entrada y salida. Con polarización interna, las pérdidas por regreso del puerto de entrada son menores a $-15dB$, en un ancho de banda aproximado de $15GHz$, para el puerto de salida tienen un valor superior a $-10dB$ en todo el ancho de banda.

En el trabajo presentado por Krishnamurthy [17] se utilizan otro tipo de tecnología comparada con la usada en el diseño anterior, el amplificador que presenta, también es de ultrabanda ancha con cinco etapas de acoplamiento y diez transistores. Este amplificador logra valores para S_{11} y S_{22} por debajo de los $-15dB$ en la mayor parte del ancho de banda que maneja. El comportamiento de los parámetros S_{11} y S_{22} es bastante irregular y muy diferente sin embargo presenta valores por debajo de los $-10dB$ para el parámetro S_{11} y por debajo de los $-25dB$ para el parámetro S_{22} , en un ancho de banda aproximado de $2.3GHz$.

Bok-Hyung Lee y sus colegas [19] presentan el diseño de un amplificador como un circuito integrado, tal amplificador tiene buena ganancia pero un ancho de banda muy angosto, el comportamiento de los parámetros S_{11} y S_{22} es irregular en un ancho de banda aproximado de $30GHz$. El comportamiento del dispositivo se resume en la Tabla 2.5.

Eric Kerherve y sus colegas [20] presentan una metodología para el diseño de un amplificador de una o varias etapas; presentan como ejemplos, un amplificador de una sola etapa y otro de dos etapas, en ambos amplificadores los parámetros S_{11} y S_{22} no alcanzan el valor de $-15dB$, logrando un ancho de banda de $5GHz$ para pérdidas por regreso de $-15dB$, y de $30GHz$ para pérdidas por regreso de $-5dB$.

Donald Estreich [6] presenta todo un análisis para el diseño de amplificadores utilizando características muy específicas para el amplificador de banda ancha. Los valores de S_{11} que presentan, están por debajo de $-15dB$ en todo el rango de frecuencias del amplificador, en un ancho de banda aproximado de $4GHz$.

Sanjay B. Moghe y sus colegas [21] presentan un amplificador de dos etapas directamente acoplado. Su diseño presenta varias características entre las cuales se destaca el comportamiento de los parámetros S_{11} y S_{22} , los cuales son totalmente irregulares en un ancho de banda aproximado de $4GHz$. El comportamiento del dispositivo se resume en la Tabla 2.6.

Y. Tajima y sus colegas [22] presentan el circuito de un amplificador de dos etapas con redes de varios elementos, con un valor por debajo de $-15dB$ para el parámetro S_{11} y S_{22} , sin embargo el comportamiento de estos parámetros es bastante irregular en un ancho de banda aproximado de $12GHz$, esto se resume en la Tabla 2.7.

Tabla 2.5 Resumen de la información obtenida en [19].

<i>Frecuencia</i>	<i>S₁₁</i>	<i>S₂₂</i>
70GHz	-5dB	-2.5dB
75GHz	-5dB	-2.5dB
90GHz	-10dB	-2dB
95GHz	-18dB	-2.5dB
100GHz	-5dB	-5dB

Tabla 2.6 Resumen de la información obtenida en [21].

<i>Frecuencia</i>	<i>S₁₁</i>	<i>S₂₂</i>
2GHz	-15dB	-7Db
4GHz	-17dB	-13dB
8GHz	-9dB	-15dB
12GHz	-6dB	-10dB
16GHz	-9dB	-9dB

Tabla 2.7 Resumen de la información obtenida en [22].

<i>Frecuencia</i>	<i>S₁₁</i>	<i>S₂₂</i>
6GHz	-16dB	-17dB
8GHz	-17dB	-21dB
10GHz	-12dB	-20dB
12GHz	-14dB	-14dB
14GHz	-22dB	-22dB
16GHz	-14dB	-14dB

Capítulo 3

3.1 Exploración del concepto de resonancia en líneas de transmisión.

En la búsqueda de una metodología para el diseño de un amplificador de microondas de banda ancha, se encontró una publicación por Hewlett Packard [9], en donde se describe una técnica de acoplamiento de impedancias para lograr un ancho de banda amplio para un dispositivo de un puerto, basándose en el concepto de resonancia. El elemento que es acoplado, como se mencionó en el Capítulo 2 sección 2.2, es un diodo.

El principio propuesto en esta publicación, de lograr un acoplamiento de impedancias a través de la resonancia de las redes de acoplamiento resultó de interés para ser aplicado en el diseño de redes de acoplamiento para un amplificador de microondas de banda ancha, debido a que está realizado únicamente con líneas de transmisión. Ésto permite una amplia gama de posibilidades dada la versatilidad de este elemento, puesto que una línea de transmisión se puede comportar como una gran red de inductancias y capacitancias a frecuencias de microondas. Esto último permite que una configuración de éstas entren en resonancia durante el rango de frecuencias deseadas para el diseño del amplificador de microondas de banda ancha.

Entonces, la idea fundamental es buscar las condiciones para inducir simultáneamente en las redes de acoplamiento de entrada y salida el efecto de resonancia, durante el rango de frecuencias correspondiente al ancho de banda deseado. Como se mencionó, en [9] se presenta el acoplamiento para un dispositivo de un puerto y un

amplificador de microondas es un dispositivo de dos puertos, lo que conlleva a realizar el acoplamiento en ambos puertos del transistor.

Para el diseño del amplificador de microondas fue necesario encontrar las expresiones matemáticas adecuadas que relacionaran las condiciones de acoplamiento de los puertos de entrada y salida del transistor y que aseguran el acoplamiento conjugado de los puertos del transistor. De la misma forma que, inducir el efecto de resonancia en ambas redes de acoplamiento y asegurar pérdida por regreso suficientemente bajas en el ancho de banda deseado.

Esta última condición se puede representar gráficamente en la carta de Smith, es decir, un dispositivo tiene pérdidas por regreso suficientemente bajas si los valores de S_{11} y S_{22} correspondientes están dentro de un círculo de radio r centrado en dicha carta. Mientras que ancho de banda es el rango de frecuencias de los valores de S_{11} y S_{22} que cumplen lo anterior. Esto se muestra en la Figura 3.1.

En ésta figura se puede observar que se dibujaron tres trazos circulares de distinto color que representan las condiciones de pérdidas por regreso: muy buenas (verde), aceptables (amarillo) y en el límite de lo aceptable (rojo). El radio correspondiente a cada trazo está definido por la ecuación 3.1. Los valores de pérdidas por regreso (R_L) usados en cada caso, fueron de $-20dB$, $-15dB$ y $-10dB$.

$$r = 10^{R_L/20} \quad (3.1)$$

Trabajar matemáticamente con el concepto de resonancia resulta de gran interés, debido a que, la condición de resonancia de todo circuito de acoplamiento de entrada o salida es que la parte imaginaria de su impedancia, admitancia o coeficiente de reflexión debe ser igual a cero, quedando solo la parte real.

Para los fines del presente trabajo se hace la consideración de que los circuitos se encuentran resonando en un valor de frecuencia dado cuando el coeficiente de reflexión de entrada o salida gráficamente se encuentra cortando el meridiano de la carta de Smith, es decir, sobre el círculo de reactancia cero (línea recta que divide las zonas capacitivas e inductivas de la carta de Smith).

Éste hecho se puede observar en la Figura 3.1, en la que la curva color magenta cumple tres veces la condición de resonancia a tres valores distintos de frecuencia. Lo que forma un lazo que permite la respuesta del dispositivo esté cercana al centro de la carta de Smith en un mayor rango de frecuencias.

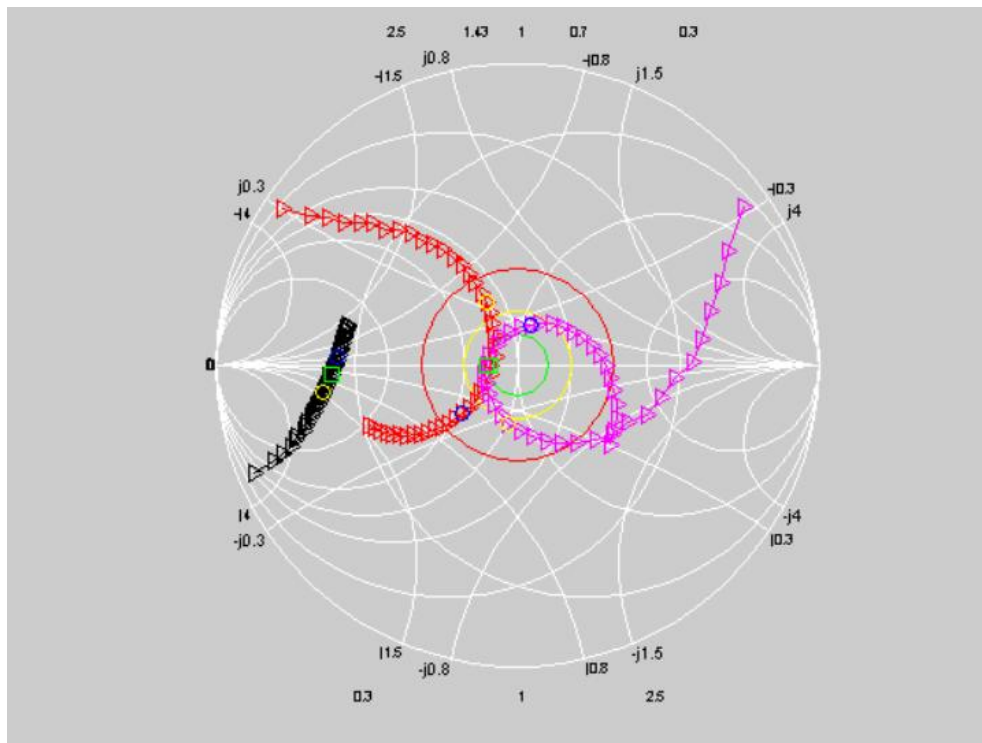


Figura 3.1 Gráfica de la respuesta en frecuencia del amplificador de microondas de banda ancha en la carta de Smith; la gráfica negra representa la respuesta en frecuencia del transistor sin acoplamiento, la gráfica en rojo representa el primer efecto del acoplamiento, la gráfica magenta representa la segunda parte del acoplamiento.

En la Figura 3.1 se observa la respuesta en frecuencia del amplificador de microondas de banda ancha en la carta de Smith, aparecen tres gráficas diferentes, la gráfica dibujada de color negro representa la respuesta en frecuencia del transistor sin acoplamiento, se puede apreciar que está lejos del centro de la carta de Smith por lo que los valores de las pérdidas por regreso son muy grandes, la gráfica en rojo representa el primer efecto del acoplamiento, la gráfica magenta representa la segunda parte del acoplamiento.

3.2 Ancho de banda

Las condiciones para acoplamiento conjugado en los puertos de entrada y de salida se satisfacen para una frecuencia. Una de las razones por la cuales la salida de potencia varía con la frecuencia es la dependencia con respecto a esta, de las redes de acoplamiento. Sin embargo, el factor más importante que limita ancho de banda de un amplificador es la variación de los parámetros S del transistor con la frecuencia [3].

Acoplamiento conjugado significa que $\Gamma_s = \Gamma_{IN}^*$ ó que $Y_s = Y_{IN}^*$. Con:

$$Y_{IN} = G_{s,M} + jB_{s,M}$$

Y

$$Y_s = G_{s,M} - jB_{s,M}$$

El ancho de banda inherente, $(BW)_{IN}^i$, es el ancho de banda obtenido bajo condiciones de acoplamiento conjugado donde el acoplamiento de las terminales está determinado por los parámetros S del dispositivo de dos puertos. El ancho de banda inherente está dado por:

$$(BW)_{IN}^i = \frac{f_0}{Q_{IN}} \text{ Hz}$$

Donde f_0 es la frecuencia a la cual se obtienen los valores de acoplamiento conjugado y Q_{IN} es el factor de calidad de la red equivalente de entrada.

El ancho de banda inherente tanto para el puerto de entrada como para el de salida se puede manipular a través del parámetro Q variando los valores de la capacitancia o la inductancia.

Podemos considerar al ancho de banda como el rango de frecuencias para las cuales el amplificador recibe y transmite la máxima cantidad de energía sin presentar reflexión en el caso ideal, y en el caso real con un valor del coeficiente de reflexión muy bajo. El ancho de banda abarca todas las frecuencias comprendidas desde una frecuencia mínima o inferior hasta la frecuencia máxima o superior, definidas por el diseñador.

Para los fines de éste trabajo, es necesario forzar el comportamiento de las redes de acoplamiento del amplificador, para que permitan que la magnitud del coeficiente de reflexión se encuentre dentro de un rango de valores muy pequeños cercanos a cero, para así disminuir simultáneamente el efecto de la reflexión de energía en la entrada y a la salida del dispositivo. Para forzar este comportamiento se debe trabajar con el análisis matemático de las redes y encontrar las relaciones que determinan su comportamiento en resonancia y se deben detectar los parámetros que establecen las condiciones para que la resonancia sea posible.

3.3 Análisis de las redes de acoplamiento

En la referencia [9], para el acoplamiento del diodo mezclador se usó una sola red tipo L formada con dos segmentos de línea de transmisión, puesto que se trata de un elemento de un puerto. En el caso del diseño descrito en éste proyecto se toma como

modelo la misma red L pero es aplicada a un elemento de dos puertos, por lo que son necesarias dos redes de acoplamiento.

En la Figura 3.2, se muestra la estructura general de la red de acoplamiento que fue utilizada en el desarrollo del diseño del amplificador. En ella se destacan las etapas de conversión entre parámetros eléctricos. Esto se puede resumir mediante lo siguiente:

Con los datos del transistor de microondas proporcionado por el fabricante, se calcula el coeficiente de reflexión que debe ser presentado por la red de acoplamiento en los puertos del transistor para que exista acoplamiento conjugado, usando el simulador AWR (Applied Wave Research). El cual está expresado en términos de la impedancia de referencia de Z_0 .

El primer elemento de la red es una línea de transmisión que en general tiene una impedancia característica Z_l distinta a la impedancia de referencia. Por lo que es necesario convertir el coeficiente de reflexión expresado en términos de Z_0 a Z_l . Esto implica la necesidad de obtener una ecuación que transforme de $\Gamma_S^0(Z_0)$ a $\Gamma_S^l(Z_l)$ y viceversa.

Hecha la conversión mencionada es necesario trasladar el coeficiente de reflexión resultante al extremo opuesto de la línea de transmisión y utilizar la transformación inversa para expresarlo en términos de la impedancia de referencia.

En este punto del circuito deben cumplirse las condiciones para que exista resonancia a la frecuencia central de diseño. Es decir, es necesario calcular el valor de impedancia característica y longitud eléctrica de la línea de transmisión, que aseguren la existencia de resonancia a la frecuencia central de diseño.

Ahora, es necesario convertir el coeficiente de reflexión resultante a admitancia para analizar el circuito paralelo que forma ésta con el *stub* en corto conectado. De donde se

deben de deducir la condición necesaria para que exista resonancia a las frecuencias inferior y superior de ancho de banda deseado.

3.3.1 Ecuación de conversión entre coeficientes de reflexión con distinta impedancia de referencia.

En muchos problemas de acoplamiento de dispositivos de microondas es común encontrarse con la necesidad de cambiar la impedancia de referencia Z_0 de un coeficiente de reflexión a otra de valor distinto, Z_1 , que en general es valor de la impedancia característica de una línea de transmisión, para desplazar a este coeficiente a lo largo de la línea. Para ello a continuación se desarrolla una ecuación general que facilita éste cálculo.

Sea Γ_S^0 el coeficiente de reflexión asociado a la impedancia Z_S bajo la impedancia de referencia Z_0 , el cual está definido mediante

$$\Gamma_S^0 = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (3.2)$$

La ecuación del coeficiente de reflexión asociado a la misma impedancia pero con impedancia de referencia Z_1 , está dada por

$$\Gamma_S^1 = \frac{Z_S - Z_1}{Z_S + Z_1} \quad (3.3)$$

Despejando Z_S de ambas ecuaciones 3.2 y 3.3 se pueden obtener las ecuaciones 3.4 y 3.5 respectivamente, este procedimiento se muestra en el apéndice A.

$$Z_S = Z_0 \frac{1 + \Gamma_S^0}{1 - \Gamma_S^0} \quad (3.4)$$

$$Z_S = Z_1 \frac{1 + \Gamma_S^1}{1 - \Gamma_S^1} \quad (3.5)$$

Igualando ambas expresiones se obtiene

$$Z_0 \frac{1 + \Gamma_S^0}{1 - \Gamma_S^0} = Z_1 \frac{1 + \Gamma_S^1}{1 - \Gamma_S^1} \quad (3.6)$$

De la ecuación 3.6 puede se puede despejar Γ_S^0 ó Γ_S^1 , los cuales pueden ser expresados también a partir de la ecuación 1.2.

Caso I

Si la ecuación 3.6 se trabaja para Γ_S^1 , como se muestra en el apéndice B, se obtiene la expresión 3.7, la cual está en términos de la ecuación 3.8.

$$\Gamma_S^1 = \frac{\Gamma_{01} + \Gamma_S^0}{1 + \Gamma_{01}\Gamma_S^0} \quad (3.7)$$

$$\Gamma_{01} = \frac{(Z_0 - Z_1)}{(Z_0 + Z_1)} \quad (3.8)$$

En la ecuación 3.8, se cumple que

$$\text{Si } Z_0, Z_1 \in R, \rightarrow \Gamma_{01} \in R. \quad (3.9)$$

La ecuación 3.9 es una transformación bilineal.

Caso II

Si la ecuación 3.6 se trabaja para Γ_S^0 , como se muestra en el apéndice B, se obtiene la ecuación 3.10, la cual está en términos de la ecuación 3.8.

$$\Gamma_S^0 = \frac{\Gamma_S^1 - \Gamma_{01}}{1 - \Gamma_{01}\Gamma_S^1} \quad (3.10)$$

El trabajo ahora consiste, en encontrar las condiciones para que la parte imaginaria de los coeficientes de reflexión Γ_S^l y Γ_S^0 sea cero, es decir, las condiciones para asegurar resonancia.

3.3.2 Traslado del coeficiente de reflexión al extremo de la línea

Con las ecuaciones 3.7 y 3.8 se convierte el coeficiente de reflexión Γ_S^0 , obtenido con el simulador AWR, a Γ_S^l . De la ecuación 1.2, el traslado de coeficiente de reflexión es realizado mediante la ecuación

$$\Gamma_{IN}^l = \Gamma_S^0 e^{-j2\theta_l} \quad (3.11)$$

donde θ_l es la longitud eléctrica de la línea.

3.3.3 Cálculo de la impedancia característica y longitud eléctrica de la línea de transmisión

La impedancia de salida de una línea de transmisión cargada es

$$Z_{IN} = \frac{Z_1(Z_S + jZ_1 \tan \theta)}{Z_1 + jZ_S \tan \theta} \quad (3.12)$$

de donde se pueden derivar las ecuaciones de su parte real e imaginaria, dadas por

$$\text{Re}\{Z_{IN}\} = \frac{Z_1(R_S Z_1 + Z_1 R_S \tan \theta)}{|Z_1 + jZ_S \tan \theta|^2} \quad (3.13)$$

$$\text{Im}\{Z_{IN}\} = Z_1 \frac{[X_S Z_1 (1 - \tan^2 \theta) + \tan \theta (Z_0^2 - |Z_S|^2)]}{|Z_0 + jZ_S \tan \theta|^2} \quad (3.14)$$

Ésta última debe cumplir la condición de resonancia a la frecuencia central de diseño, la cual se cumple mediante la condición trivial $Z_l = 0$ ó mediante el cumplimiento de

$$X_s Z_1 (1 - \tan^2 \theta) = \tan \theta (|Z_s|^2 - Z_1^2) \quad (3.15)$$

la cual se puede reescribir como

$$\frac{X_s Z_1}{|Z_s|^2 - Z_1^2} = \frac{\tan \theta}{1 - \tan^2 \theta} = \kappa_1. \quad (3.16)$$

Se puede observar en la ecuación anterior, que el lado derecho de la igualdad está en términos de la impedancia de carga Z_s y de la impedancia de línea de transmisión Z_l , mientras que el izquierdo está en términos de su longitud eléctrica.

Si se realiza la transformación

$$\kappa_1 = \frac{\tan \theta}{1 - \tan^2 \theta} \quad (3.17)$$

la ecuación 3.16 se puede reescribir de la forma

$$\tan^2 \theta + \frac{\tan \theta}{\kappa_1} - 1 = 0 \quad (3.18)$$

de donde se obtiene

$$\tan \theta = -\frac{1}{2\kappa_1} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2\kappa_1}\right)^2 + 1} \quad (3.19)$$

La cual, tiene infinidad de soluciones restringidas por las posibilidades de construcción de las líneas a usar, por lo que se tuvo que resolver numéricamente. Esto proporcionó una serie de resultados, los cuales son presentados al diseñador y este puede seleccionar el que mejor le convenga a su diseño.

Una vez obtenido el valor de la impedancia característica y longitud eléctrica de la línea de transmisión se realiza el traslado mediante 3.11.

3.3.4 Efecto del *stub* en corto

El *stub* en corto, en la Figura 3.2, está conectado en paralelo con la línea de transmisión. Su admitancia está dada por:

$$Y_X = -\frac{j}{Z_s \tan \theta_2} \quad (3.20)$$

Cabe mencionar que el coeficiente de reflexión trasladado no cumple la condición de resonancia a la frecuencia superior e inferior y que además la línea de transmisión no tiene la misma longitud eléctrica, por lo que se debe calcular su desplazamiento mediante:

$$\theta_{f_{\max}} = \frac{f_{\max}}{f_0} \theta_{f_0} \quad (3.21)$$

$$\theta_{f_{\min}} = \frac{f_{\min}}{f_0} \theta_{f_0} \quad (3.22)$$

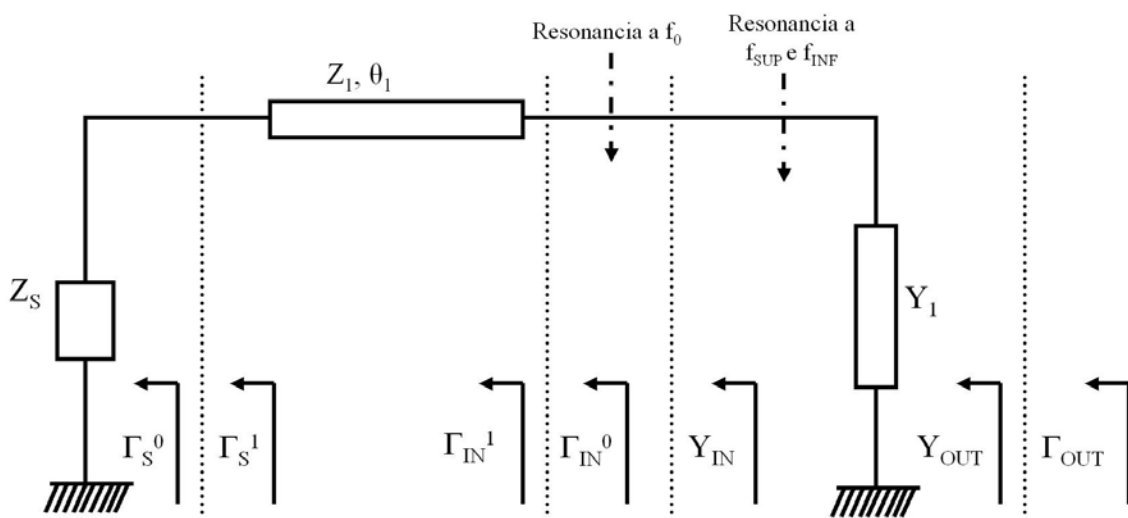


Figura 3.2 Estructura general de la red de acoplamiento.

La relación entre ambas ecuaciones es la ecuación 3.23, cuya deducción se presenta en la sección 3.4.

$$\theta_{f_{\max}} = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \theta_{f_{\min}} \quad (3.23)$$

Éste hecho obliga a la ecuación de resonancia para el circuito en paralelo resultante tenga que ser solucionado dos veces. Es decir, que:

$$X_{1_{SUP}} - \frac{j}{Z_S \tan \theta_{2_{SUP}}} = 0 \quad (3.24)$$

$$X_{1_{INF}} - \frac{j}{Z_S \tan \theta_{2_{INF}}} = 0 \quad (3.25)$$

de donde, para eliminar una de las variables se define:

$$\kappa = \frac{X_{1_{SUP}}}{X_{1_{INF}}} = \frac{\tan \theta_{2_{INF}}}{\tan \theta_{2_{SUP}}} \quad (3.26)$$

rescribiendo ésta ecuación se tiene:

$$\tan \theta_{2_{INF}} = \kappa \tan \theta_{2_{SUP}} \quad (3.27)$$

Para el cálculo numérico de la solución de 3.27 se define la función:

$$\Delta = \left| \kappa \tan \frac{f_{SUP}}{f_0} \theta_0 - \tan \frac{f_{INF}}{f_0} \theta_0 \right| \quad (3.28)$$

Se puede observar en ésta ecuación y en la ecuación 3.27 que se eliminó la dependencia con la frecuencia mediante las ecuaciones 3.21 y 3.22. Analizando a 3.28, se observa que esta expresión tiene un valor mínimo en el intervalo definido por:

$$\frac{f_0}{f_{SUP}} 90^\circ \leq \theta_0 \leq \frac{f_0}{f_{INF}} 90^\circ \quad (3.29)$$

Éste hecho, posibilita la solución numérica del cálculo de la longitud eléctrica de la línea de transmisión por lo que solo resta calcular la correspondiente impedancia característica mediante 3.24 ó 3.25.

Las ecuaciones arriba mostradas sirvieron como base para el desarrollo de la herramienta de computo linea01.m para MATLAB.

3.4 Dependencia frecuencial de la longitud eléctrica

La longitud eléctrica de cualquier línea de transmisión sin pérdidas se puede representar en función del valor de β y la longitud física del conductor:

$$\theta = \beta \ell \quad (3.30)$$

donde β en general es directamente proporcional a un ciclo de la onda e inversamente proporcional a la longitud de la onda propia de la línea a una frecuencia determinada:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.31)$$

y sean dos líneas de transmisión diferentes sin pérdidas con diferente valor de beta:

$$\beta_1 \neq \beta_2 \quad (3.32)$$

Como cada línea es diferente, cada una tiene una longitud de onda diferente cuyo valor es directamente proporcional a la velocidad de propagación, es decir tiene una relación lineal con la velocidad de propagación y es inversamente proporcional a la frecuencia.

Para frecuencias pequeñas la longitud eléctrica es grande y para frecuencias grandes la longitud eléctrica es pequeña. Por lo cual se deben considerar las variaciones en los valores de la longitud eléctrica respondiendo de diferente manera, es decir cambiando sus

valores característicos para diferentes frecuencias, y estos valores están dados por los siguientes equivalentes:

$$\lambda_1 = \frac{v_p}{f_1} \quad (3.33)$$

$$\lambda_2 = \frac{v_p}{f_2} \quad (3.34)$$

y a pesar de tener diferentes valores, que dependiendo de la frecuencia la velocidad de propagación de la onda es la misma en ambos casos.

A partir de las relaciones 3.62 y 3.63 se puede escribir la longitud eléctrica en términos de las frecuencias respectivas. Para la primer frecuencia que podría ser la frecuencia mínima o inferior en el rango de frecuencias elegido, la relación sería:

$$\theta_{f_1} = \beta\ell = \frac{2\pi\ell}{\lambda_1} = \frac{2\pi\ell}{v_p} f_1 \quad (3.35)$$

Para la segunda frecuencia que se ha considerado como la frecuencia máxima o superior en el rango de frecuencias elegido, la relación sería:

$$\theta_{f_2} = \beta\ell = \frac{2\pi\ell}{\lambda_2} = \frac{2\pi\ell}{v_p} f_2 \quad (3.36)$$

Ya que la relación de frecuencias es lineal, se puede determinar la relación que existe entre el primer comportamiento de la línea con la primera frecuencia con respecto al segundo comportamiento de la línea con la segunda frecuencia, en la siguiente proporción:

$$\frac{\theta_{f_1}}{\theta_{f_2}} = \frac{f_1}{f_2} \quad (3.37)$$

$$\theta_{f_2} = \frac{f_2}{f_1} \theta_{f_1} \quad (3.38)$$

3.5 Cálculo para el ancho de banda del 20%

La frecuencia inferior y la frecuencia superior, que delimitan el ancho de banda, están íntimamente relacionadas con la frecuencia central. El ancho de banda que se pretende lograr es del 20% por arriba de la frecuencia central, esto quiere decir que se quiere que la frecuencia mínima esté 10% por debajo de la frecuencia central y que la frecuencia máxima esté 10% por arriba de la frecuencia central, así que ambas frecuencias están a 10% de diferencia de la frecuencia central, Figura 3.3.

El siguiente análisis se desarrolla para simplificar los cálculos en función de las frecuencias y con el objetivo de trabajar con la frecuencia central se desea encontrar una relación de la frecuencia central con respecto a las frecuencias inferior y superior consideradas para el ancho de banda.

Considerando que la frecuencia inferior es:

$$f_1 = f_{\min} \quad (3.39)$$

y la frecuencia superior es

$$f_2 = f_{\max} \quad (3.40)$$

entonces se puede escribir la ecuación como:

$$\theta_{f_{\max}} = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \theta_{f_{\min}} \quad (3.41)$$

La relación de proporcionalidad de la frecuencia central con respecto a la frecuencia inferior o frecuencia mínima se puede encontrar con una regla de tres simple, así como también la relación entre la frecuencia superior o frecuencia máxima con respecto a la frecuencia central, como se muestra en los cálculos siguientes.

La frecuencia superior está al 100%

$$f_0 \rightarrow 100\% \quad (3.42)$$

$$f_x \rightarrow 10\% \quad (3.43)$$

así que la proporción para ambas frecuencias es:

$$f_x = \frac{10f_0}{100} = 0.1f_0 \quad (3.44)$$

Para la frecuencia mínima la proporción se resta ya que debe estar por debajo de la frecuencia central:

$$f_{min} = f_0 - 0.1f_0 = 0.9f_0 \quad (3.45)$$

Para la frecuencia máxima la proporción se suma ya que debe estar por arriba de la frecuencia central:

$$f_{max} = f_0 + 0.1f_0 = 1.1f_0 \quad (3.46)$$

Con estas relaciones se puede saber cual debe ser la frecuencia central, o cualquiera de las frecuencias superior o inferior para un ancho de banda del 20%. Si se quisiera un ancho de banda diferente se tendría que modificar la proporción, sin embargo el análisis seguiría siendo el mismo.

3.6 Metodología propuesta

La metodología encontrada para el diseño de las redes de acoplamiento a la entrada y a la salida se presenta como una sucesión de pasos; es una metodología analítica que puede ser automatizada con cualquier lenguaje de programación.

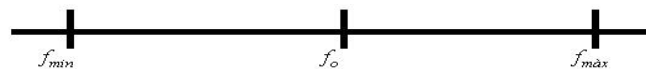


Figura 3.3 Representación del ancho de banda, considerando la frecuencia central.

En las secciones anteriores se detalla el análisis matemático que sustenta la mayor parte de la metodología propuesta en el presente trabajo. La forma general de la metodología se base en la presentada en los libros básicos de diseño de amplificadores de microonda [3][10].

Paso 1.- Selección del transistor:

- a) análisis de estabilidad, verificar si el transistor es incondicionalmente estable en el ancho de banda deseado.

Paso 2.- Cálculo de Γ_{M1} y Γ_{M2} para acoplamiento conjugado en todo el ancho de banda.

Paso 3.- Elegir los valores de impedancia característica y longitud eléctrica de una línea de transmisión para que el coeficiente de reflexión trasladado cumpla con la condición de resonancia.

Paso 4.- Verificar que a f_0 las pérdidas por regreso sean menores o iguales a las necesarias por diseño.

Paso 5.- Calcular los valores de la impedancia característica y longitud eléctrica del stub en corto que aseguren resonancia simultánea a las frecuencias superior e inferior.

Paso 6.- Agregar si se requiere un transformador de $\lambda/4$ para girar 180° el comportamiento de Γ_{M1} y Γ_{M2} a fin de facilitar el proceso anterior.

Paso 7.- Verificar si se cumplen los objetivos de diseño mediante las gráficas obtenidas.

En la Tabla 3.1 se enumeran los pasos de la metodología propuesta:

Tabla 3.1 Pasos de la metodología propuesta.

Pasos	Descripción
<i>I</i>	<i>Selección del transistor: análisis de estabilidad, verificar si el transistor es incondicionalmente estable en el ancho de banda deseado.</i>
<i>II</i>	<i>Cálculo de Γ_{M_1} y Γ_{M_2} para acoplamiento conjugado en todo el ancho de banda.</i>
<i>III</i>	<i>Elegir los valores de impedancia característica y longitud eléctrica de una línea de transmisión para que el coeficiente de reflexión trasladado cumpla con la condición de resonancia.</i>
<i>IV</i>	<i>Verificar que a f_0, las pérdidas por regreso sean menores o iguales a las necesarias por diseño.</i>
<i>V</i>	<i>Calcular los valores de la impedancia característica y longitud eléctrica del Stub en corto que aseguren resonancia simultanea a las frecuencias superior e inferior.</i>
<i>VI</i>	<i>Agregar si se requiere un transformador de $\lambda/4$, para girar 180° el comportamiento de Γ_{M_1} y Γ_{M_2}, a fin de facilitar el proceso.</i>
<i>VII</i>	<i>Simular el amplificador con los valores obtenidos en el proceso anterior.</i>
<i>VIII</i>	<i>Verificar si se cumplen los objetivos de diseño, mediante las gráficas obtenidas.</i>

En la Figura 3.4 se muestra el algoritmo al cual se llegó después del análisis matemático presentado anteriormente.

3.7 Criterios de selección

Un aspecto muy importante que se tiene que considerar al momento de elegir la longitud de la línea es que se tiene que asegurar que las líneas que se puedan construir, es decir que no sean tan grandes o tan pequeñas que hagan del diseño del amplificador una tarea muy complicada.

Longitudes construibles. Que la longitud eléctrica de la línea se encuentre dentro del rango: $\theta = [1^\circ \rightarrow 180^\circ]$

Impedancias aceptables. Que la impedancia de la línea se encuentre en el rango de valores mostrado a continuación: $Z = [10\Omega \rightarrow 90\Omega]$

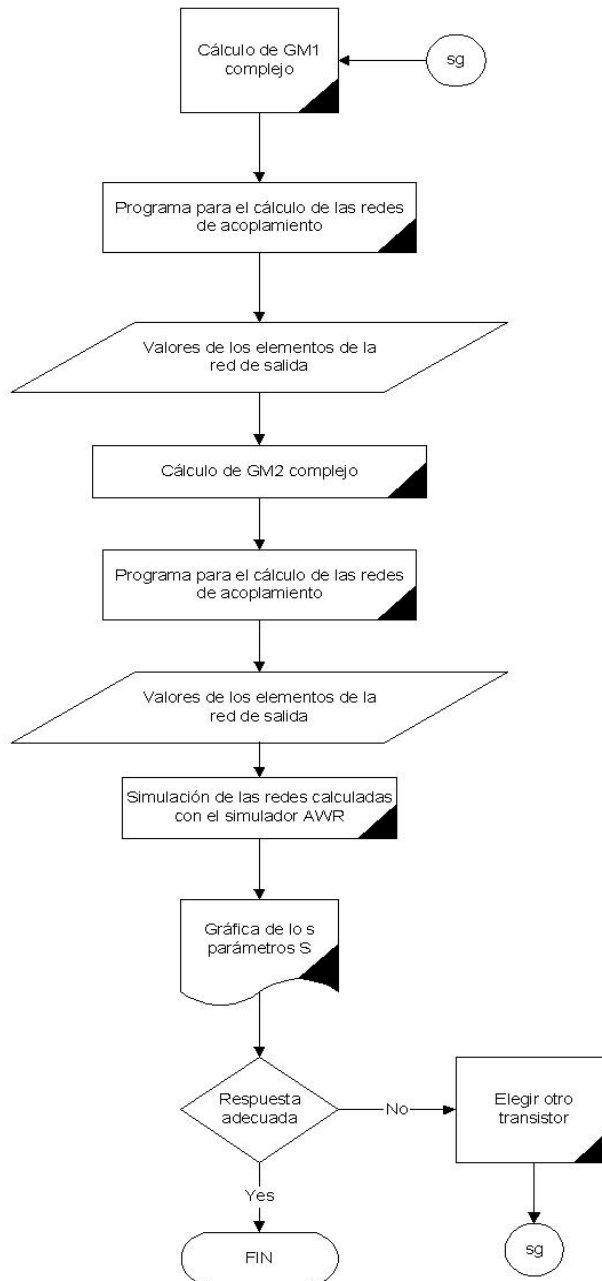


Figura 3.4 Diagrama de flujo de la metodología de diseño encontrada a partir del análisis de resonancia de las redes de acoplamiento ($GM1 = \Gamma_{M1}$; $GM2 = \Gamma_{M2}$).

Capítulo 4

4.1 Resultados

Como resultado del análisis matemático de las redes de acoplamiento para el diseño de amplificadores de banda ancha, se obtuvieron las ecuaciones de diseño que permiten el acoplamiento de un dispositivo de dos puertos mediante la resonancia de sus redes de acoplamiento en un rango de frecuencias deseado, con éstas ecuaciones se hizo posible el desarrollo de las herramientas necesarias para establecer una metodología que permita el diseño de un amplificador de microondas de banda ancha.

La metodología establecida hace uso del simulador de circuitos de microondas AWR (Applied Wave Research) en conjunto con programas en MATLAB. Con este último se elaboraron un conjunto de programás que trabajan simultáneamente para calcular los valores correspondientes a los elementos de las redes de acoplamiento (Longitud eléctrica e impedancia característica) tanto para el puerto de entrada como para el puerto de salida del transistor de microondas.

Al elegir determinado transistor este debe contar con un archivo de información proorcionado por el fabricante en formato S2P. Esta información alimenta al simulador AWR(Applied wave research) el cual genera un listado de valores correspondientes a los diferentes coeficientes de reflexión que presentan los puertos del transistor a diferentes frecuencias. De esta manera el simulador:

a) Sirve de fuente de información para alimentar los programás en MATLAB,

- b) Permite que una vez que los programas hayan proporcionado los valores correspondientes a los elementos de las redes (Impedancia característica y longitud eléctrica) simular y analizar la respuesta del amplificador de microondas de banda ancha.

Los programas a los que se hace referencia en Matlab surgieron a partir de las ecuaciones que se obtuvieron del análisis de resonancia de las redes de acoplamiento. Tales programas trabajan conjuntamente para el cálculo de los valores correspondientes a los elementos que forman las redes de acoplamiento (*tipo L*).

El cálculo de los valores de las redes de acoplamiento es el eje central de esta metodología propuesta. El análisis de las redes en resonancia que sirvió de base para el desarrollo de los programas está sujeto a condiciones definidas en el capítulo 3, por lo que el buen funcionamiento del programa para el cálculo de los elementos depende de cumplir con tales condiciones. La metodología presentada depende de gráficas, las cuales deben ser analizadas por el usuario así que la metodología propuesta depende del criterio del usuario para el adecuado funcionamiento de los programas.

En base a lo anteriormente mencionado, el usuario debe cumplir algunas especificaciones necesarias para el buen funcionamiento de los programas y de esta manera obtener los datos adecuados, es decir, el usuario debe:

- a) Elegir un transistor que cuente con el archivo en formato S2P
- b) Verificar la gráfica de estabilidad del transistor para el puerto de entrada y para el puerto de salida. El transistor elegido debe ser estable en ambos puertos.
- c) Debe asegurarse de que la lista de valores de los coeficientes de reflexión contengan el valor exacto de frecuencias central, inferior y superior.

- d) Al ingresar los datos a los programas en Matlab, debe trabajar con un puerto a la vez.
- e) Antes de correr el programa principal, el usuario debe verificar que las frecuencias de diseño esten contenidas en el programa, o en caso contrario escribirlas, asi como elegir los rangos de impedancia limites que serviran de referencia para el calculos de las redes.
- f) Al correr el programa, el usuario debe seleccionar el valor mas adecuado de perdidas por regreso, para ello, el usuario cuenta con apoyo visual por medio de una grafica que se despliega cuando ha elegido un valor especifico de perdidas por regreso. El valor de perdidas por regreso puede ser el mas bajo que se presente, como meta de diseño, el presente trabajo considera perdidas por regreso adecuadas $RL = -15\text{dB}$.
- g) Una vez obtenidos estos valores el usuario debe decidir que la red necesita un elemento adicional para invertir el comportamiento que esta presentado la red calculada.
- h) Al estar satisfecho el usuario con la respuesta simulada de la red el usuario es responsable de anotar los datos obtenidos para llevar a cabo la simulación para la ota red.
- i) Al haber obtenido los valores de ambas redes, el usuario debe armar el circuito el simulador con las opciones graficas que este ofrece.
- j) El usuario debe seleccionar los valores de simulación adecuados para que el amplificador diseñado y armado pueda ser simulado.

- k) El usuario debe a través de los comandos del simulador obtener las gráficas que le permitirán conocer si el diseño del amplificador fue adecuado o si es necesario calcular otra red para este.
- l) El usuario debe decidir que el transistor es el adecuado para su diseño o si debe cambiar por otro a pesar de que este haya cumplido con todos los requisitos que de él se esperaban.

En términos generales estos son los compromisos del usuario para diseñar un amplificador de microondas de banda ancha con la metodología presentada en este trabajo.

Para llegar a la primera aproximación de esta metodología fue necesario reproducir los resultados presentados en [9], lo cual se realizó con éxito ya que se obtuvieron los mismos resultados, el comportamiento de los parámetros sobre la carta de Smith fueron iguales que en [9] para el mismo diodo.

4.2 Descripción del proceso general de diseño de un amplificador de banda ancha

Para el cálculo de las redes de acoplamiento de un amplificador de banda ancha, con el simulador AWR se seleccionan los valores de los coeficientes de reflexión de entrada y de salida del transistor que aseguren acoplamiento conjugado (rango de frecuencias donde el transistor es incondicionalmente estable).

Los datos son introducidos a los programas escritos en MATLAB para calcular los valores de los componentes de las redes de acoplamiento. Éste, proporciona una serie de posibles resultados correspondientes a los valores de las redes de entrada o salida. Éstos

resultados están expresados en función de las pérdidas por regreso esperadas y las dimensiones finales de las líneas que forman la red. Ésto implica un compromiso que el diseñador tiene que afrontar. El usuario tiene un apoyo visual que le permite elegir la mejor opción.

Las redes de acoplamiento se calculan una a la vez. Si se quieren calcular los valores de los elementos de la red de entrada se tiene que alimentar al programa con los valores de $\Gamma_{M1} (\Gamma_1)$, y en su defecto $\Gamma_{M2} (\Gamma_2)$.

Los resultados obtenidos en MATLAB son proporcionados al simulador AWR, éstos son: lo valores de impedancia característica y longitud eléctrica de las líneas de transmisión que forman las redes tipo L de entrada y de salida del amplificador. Si es necesario, se tiene la opción de incluir un transformador de $\lambda/4$ conectado en cascada a fin de mejorar la respuesta del circuito, sus parámetros eléctricos son incluidos en la información mencionada. Una vez realizado lo anterior se realiza la simulación del prototipo.

Cabe mencionar que el éxito en el diseño del amplificador depende de la capacidad de hacer una buena selección del transistor. Así que, para elegir los transistores adecuados para el diseño de los amplificadores de microondas mostrados en la sección 4.2, se analizó una muestra conformada por 85 transistores, todos estos transistores contaban con su respectivo archivo S2P, la mayoría de ellos presentó estabilidad en ambos puertos, sim embargo solo algunos de ellos pudieron ser acoplados con la metodología encontrada.

El criterio de selección fue el siguiente:

- a) Conocer si el transistor es incondicionalmente estable en un rango de frecuencias mayor al ancho de banda deseado, ésto se conoce si los parámetros $MU1$ y $MU2$ son mayores que uno en este rango de frecuencias.
- b) Una vez que las redes de acoplamiento han sido calculadas, el siguiente paso es armar virtualmente el circuito en el simulador AWR para verificar su comportamiento, y definir las especificaciones adecuadas para analizar por medio de gráficas la respuesta del amplificador de microondas de banda ancha diseñado, y comprobar que se han logrado los objetivos de diseño de ancho de banda deseado.

Los resultados obtenidos se muestran en los ejemplos gráficos de la sección 4.2, los cuales muestran que los amplificadores diseñados y simulados responden a un ancho de banda amplio.

4.3 Ejemplos de amplificadores de microondas de banda ancha diseñados con la metodología propuesta

Como ya se mencionó anteriormente, como resultado del análisis de las redes de acoplamiento para el amplificador de banda ancha, se obtuvo la metodología para el diseño de éste. También se mencionó que la primera metodología fue para un dispositivo de un puerto con el fin de obtener el mismo resultado que el que se presenta en [9]. Al obtener el mismo resultado dio la pauta para hacer el análisis para la red de dos puertos y de esta manera obtener la metodología buscada, se probó con un transistor elegido al azar, este transistor se diseñó para una frecuencia central de 3GHz, del cual la respuesta fue aproximadamente buena de acuerdo a lo que en las gráficas se observó. Después de la primera prueba se llevaron a cabo algunos ajustes a los programas y se llegó a la

metodología que finalmente se presenta. La metodología se siguió aplicando a este transistor para esta frecuencia central. Lo mismo que se obtuvo para este transistor se obtuvo para otros mas a la misma frecuencia central, por lo que se consideró que se había cumplido con el objetivo de encontrar una metodología de diseño para un amplificador de microondas de banda ancha. La metodología presente tiene sus limitaciones ya que ha sido encontrada a partir de consideraciones matemáticas que tienen solución bajo ciertos criterios.

En esta sección se presentan tres ejemplos de diseño de amplificadores de banda ancha con una frecuencia central de $3GHz$, una frecuencia mínima de $2.7GHz$ y una frecuencia máxima de $3.3GHz$ con un ancho de banda de $BW = 600MHz$, es decir 20% por arriba de la frecuencia central. Como objetivo de diseño se eligieron pérdidas por regreso por debajo de $-15dB$ por considerar este valor cercano a cero, por lo tanto adecuado para lograr acoplamiento conjugado.

Éstos amplificadores fueron diseñados con distintos transistores de microondas (*NE687M13A*, *NE02100A*, *NE685M1A*).

4.3.1 Diseño de un amplificador de microondas de banda grande utilizando el transistor *NE687M13A*

Se presentan los resultados del diseño de un amplificador de microondas usando el transistor *NE687M13A*. En la Figura 4.1, se presenta el comportamiento en frecuencia de los parámetros de estabilidad μ_1 y μ_2 . De donde se puede observar que el transistor es incondicionalmente estable a frecuencias superiores a $1.85GHz$ hasta $4 GHz$, puesto que para éste rango se cumple que $\mu_1 > 1$ y $\mu_2 > 2$ [3]. La gráfica en rojo μ_1 muestra la estabilidad

del transistor con respecto a la frecuencia en el puerto de entrada y μ_2 muestra la estabilidad en el puerto de salida.

Dada la frecuencia central de diseño, la frecuencia inferior esperada es $f_{min} = 2.70GHz$ y la frecuencia superior esperada es de $f_{max} = 3.30GHz$, lo que implica un ancho de banda esperado de $BW = 600MHz$, es decir 20% por arriba de la frecuencia central.

En la Figura 4.2, se muestra el circuito utilizado para la simulación del dispositivo, bajo la estructura requerida por el simulador utilizado. Se puede observar que las redes de acoplamiento son redes tipo L , conectadas a los puertos de entrada y salida del transistor respectivamente.

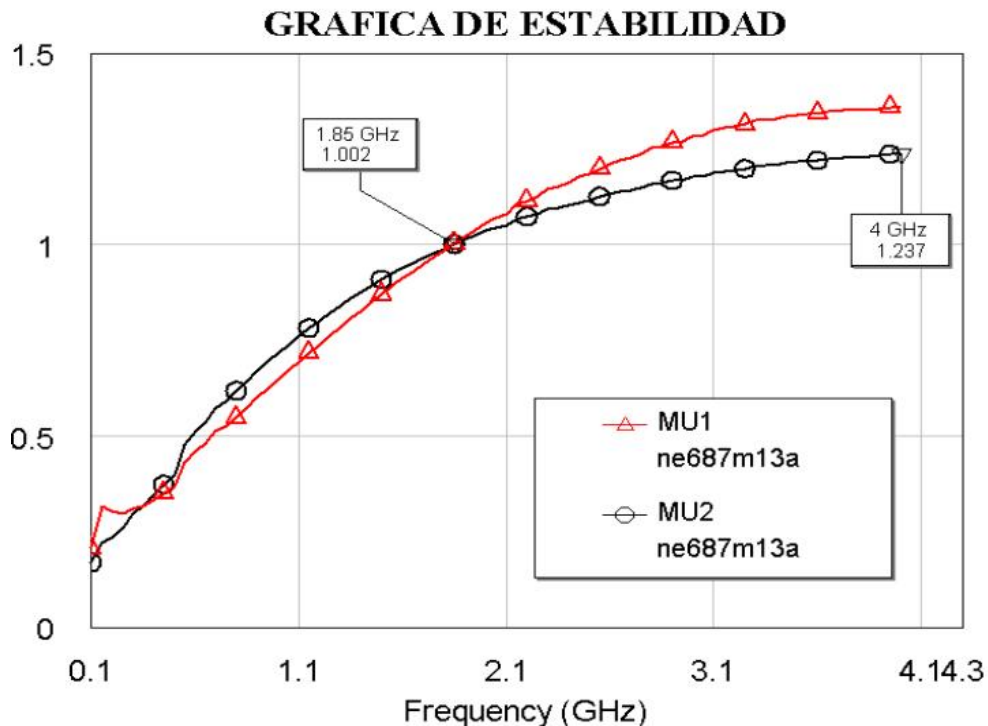


Figura 4.1 Gráficas de estabilidad medidas a la entrada y a la salida del transistor *NE687M13A*.

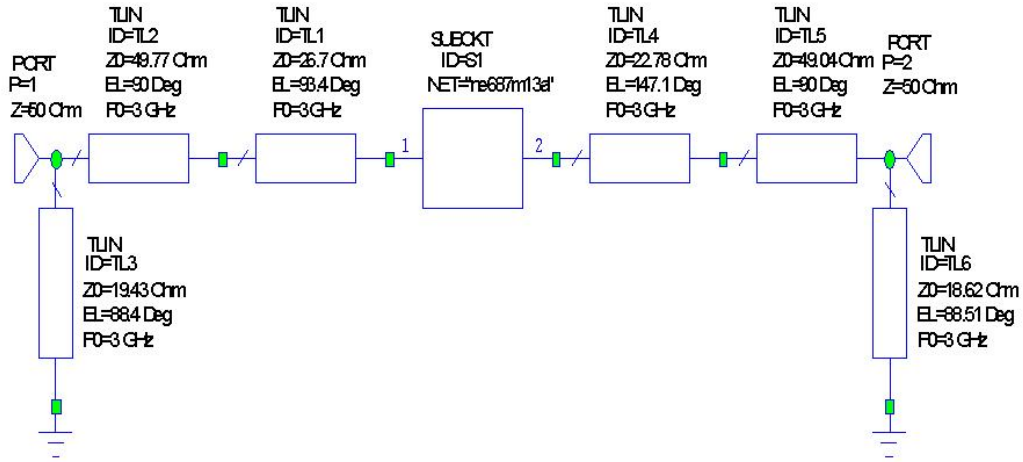


Figura 4.2 Redes de entrada y de salida del amplificador de banda ancha con el transistor *NE687M13A* con frecuencia central de 3 GHz y un ancho de banda de 639 MHz .

Para la red de entrada, el primer elemento, justo a la entrada del amplificador es un stub en corto, identificado en la figura como la etiqueta *TL3* y tiene un valor de impedancia característica $Z_0 = 19.43 \Omega$, su longitud eléctrica $EL = 90^\circ$ a una frecuencia central $f_0 = 3 \text{ GHz}$.

El segundo elemento identificado como la etiqueta *TL2*, es un tramo de línea de transmisión $\lambda/4$ conectada en cascada con el tercer elemento, el cual tiene un valor de impedancia característica $Z_0 = 49.77 \Omega$, su longitud eléctrica $EL = 90^\circ$.

El tercer elemento conectado en serie con el puerto de entrada, identificado como *TL1* es otro tramo de línea de transmisión, el cual tiene un valor de impedancia característica $Z_0 = 26.7 \Omega$, su longitud eléctrica $EL = 93.4^\circ$ a una frecuencia central $f_0 = 3 \text{ GHz}$.

La red de acoplamiento de salida es también una red tipo *L*, como la red de entrada, el primer elemento identificado como *TL4*, un tramo de línea de transmisión que tiene una

impedancia característica $Z_0 = 22.78\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 93.4^\circ$. El segundo elemento identificado como $TL5$, un tramo de línea de transmisión $\lambda/4$, el cual tiene una impedancia característica $Z_0 = 49.04\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 90^\circ$. El tercer elemento, identificado como $TL6$, un stub en corto, con una impedancia característica $Z_0 = 18.62\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 88.51^\circ$. Una descripción sintetizada de la estructura del circuito se presenta en la Tabla 4.1.

La Figura 4.3 permite observar el comportamiento de los coeficientes de reflexión de entrada y salida del transistor antes de ser acoplado, calculados unicamente con los datos proporcionados por el fabricante mediante un archivo tipo touchtone $S2P$.

En la Figura 4.4 se observa el comportamiento del coeficiente de reflexión de entrada y coeficiente de reflexión de salida resultantes del amplificador de banda ancha diseñado a partir de las características del transistor $NE687M13A$ con frecuencia central $f_0 = 3GHz$ y un ancho de banda de $639MHz$. En ella se puede observar que su comportamiento es similar en ambos casos al comportamiento del diodo acoplado en [9]. Cabe destacar que el lazo formado se encuentra cercano al centro de la carta de Smith, lo que implica un ancho de banda grande esto se puede apreciar en el acercamiento de la Figura 4.4b.

Tabla 4.1 Elementos que forman las redes de acoplamiento para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor $NE687M13A$.

<i>Red de acoplamiento</i>	<i>Elemento</i>	<i>Longitud eléctrica</i>	<i>Impedancia</i>
<i>Red de entrada</i>	<i>Stub en corto TL3</i>	88.4°	19.43Ω
	<i>Sección de línea de transmisión $\lambda/4$ TL2</i>	90°	49.77Ω
	<i>Sección de línea de transmisión TL1</i>	93.4°	26.7Ω
<i>Red de salida</i>	<i>Stub en corto TL6</i>	88.51°	18.62Ω
	<i>Sección de línea de transmisión $\lambda/4$ TL5</i>	90°	49.04Ω
	<i>Sección de línea de transmisión TL4</i>	147.1°	22.78Ω

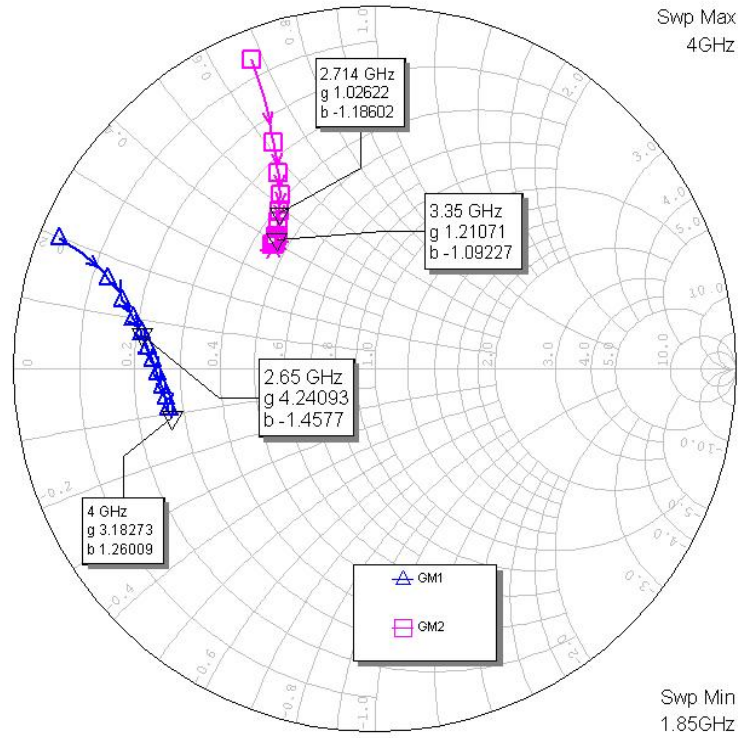


Figura 4.3 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} para el transistor *NE687M13A*.

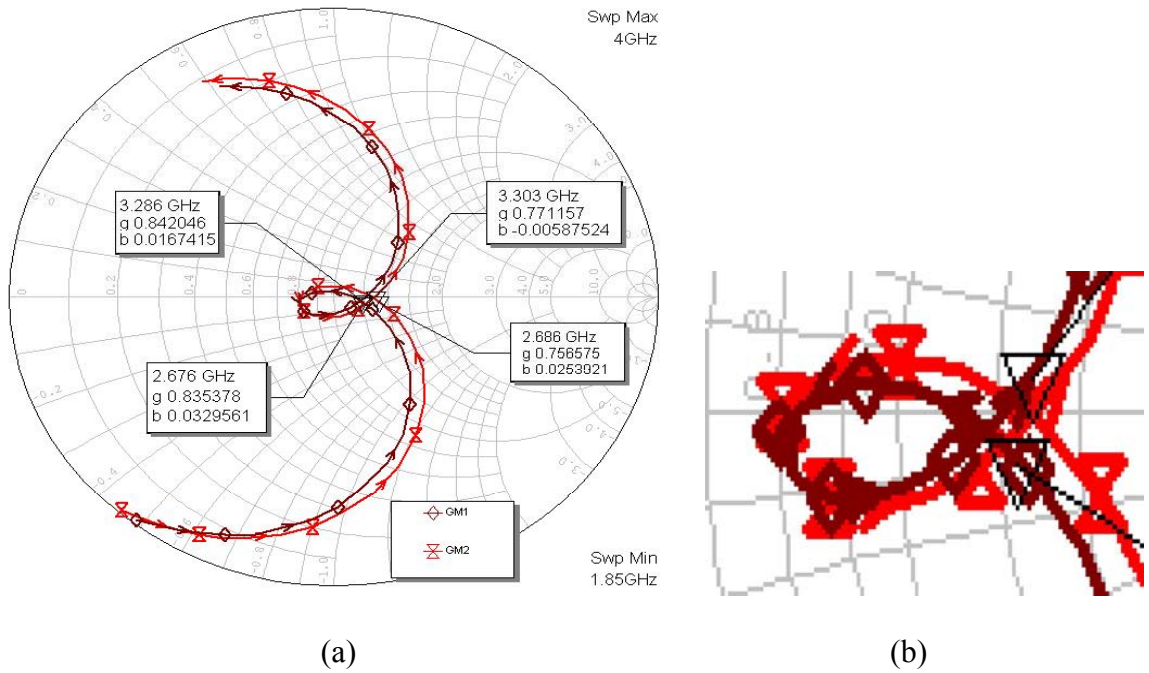


Figura 4.4 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} del amplificador de microondas de banda ancha con el transistor *NE687M13A* con frecuencia central de *3GHz* y un ancho de banda de *639 MHz*; (a) gráfica completa de todo el barrido en frecuencia; (b) detalle del amplificador en resonancia.

En la Figura 4.5, se observa el comportamiento de los parámetros S del amplificador de microondas de banda ancha diseñado con el transistor $NE687M13A$.

En la figura se puede observar que las pérdidas por regreso de entrada son menores a este valor desde $f_{min} = 2.667GHz$ (frecuencia inferior, 11.1% por abajo de la frecuencia central, 1.1% más del valor esperado); y presenta pérdidas por regreso de $-15dB$ a $f_{max} = 3.306GHz$ (frecuencia superior, 10.2% arriba de frecuencia central, 0.2% más del valor esperado), lo que resulta en un ancho de banda de 21.3% de la frecuencia central, es decir, $639MHz$, 1.3% más grande del ancho de banda esperado de $600MHz$.

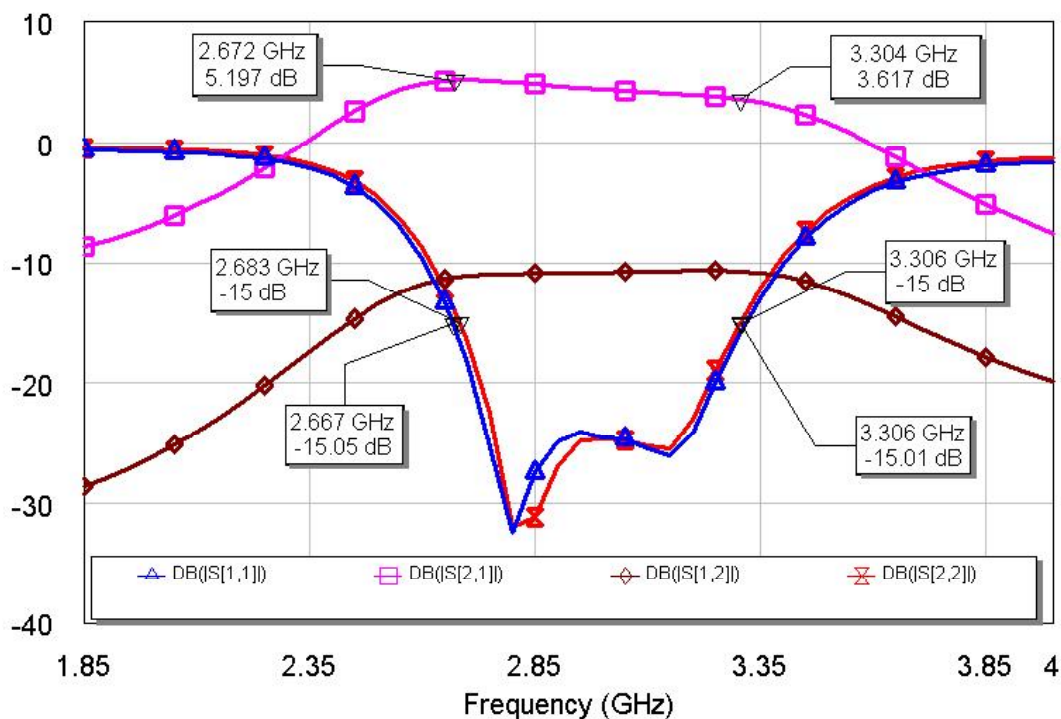


Figura 4.5 Parámetros S del amplificador de microondas de banda ancha con el transistor $NE687M13A$ con frecuencia central de $3GHz$ y un ancho de banda de $639MHz$.

Las pérdidas por regreso del puerto de salida son menores de $-15dB$ a partir de la $f_{min} = 2.683GHz$ (frecuencia inferior, 10.6% por abajo de la frecuencia central, 0.6% más del valor esperado); y presenta pérdidas por regreso menores de $-15dB$ hasta $f_{max} = 3.306GHz$ (la frecuencia superior, 10.2% arriba de frecuencia central, 0.2% más del valor esperado), lo que resulta en un ancho de banda del 20.8% de la frecuencia central, es decir, $623MHz$, 0.8% más grande del ancho de banda esperado de $600MHz$.

La Tabla 4.2 muestra el concentrado de ésta información para pérdidas por regreso de $-15dB$. En la Tabla 4.3 se presenta el mismo tipo de información cuando se toman como referencia pérdidas por regreso de $-10dB$. Un comparativo de los resultados obtenidos bajo las dos condiciones se presenta en la Tabla 4.4.

Tabla 4.2 Comportamiento de los puertos del amplificador de microondas de banda ancha con el transistor *NE687M13A* considerando pérdidas por regreso de $-15dB$.

<i>Puerto</i>	f_{min}	f_{max}	R_L	<i>BW</i>
<i>Entrada</i>	2.6672 GHz	—	$-15.05dB$	639MHz
	—	3.306GHz	$-15dB$	
<i>Salida</i>	2.683GHz	—	$-15.03dB$	623MHz
	—	3.3059GHz	$-15.01dB$	

Tabla 4.3 Comportamiento de los parámetros *S* para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor *NE687M13A* considerando pérdidas por regreso de $-10dB$.

<i>Puerto</i>	f_{min}	f_{max}	R_L	<i>BW</i>
<i>Entrada</i>	2.604GHz	—	$-10.01dB$	786MHz
	—	3.39GHz	$-10.04dB$	
<i>Salida</i>	2.618GHz	—	$-10.01dB$	771MHz
	—	3.389GHz	$-10.07dB$	

Tabla 4.4 Porcentaje de ganancia en ancho de banda para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor *NE687M13A* considerando pérdidas por regreso de $-15dB$.

<i>Puerto</i>	R_L	$\% f_{min}$	f_0	$\% f_{max}$	$\% BW$
<i>Entrada</i>	$-15dB$	11.1%	3GHz	10.2%	21.3%
<i>Salida</i>	$-15dB$	10.6%	3GHz	10.2%	20.8%
<i>Entrada</i>	$-10dB$	13.2%	3GHz	13%	26.2%
<i>Salida</i>	$-10dB$	12.7%	3GHZ	13%	25.7%

4.3.2 Diseño de un amplificador de microondas de banda grande utilizando el transistor NE02100A

Se presentan los resultados del diseño de un amplificador de 2.7 a 3.3GHz usando el transistor *NE02100A*. En la Figura 4.6, se presenta el comportamiento en frecuencia de los parámetros de estabilidad μ_1 y μ_2 . Se puede observar que el transistor es incondicionalmente estable a frecuencias superiores a 1.761GHz hasta 4GHz, puesto que para éste rango se cumple que $\mu_1 > 1$ y $\mu_2 > 2$ [3]. La gráfica en azul μ_1 muestra la estabilidad del transistor con respecto a la frecuencia en el puerto de entrada y μ_2 muestra la estabilidad en el puerto de salida.

Por otro lado, en la Figura 4.7, se muestra el circuito utilizado para la simulación del dispositivo, bajo la estructura requerida por el simulador utilizado.

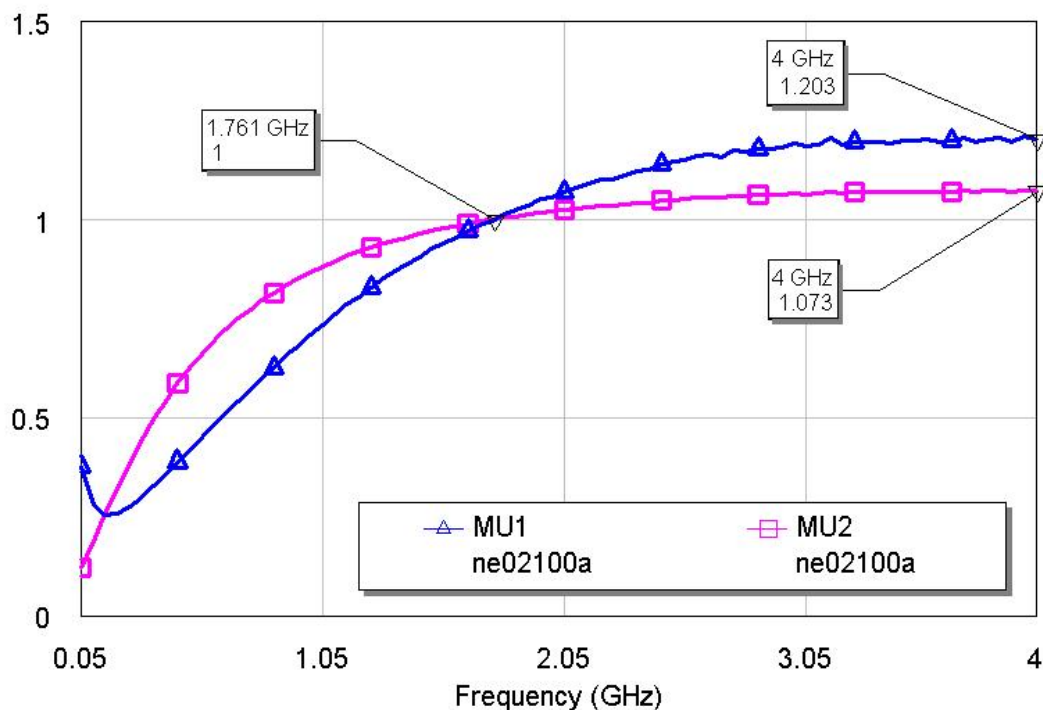


Figura 4.6 Gráficas de estabilidad medidas a la entrada y a la salida del transistor *NE02100A*.

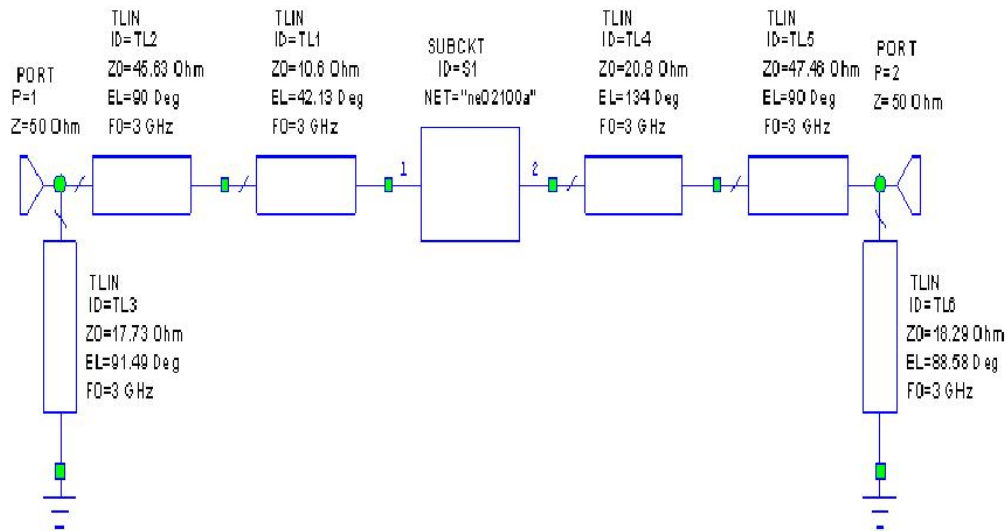


Figura 4.7 Redes de entrada y de salida del amplificador de banda ancha con el transistor *NE02100A* con frecuencia central de *3GHz* y un ancho de banda de *521MHz*.

Se puede observar que las redes de acoplamiento son redes tipo *L*, conectadas a los puertos de entrada y salida del transistor respectivamente.

Para la red de entrada, el primer elemento, justo a la entrada del amplificador es un stub en corto, identificado en la figura como la etiqueta *TL3* y tiene un valor de impedancia característica $Z_0 = 17.73\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 91.49^\circ$ a una frecuencia central $f_0 = 3GHz$.

El segundo elemento identificado como *TL2*, es un tramo de línea de transmisión $\lambda/4$ conectada en cascada con el tercer elemento, el cual tiene un valor de impedancia característica $Z_0 = 45.63\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 90^\circ$ a una frecuencia central $f_0 = 3GHz$.

El tercer elemento conectado en cascada con el puerto de entrada, identificado como *TL1* es otro tramo de línea de transmisión, el cual tiene un valor de impedancia característica $Z_0 = 10.6\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 42.16^\circ$.

La red de acoplamiento de salida es el mismo tipo, una red L , como la red de entrada, el primer elemento identificado como $TL4$, un tramo de línea de transmisión que tiene una impedancia característica $Z_0 = 20.8\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 134^\circ$.

El segundo elemento identificado como $TL5$, un tramo de línea de transmisión $\lambda/4$, el cual tiene una impedancia característica $Z_0 = 47.46\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 90^\circ$.

El tercer elemento, identificado como $TL6$, un stub en corto, tiene una impedancia característica $Z_0 = 18.29\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 88.58^\circ$. Una descripción sintetizada de la estructura del circuito se presenta en la Tabla 4.5

La Figura 4.8 permite observar el comportamiento de los coeficientes de reflexión de entrada y salida del transistor antes de ser acoplado, calculados unicamente con los datos proporcionados por el fabricante mediante un archivo tipo touchtone $S2P$.

En la Figura 4.9 se observa el comportamiento del coeficiente de reflexión de entrada y coeficiente de reflexión de salida resultantes del amplificador de banda ancha diseñado a partir de las características del transistor $NE02100A$ con frecuencia central de $f_0 = 3GHz$ y un ancho de banda de $521MHz$. En ella se puede observar que su comportamiento es similar en ambos casos al comportamiento del diodo acoplado en [9].

Tabla 4.5 Elementos que forman las redes de acoplamiento para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor $NE02100A$.

<i>Red de acoplamiento</i>	<i>Elemento</i>	<i>Longitud eléctrica</i>	<i>IMPEDANCIA</i>
<i>Red de entrada</i>	<i>Stub en corto TL3</i>	<i>91.49°</i>	<i>17.73Ω</i>
	<i>Sección de línea de transmisión λ/4 TL2</i>	<i>90°</i>	<i>45.63Ω</i>
	<i>Sección de línea de transmisión TL1</i>	<i>42.16°</i>	<i>10.60Ω</i>
<i>Red de salida</i>	<i>Stub en corto TL6</i>	<i>88.58°</i>	<i>18.29Ω</i>
	<i>Sección de línea de transmisión λ/4 TL5</i>	<i>90°</i>	<i>47.46Ω</i>
	<i>Sección de línea de transmisión TL4</i>	<i>134°</i>	<i>20.8Ω</i>

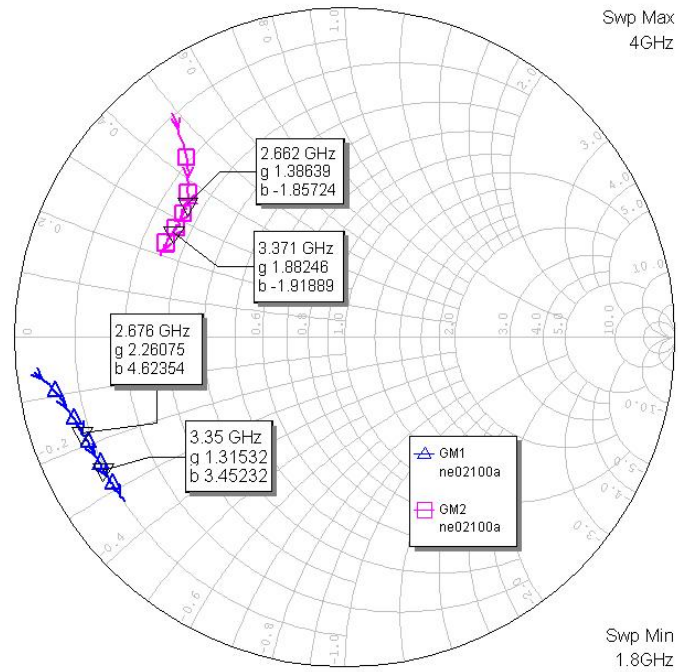


Figura 4.8 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} para el transistor *NE02100A*.

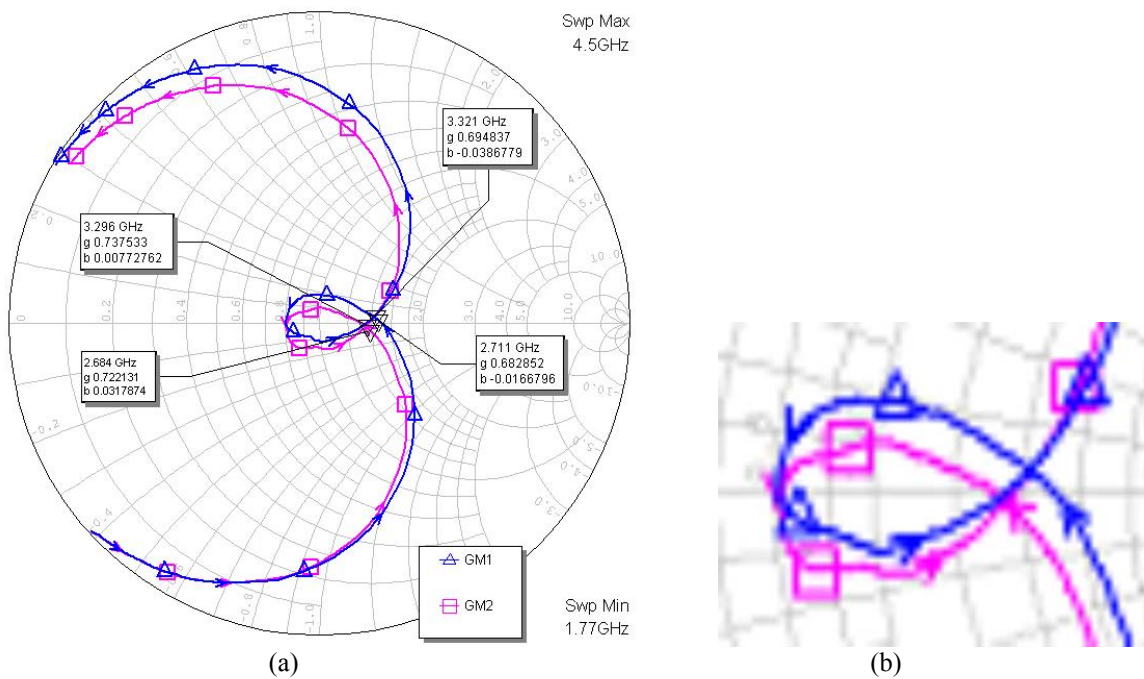


Figura 4.9 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} del amplificador de banda ancha con el transistor *NE02100A* con frecuencia central de *3GHz* y un ancho de banda de *521MHz*; (a) gráfica completa de todo el barrido en frecuencia; (b) detalle del amplificador en resonancia.

Cabe destacar que el lazo formado se encuentra cercano al centro de la carta de Smith, lo que implica un ancho de banda grande esto se puede apreciar en el acercamiento de la Figura 4.9b.

En la Figura 4.10, se observa el comportamiento de los parámetros S del amplificador de microondas de banda ancha diseñado con el transistor $NE02100A$. En la figura se puede observar que las pérdidas por regreso de entrada son menores a éste valor desde la $f_{min} = 2.7315GHz$ (frecuencia inferior, 8.95% por abajo de la frecuencia central, 1.05% menos del valor esperado), y presenta pérdidas por regreso de $-15dB$ a una $f_{max} = 3.2773GHz$ (frecuencia superior, 9.24% arriba de frecuencia central, 0.76% menos del valor esperado), lo que resulta en un ancho de banda de 17.4% de la frecuencia central, es decir, 546MHz, 2.6% más pequeño que el ancho de banda esperado de 600 MHz.

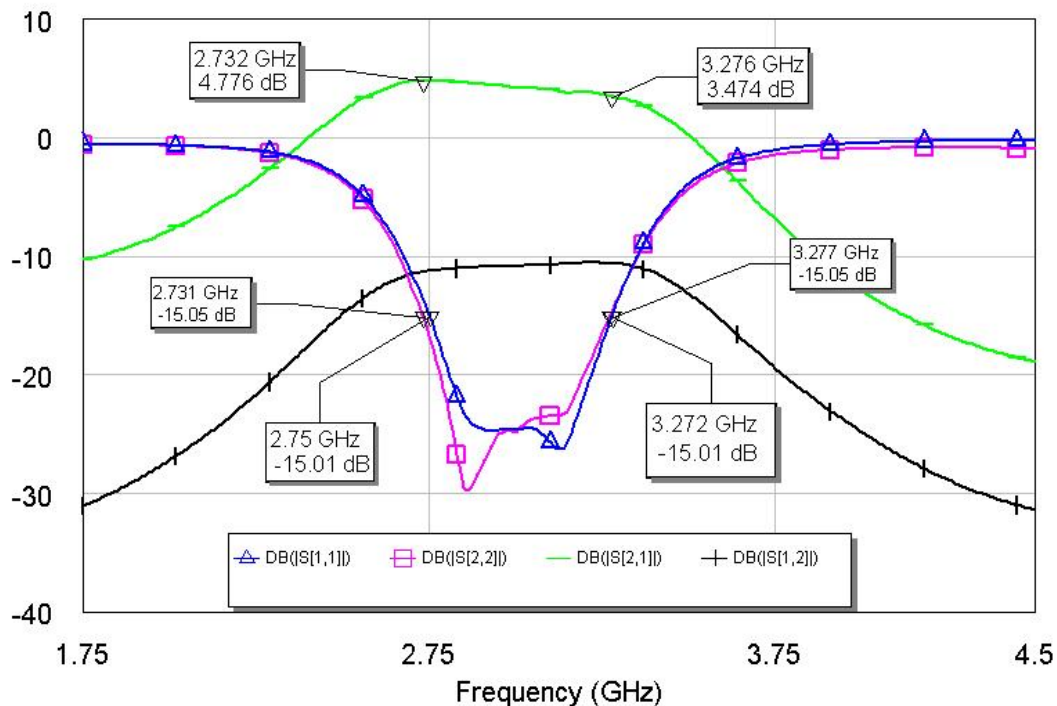


Figura 4.10 Parámetros S del amplificador de banda ancha con el transistor $NE02100A$ con frecuencia central de 3GHz y un ancho de banda de 521MHz.

Las pérdidas por regreso del puerto de salida son menores de $-15dB$ a partir de la $f_{min} = 2.75043GHz$ (frecuencia inferior, 8.32% por abajo de la frecuencia central, 1.68% menor al valor esperado); y presenta pérdidas por regreso de $-15dB$ hasta $f_{max} = 3.2718GHz$ (la frecuencia superior, 9.06% arriba de frecuencia central, 0.04% menor al valor esperado), lo que resulta en un ancho de banda del 17.4% de la frecuencia central, es decir, 521MHz, 2.6% menor al ancho de banda esperado de 600MHz.

La Tabla 4.6 muestra el concentrado de esta información para pérdidas por regreso de $-15dB$. En la Tabla 4.7 se presenta el mismo tipo de información cuando se toman como referencia pérdidas por regreso de $-10dB$. Un comparativo de los resultados obtenidos bajo las dos condiciones se presenta en la Tabla 4.8.

Tabla 4.6 Comportamiento de los parámetros S para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor $NE02100A$ considerando pérdidas por regreso de $-15dB$.

<i>Puerto</i>	f_{min}	f_{max}	R_L	BW
<i>Entrada</i>	2.7315GHz	—	-15.05dB	546MHz
	—	3.2773GHz	-15.05dB	
<i>Salida</i>	2.7504GHz	—	-15.01dB	521MHz
	—	3.2718GHz	-15.01dB	

Tabla 4.7 Comportamiento de los parámetros S para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor $NE02100A$ considerando pérdidas por regreso de $-10dB$.

<i>Puerto</i>	f_{min}	f_{max}	R_L	BW
<i>Entrada</i>	2.665 GHz	—	-10.01 dB	685 MHz
	—	3.35 GHz	-10.04 dB	
<i>Salida</i>	2.678GHz	—	-10.03 dB	674 MHz
	—	3.352GHz	-10.01 dB	

Tabla 4.8 Porcentaje de ganancia en ancho de banda para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor $NE02100A$ considerando pérdidas por regreso de $-15dB$.

<i>Puerto</i>	R_L	% f_{min}	f_0	% f_{max}	% BW
<i>Entrada</i>	-15dB	8.95%	3GHz	9.24%	18.2%
<i>Salida</i>	-15dB	8.32%	3GHz	9.06%	17.4%
<i>Entrada</i>	-10dB	11.2%	3GHz	11.7%	22.9%
<i>Salida</i>	-10dB	10.7%	3GHZ	11.7%	22.4%

4.3.3 Diseño de un amplificador de microondas de banda grande utilizando el transistor *NE685M1A*

En esta sección se presentan los resultados del diseño de un amplificador de 2.6602 a 3.3225GHz usando el transistor *NE685M1A*. En la Figura 4.11, se presenta el comportamiento en frecuencia de los parámetros de estabilidad μ_1 y μ_2 . De donde se puede observar que el transistor es incondicionalmente estable a frecuencias superiores a 1.548GHz hasta 5GHz, puesto que para éste rango se cumple que $\mu_1 > 1$ y $\mu_2 > 2$ [3].

La gráfica en rojo μ_1 muestra la estabilidad del transistor con respecto a la frecuencia en el puerto de entrada y μ_2 muestra la estabilidad en el puerto de salida.

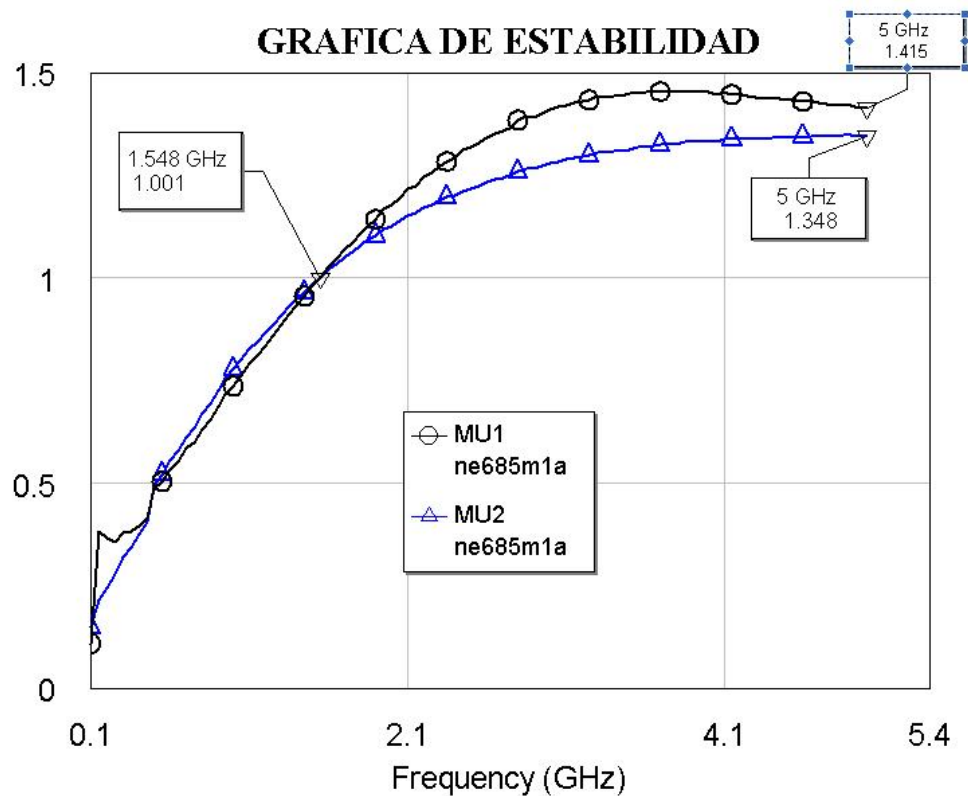


Figura 4.11 Gráfica de estabilidad para el transistor *NE685M1A*.

Por otro lado, en la Figura 4.12, se muestra el circuito utilizado para la simulación del dispositivo, bajo la estructura requerida por el simulador utilizado. Se puede observar que las redes de acoplamiento son redes tipo L , conectadas a los puertos de entrada y salida del transistor respectivamente.

Para la red de entrada, el primer elemento, justo a la entrada del amplificador es un stub en corto, identificado en la figura como la etiqueta $TL3$ y tiene un valor de impedancia característica $Z_0 = 25.19\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 88.58^\circ$.

El segundo elemento identificado como $TL2$, es un tramo de línea de transmisión $\lambda/4$ conectada en cascada con el tercer elemento, el cual tiene un valor de impedancia característica $Z_0 = 45.51\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 90^\circ$.

El tercer elemento conectado en cascada con el puerto de entrada, identificado como $TL1$ es otro tramo de línea de transmisión, el cual tiene un valor de impedancia característica $Z_0 = 28\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 94.2^\circ$.

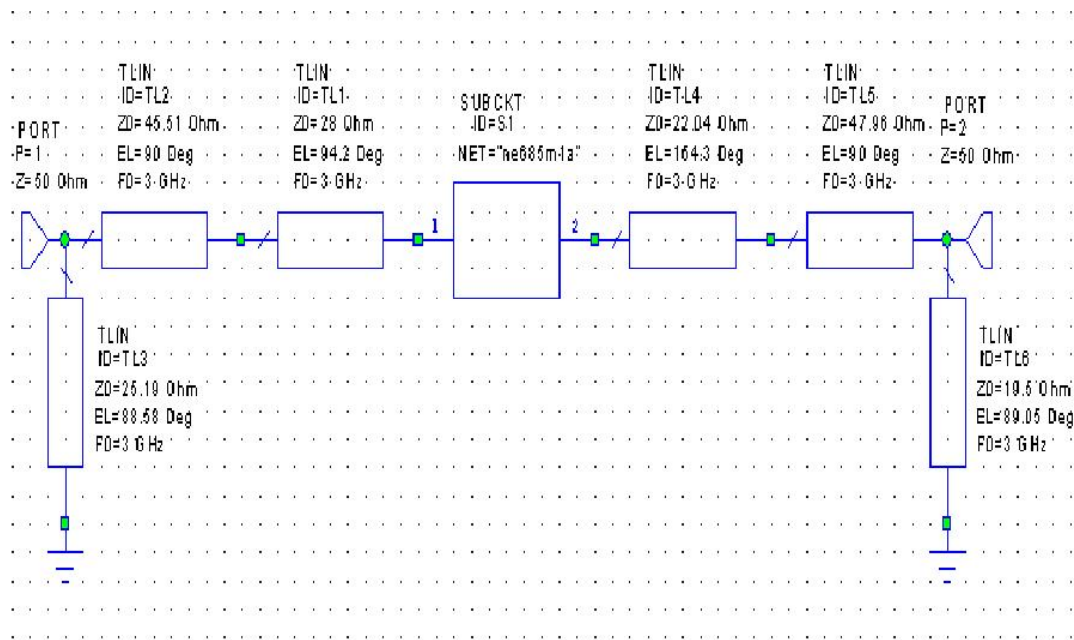


Figura 4.12 Redes de entrada y de salida del amplificador de banda ancha con el transistor $NE685M1A$ con frecuencia central de $3GHz$ y un ancho de banda de $662MHz$.

La red de acoplamiento de salida es el mismo tipo, un a red L , como la red de entrada, el primer elemento identificado como $TL4$, un tramo de línea de transmisión que tiene una impedancia característica $Z_0 = 22.04\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 154^\circ$.

El segundo elemento identificado como $TL5$, un tramo de línea de transmisión $\lambda/4$, el cual tiene una impedancia característica $Z_0 = 47.96\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 90^\circ$.

El tercer elemento, identificado como $TL6$, un stub en corto, tiene una impedancia característica $Z_0 = 19.5\Omega$, su longitud eléctrica $EL = 89.05^\circ$. Una descripción sintetizada de la estructura del circuito es presentada en la Tabla 4.9.

La Figura 4.13 es una carta de Smith que permite observar el comportamiento de los coeficientes de reflexión de entrada y salida del transistor antes de ser acoplado, calculados unicamente con los datos proporcionados por el fabricante mediante un archivo tipo touchtone $S2P$.

En la Figura 4.14 se muestra una carta de Smith donde se observa el comportamiento del coeficiente de reflexión de entrada y coeficiente de reflexión de salida resultantes del amplificador de banda ancha diseñado a partir de las caracteriaticas del transistor $NE685M1A$ con frecuencia central $f_0 = 3GHz$ y ancho de banda de $662MHz$.

Tabla 4.9 Elementos que forman las redes de acoplamiento para el amplificador de microondas de banda ancha con el transistor $NE685M1A$.

<i>Red de acoplamiento</i>	<i>Elemento</i>	<i>Longitud eléctrica</i>	<i>impedancia</i>
<i>Red de entrada</i>	<i>Stub en corto TL3</i>	88.58°	25.19Ω
	<i>Sección de línea de transmisión $\lambda/4$ TL2</i>	90°	45.51Ω
	<i>Sección de línea de transmisión TL1</i>	94.2°	28Ω
<i>Red de salida</i>	<i>Stub en corto TL6</i>	89.05°	19.5Ω
	<i>Sección de línea de transmisión $\lambda/4$ TL5</i>	90°	47.96Ω
	<i>Sección de línea de transmisión TL4</i>	154.3°	22.04Ω

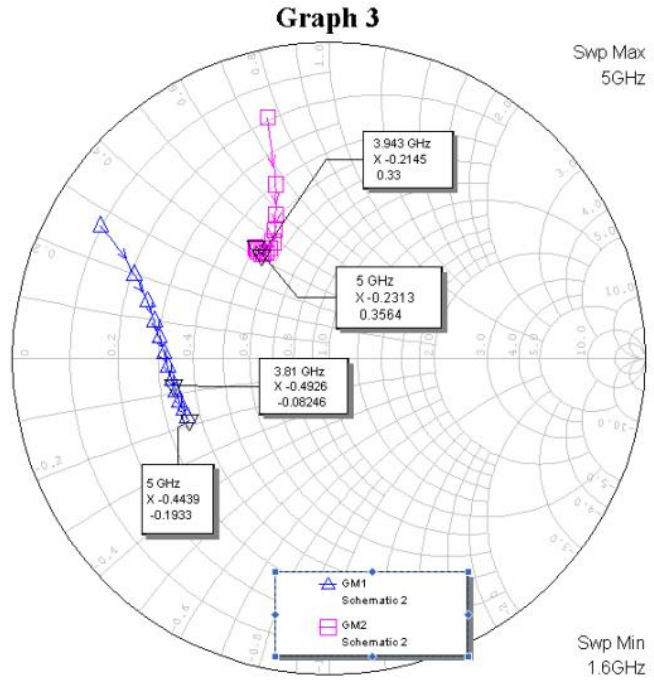


Figura 4.13 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} para el transistor.

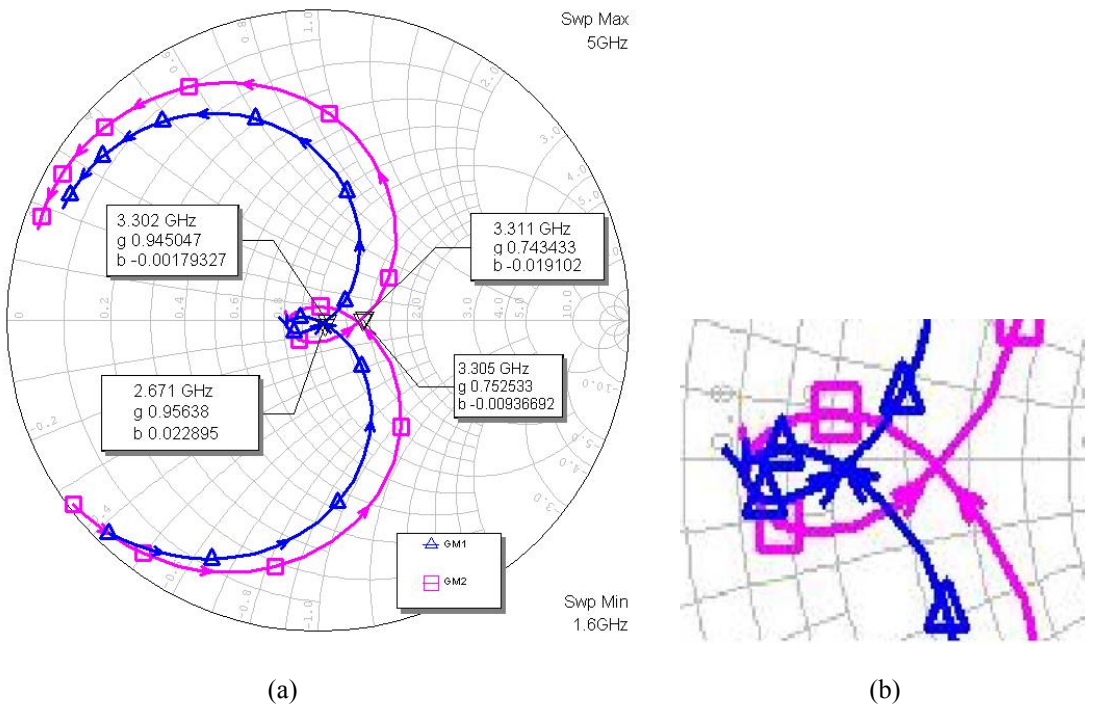


Figura 4.14 Coeficientes de reflexión de entrada Γ_{M1} y de salida Γ_{M2} del amplificador de banda ancha con el transistor *NE685M1A* con frecuencia central de *3GHz* y un ancho de banda de *662MHz*; (a) gráfica completa de todo el barrido en frecuencia; (b) detalle del amplificador en resonancia.

En ella se puede observar que su comportamiento es similar en ambos casos al comportamiento del diodo acoplado en [9]. Cabe destacar que el lazo formado se encuentra cercano al centro de la carta de Smith, lo que implica un ancho de banda grande, ésto se puede apreciar en el acercamiento de la Figura 4.14b.

En la Figura 4.15 se observa el comportamiento de los parámetros S del amplificador de microondas de banda ancha diseñado con el transistor $NE685M1A$. Se puede observar que las pérdidas por regreso de entrada son menores a -15dB desde la $f_{min} = 2.5999\text{GHz}$ (frecuencia inferior, 13.3% por abajo de la frecuencia central, 3.3% más del valor esperado), y presenta pérdidas por regreso de -15dB a una $f_{max} = 3.375\text{GHz}$ (frecuencia superior, 12.5% arriba de frecuencia central, 2.5% más del valor esperado), lo que resulta en un ancho de banda de 25.8% de la frecuencia central, es decir, 775MHz , 5.8% más grande que el ancho de banda esperado de 600MHz .

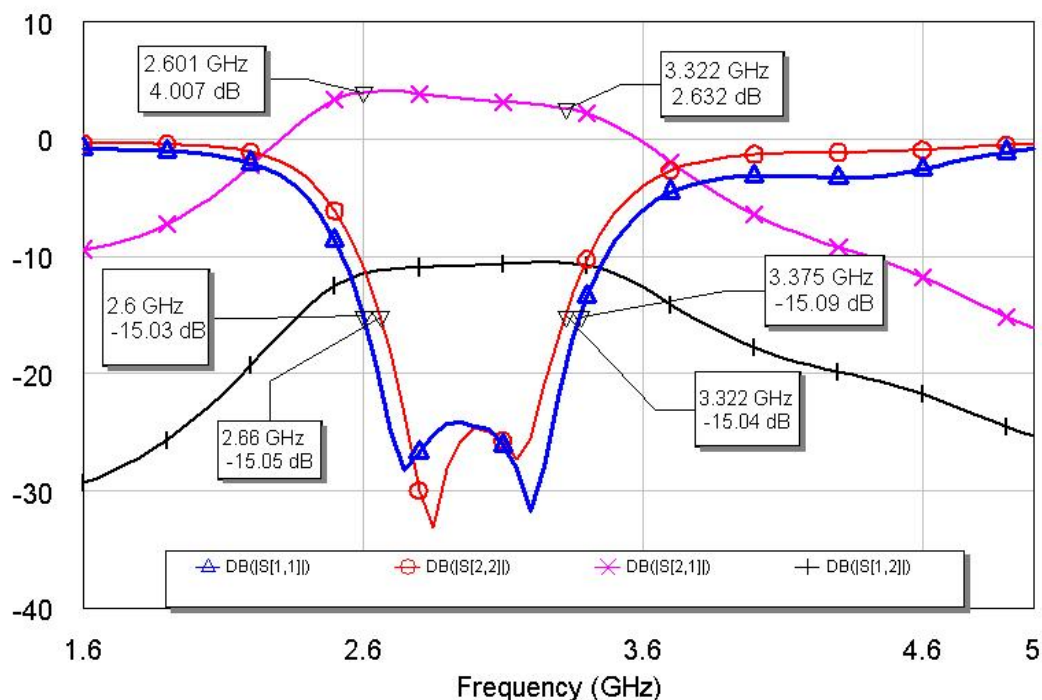


Figura 4.15 Parámetros S del amplificador de banda ancha con el transistor $NE685M1A$ con frecuencia central de 3GHz y un ancho de banda de 662MHz .

Las pérdidas por regreso del puerto de salida son menores de $-15dB$ a partir de la $f_{min} = 2.6602GHz$ (frecuencia inferior, 11.3% por abajo de la frecuencia central, 1.3% más del valor esperado), y presenta pérdidas por regreso de $-15dB$ hasta $f_{max} = 3.3225GHz$ (frecuencia superior, 10.8% arriba de frecuencia central, $.8\%$ más del valor esperado), lo que resulta en un ancho de banda del 22.1% de la frecuencia central, es decir, $662MHz$, 2.1% más del ancho de banda esperado de $600MHz$.

La Tabla 4.10 muestra el concentrado de ésta información para pérdidas por regreso de $-15dB$. En la Tabla 4.11 se presenta el mismo tipo de información cuando se toman como referencia pérdidas por regreso de $-10dB$. Un comparativo de los resultados obtenidos bajo las dos condiciones se presenta en la Tabla 4.12.

Tabla 4.10 Comportamiento de los parámetros S , para el amplificador de microondas de banda ancha, con el transistor $NE685M1A$, considerando pérdidas por regreso de $-15dB$.

<i>Puerto</i>	f_{min}	f_{max}	R_L	BW
<i>Entrada</i>	2.5999GHz	—	-15.03dB	775MHz
	—	3.375GHz	-15.09dB	
<i>Salida</i>	2.6602GHz	—	-15.05dB	662MHz
	—	3.3225GHz	-15.04dB	

Tabla 4.11 Comportamiento de los parámetros S , para el amplificador de microondas de banda ancha, con el transistor $NE685M1A$, considerando pérdidas por regreso de $-10dB$.

<i>Puerto</i>	f_{min}	f_{max}	R_L	BW
<i>Entrada</i>	2.527GHz	—	-10.04dB	941MHz
	—	3.468GHz	-10.06dB	
<i>Salida</i>	2.584GHz	—	-10.06dB	818MHz
	—	3.402GHz	-10.21dB	

Tabla 4.12 Porcentaje de ganancia en ancho de banda, para el amplificador de microondas de banda ancha, con el transistor $NE685M1A$, considerando pérdidas por regreso de $-15dB$ y de $-10dB$.

<i>Puerto</i>	R_L	$\% f_{min}$	f_0	$\% f_{max}$	$\% BW$
<i>Entrada</i>	-15dB	13.3%	3GHz	12.5%	25.8%
<i>Salida</i>	-15dB	11.3%	3GHz	10.8%	22.1%
<i>Entrada</i>	-10dB	15.8%	3GHz	15.6%	31.4%
<i>Salida</i>	-10dB	13.9%	3GHz	13.4%	27.3%

Capítulo 5

Conclusiones

En este trabajo de tesis se presenta una metodología para el diseño de amplificadores de banda ancha. Con ella se logró el diseño y simulación de tres amplificadores de microondas cuyo ancho de banda es mayor al 20% de su frecuencia central de diseño.

Se desarrollo una herramienta de software en Matlab con una interfaz gráfica que facilita la aplicación de la metodología. Con ella se automatiza el cálculo de las redes y se optimiza su selección.

La metodología de diseño que se presenta es para un dispositivo de dos puertos y se obtuvo a partir de los resultados presentados para un dispositivo de un puerto.

Para el diseño de un amplificador de microondas de banda amplia con la metodología presentada se requiere que el transistor sea estable en un rango de frecuencias amplio además de que el comportamiento de sus parámetros S muestre una baja dispersión, por lo que esta metodología es aplicable a transistores con baja dispersión.

Se propone que para futuros trabajos se investigue la posible aplicación del concepto de resonancia en el diseño de amplificadores de bandas concurrentes o se extienda esta metodología a amplificadores de banda ancha de mas de una etapa.

Apéndice A

Deducción de las ecuaciones 3.4 y 3.5

Para despejar la impedancia de la carga, la suma inversa de las impedancias de la ecuación 3.2 se multiplica en ambos lados de la ecuación obteniéndose la ecuación 3.2a.

$$\Gamma_s^0 = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \quad (3.2)$$

$$\Gamma_s^0 (Z_s + Z_0) = Z_s - Z_0 \quad (3.2a)$$

Se multiplica el coeficiente de reflexión Γ_s^0 cada uno de los términos de impedancia.

$$\Gamma_s^0 Z_s - \Gamma_s^0 Z_s = -Z_s - Z_0 \quad (3.2b)$$

Se agrupan todos los términos que contienen a Z_s en un solo lado de la ecuación 3.2b.

$$\Gamma_s^0 Z_s - Z_s = -Z_0 - \Gamma_s^0 Z_0 \quad (3.2c)$$

En la ecuación 3.2c se factoriza de un lado de la ecuación el término Z_s y del otro lado a Z_0 .

$$(\Gamma_s^0 - 1)Z_s = -Z_0(1 + \Gamma_s^0) \quad (3.2d)$$

De la ecuación 3.2d se despeja Z_s dividiendo ambos lados de la ecuación por el factor que multiplicar a Z_s .

$$Z_s = -Z_0 \frac{(1 + \Gamma_s^0)}{(\Gamma_s^0 - 1)} \quad (3.2e)$$

En la ecuación 3.2e el signo negativo que fue factorizado se multiplica en el denominador.

$$Z_s = Z_0 \frac{(1 + \Gamma_s^0)}{(1 - \Gamma_s^0)} \quad (3.4)$$

Con la ecuación 3.4 se tiene la impedancia de la carga en función del coeficiente de reflexión a la entrada de la línea de carga.

Para obtener la ecuación 3.5 se procede de la misma manera pero trabajando para Γ_s^l .

Apéndice B

Deducción de las ecuaciones 3.7 y 3.8

La relación entre el coeficiente de reflexión a la entrada y a la salida de la línea de carga se puede encontrar igualando las ecuaciones 3.4 y 3.5.

$$Z_s = Z_0 \frac{(1 + \Gamma_s^0)}{(1 - \Gamma_s^0)} \quad (3.4)$$

$$Z_s = Z_1 \frac{(1 + \Gamma_s^1)}{(1 - \Gamma_s^1)} \quad (3.5)$$

Al igualar ambas expresiones se obtiene la ecuación 3.6

$$Z_0 \frac{(1 + \Gamma_s^0)}{(1 - \Gamma_s^0)} = Z_1 \frac{(1 + \Gamma_s^1)}{(1 - \Gamma_s^1)} \quad (3.6)$$

A partir de la ecuación 3.6 se pueden obtener dos relaciones, una para Γ_s^0 en función de Γ_s^1 y otra expresión para Γ_s^1 en función de Γ_s^0 .

Comenzando por obtener la función para Γ_s^1 en la ecuación 3.6 se multiplican ambos lados de la ecuación por los respectivos denominadores de ambos lados de la ecuación como se aprecia en la ecuación 3.6a.

$$\frac{Z_0 (1 + \Gamma_s^0)(1 - \Gamma_s^1)(1 - \Gamma_s^0)}{(1 - \Gamma_s^0)} = \frac{Z_1 (1 + \Gamma_s^1)(1 - \Gamma_s^1)(1 - \Gamma_s^0)}{(1 - \Gamma_s^1)} \quad (3.6a)$$

En la ecuación 3.6a se observa que puede ser simplificada como la ecuación 3.6b, eliminando factores comunes.

$$Z_0 (1 + \Gamma_s^0)(1 - \Gamma_s^1) = Z_1 (1 + \Gamma_s^1)(1 - \Gamma_s^0) \quad (3.6b)$$

Se desarrollan todos los productos de ambos lados de la ecuación 3.6b.

$$(Z_0 + Z_0\Gamma_S^0)(1 - \Gamma_S^1) = (Z_1 + Z_1\Gamma_S^1)(1 - \Gamma_S^0)$$

$$Z_0 - Z_0\Gamma_S^1 + Z_0\Gamma_S^0 - Z_0\Gamma_S^1\Gamma_S^1 = Z_1 + Z_1\Gamma_S^1 - Z_1\Gamma_S^0 - Z_1\Gamma_S^0\Gamma_S^1 \quad (3.6c)$$

Se agrupan los términos semejantes de cada lado de la ecuación 3.6c.

$$Z_0 + Z_0\Gamma_S^0 - Z_0\Gamma_S^1 - Z_0\Gamma_S^0\Gamma_S^1 = Z_1 + Z_1\Gamma_S^0 - Z_1\Gamma_S^1 - Z_1\Gamma_S^0\Gamma_S^1 \quad (3.6d)$$

Se factorizan términos semejantes de la ecuación 3.6d.

$$Z_0(1 + \Gamma_S^0) - Z_0(1 + \Gamma_S^0)\Gamma_S^1 = Z_1(1 - \Gamma_S^0) + Z_1(1 - \Gamma_S^0)\Gamma_S^1 \quad (3.6e)$$

De la ecuación 3.6e se agrupan de un solo lado de la ecuación todos los términos que contienen a Γ_S^1 .

$$Z_0(1 + \Gamma_S^0) - Z_1(1 - \Gamma_S^0) = Z_1(1 - \Gamma_S^0)\Gamma_S^1 + Z_0(1 + \Gamma_S^0)\Gamma_S^1 \quad (3.6f)$$

De la ecuación 3.6f se factorizan los términos que contienen a Γ_S^1 .

$$Z_0(1 + \Gamma_S^0) - Z_1(1 - \Gamma_S^0) = [Z_1(1 - \Gamma_S^0) + Z_0(1 + \Gamma_S^0)]\Gamma_S^1 \quad (3.6g)$$

De la ecuación 3.6g se despeja Γ_S^1 .

$$\Gamma_S^1 = \frac{Z_0(1 + \Gamma_S^0) - Z_1(1 - \Gamma_S^0)}{Z_1(1 - \Gamma_S^0) + Z_0(1 + \Gamma_S^0)} \quad (3.6h)$$

Para simplificar la ecuación 3.6h y agrupar los términos que contienen a Γ_S^0 se desarrollan los productos en el numerador y en el denominador.

$$\Gamma_S^1 = \frac{Z_0 + Z_0\Gamma_S^0 - Z_1 + Z_1\Gamma_S^0}{Z_1 - Z_1\Gamma_S^0 + Z_0 + Z_0\Gamma_S^0} \quad (3.6i)$$

En la ecuación 3.6i se agrupan los términos semejantes de Γ_S^0 como se observa en la ecuación 3.6j.

$$\Gamma_S^1 = \frac{(Z_0 - Z_1) + (Z_0 + Z_1)\Gamma_S^0}{(Z_0 + Z_1) + (Z_0 - Z_1)\Gamma_S^0} \quad (3.6j)$$

En la ecuación 3.6j, el binomio $Z_0 + Z_1$ se puede factorizar en el numerador y en el denominador.

$$\Gamma_S^1 = \frac{\frac{Z_0 - Z_1}{Z_0 + Z_1} + \Gamma_S^0}{1 + \frac{Z_0 - Z_1}{Z_0 + Z_1} \Gamma_S^0} \quad (3.6k)$$

En la ecuación 3.6k el factor Γ_{01} cuyo equivalente es representado por la ecuación 3.8, se sustituye en la ecuación 3.6k y se obtiene la ecuación 3.7.

$$\Gamma_S^1 = \frac{\Gamma_{01} + \Gamma_S^0}{1 + \Gamma_{01} \Gamma_S^0} \quad (3.7)$$

Bibliografía

- [1] MC.Daniel Hernandez Balbuena, “Notas del curso de Ingeniería en microondas de la Especialidad en Telecomunicaciones”, UABC, Facultad de Ingeniería.
- [2] Ángela Coves, Tomás Martínez, Germán Torregosa, Alberto Rodriguez, Enrique Bronchalo, “Diseño y realización práctica de filtros de microondas para laboratorios docentes”, División de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad Miguel Hernández de Elche.
- [3] Guillermo Gonzalez, “Microwave Transistor Amplifiers, Analisis and Design”, Second Edition
- [4] The Staff of the Microwave Training Institute; “Microwaves made simple; Principles and applications”; Edited by W. Stephen Cheung and Frederic H. Levien; 1985
- [5] Emilio Jose Barrios Acosta, Mario Enrique Rubianogroot Saladen; Tesis “Circuitos demostrativos y tutorial para el diseño y construcción de circuitos de RF”; Pontificia Universidad Javeriana.
- [6] Donald B. Estreich, Member IEEE; “A monolithic Wide-Band GaAs IC Amplifier”; IEEE Journal of Solid-state circuits, Vol. SC-17, No. 6, December 1982.
- [7] MC.Daniel Hernandez Balbuena; Tesis: “Diseño y construcción con tecnología coplanar de un preamplificador de bajo ruido en la banda de 36 a 40GHz de telecomunicaciones”; CICESE, División de Física Aplicada”
- [8] Carlos Naranjo; “Redes transformadoras de impedancia”, Informe de laboratorio de alta frecuencia; ESCUELA POLITECNICA NACIONAL (QUITO - ECUADOR), carlosn29@yahoo.com
- [9] Hewlett Packard, “Impedance Matching Techniques for Mixers and Detectors”, Application Note 963.
- [10] Nery Vela, Rodolfo; “Líneas de transmisión”; Ed. Mc GrawHill 1999, ISBN 970-10-2546-6
- [11] Charles I. Hubert, “Circuitos Eléctricos CA/CC, enfoque integrado”, ISBN 968-451-492-1, Ed. McGraw-Hill.

- [12] Kimberley W. Eccleston, Member, IEEE, Teaching Microwave Amplifier Design at the Undergraduate Level, IEEE Transactions on Education, Vol. 47, No 1, February 2004.
- [13] Les Besser, "RF/MW Amplifier Design", Besser Associates, Los Altos, California.
- [14] Les Besser, Rex Frobenius, "Available Gain Amplifier Design", Besser Associates, Los Altos, California.
- [15] Les Besser and Rex Frobenius, "RF/Microwave Amplifier Design", Besser Associates, Los Altos, California.
- [16] B.M. Frank, A.P. Freundorfer, and Y.M.M. Antar, "CMOS Amplifiers for Microwave Communications"
- [17] K. Krishnamurthy, S.I. Long, M.J.W. Rodwell, "Cascode-Delay. Matched Distributed amplifiers for efficient broadband microwave power amplification", Department of Electrical and Computer Engineering, University of California, Santa Barbara, C.A.
- [19] Bok-Hyung Lee, Dan An, Mun-Kyo Lee, Byeong-Ok Lim, Sam-Dong Kim, and Jin-Koo Rhee, Member, IEEE, "Two-Stage Broadband High-Gain W-Band Amplifier Using 0.1- μm Metamorphic HEMT Technology, IEEE Electron device letters, Vol. 25, No. 12, December 2004.
- [20] Eric Kerherve, Pierre Jarry, and Perre-Marie Martin, "Design of Broad-Band Matching Network with Lossy Junctions Using the Real-Frequency Technique", IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, Vol. 46, No. 3. March 1998.
- [21] Sanjay B. Moghe, Member, IEEE, Horng-Jye Sun, Thomas Andrade, Charles C. Huang, Member, IEEE, and R. Goyal. "A monolithic Direct-Coupled GaAs IC Amplifier with 12 GHz Bandwidth", IEEE Transactions on microwave Theory and Techniques, Vol. 32, December 1984.
- [22] Y. Tajima, T. Tsukkij†, R. Mozzi, L. Hanes, B. Wrona; "X, Ku-Band GaAs Monolithic Amplifier"; Research Divison, Raytheon Company, 131 Spring Street; Lexington, Massachusetts 02173. Reprinted from IEEE MTT-S Int, Microwave Symp. Dig., 1982, pp.476-478.