



Universidad Tecnológica De La Mixteca

“Diseño de un amplificador de bajo ruido para aplicaciones de comunicaciones inalámbricas”

INSTITUTO DE ELECTRÓNICA Y COMPUTACIÓN

Tesis

Que para obtener el título de:

INGENIERO EN ELECTRÓNICA

Presenta:

Noé Rodríguez Jiménez

Asesor:

M.C. Fermín H. Ramírez Leyva

Huajuapán de León, Oax.

Noviembre de 2001

RESUMEN

En la última década los cambios en las comunicaciones por medio de radio enlaces se han incrementado de manera significativa a través de los requerimientos de la sociedad que cada vez exige de sistemas más eficientes que le permitan comunicarse por medio de dispositivos inalámbricos capaces de mantener un enlace por más tiempo, más lejos y con la mejor claridad posible. La necesidad de dispositivos de estas características permiten el diseño de nuevos sistemas complejos de microondas todos con la finalidad de poder satisfacer la principal característica que se busca de los sistemas inalámbricos, la libertad. Este trabajo presenta el diseño de una de las partes más importantes de los sistemas inalámbricos la cual representa el primer nivel de amplificación de la señal recibida por el sistema de antena, el amplificador de bajo ruido (por sus siglas en ingles Low Noise Amplifier) LNA. Con este trabajo se pretende el diseño de un LNA particularmente para aplicaciones de comunicaciones inalámbricas presentando una metodología para el diseño tomando los requerimientos más importantes para lograrlo.

CONTENIDO

RESUMEN	4
CONTENIDO	5
LISTA DE FIGURAS	7
	10
PRÓLOGO	
CAPÍTULO 1	11
1.1 Antecedentes	11
1.2 Objetivo	11
1.3 Justificación	12
1.4 Circuitos Activos de Microondas	12
1.4.1 Ruido en los Sistemas de Microondas	13
1.4.2 Rango Dinámico y Fuentes de Ruido	13
1.4.3 Figura de Ruido	14
1.4.4 Productos de Inter Modulación	15
1.5 Amplificadores de Estado Sólido para Microondas	16
1.5.1 Características de los Amplificadores	16
1.5.2 Tipos de Amplificadores de Estados Sólido para Microondas	18
1.6 Transistores Bipolares	19
1.6.1 Polarizado de los Transistores Bipolares	20
1.6.2 Configuraciones de los Transistores como Amplificadores	21
1.6.3 Acoplo de Transistores Bipolares	22
1.7 Microcintas	23
1.8 Introducción al Software Microwave Office	25

CAPÍTULO 2 AMPLIFICADOR PARA MICROONDAS	29
2.1 Líneas de Transmisión	30
2.1.1 Impedancia Característica Z_0	30
2.2.1 Coeficiente de Reflexión Γ	32
2.2 Matriz de Parámetros S	33
2.3 Ecuaciones de Potencia y Ganancia para una Red Activa de dos Puertos	36
2.3.1 Ganancia de Potencia	37
2.3.2 Ganancia de Transductor	38
2.3.2.1 Máxima Ganancia Unilateral de Transductor	39
2.3.3 Ganancia de Potencia Disponible	39
2.3.3.1 Máxima Ganancia de Potencia Disponible con el uso de Impedancias Conjugadas	40
CAPÍTULO 3 DISEÑO	41
3.1 Definición de los Parámetros Importantes	41
3.2 Selección del Dispositivo	42
3.3 Características del Transistor BFG425W	43
3.4 Análisis de Estabilidad	46
3.5 Circuito de Polarización	48
3.6 Redes de Acoplo	51
3.6.1 Red de Acoplo de Entrada	55
3.6.2 Red de Acoplo de Salida	57
3.6.3 Cálculo de la Red de acoplo con Microcintas	59
3.6.4 Implementación y Pruebas	61
3.7 Optimización	66
3.8 Ruido del Sistema	72

CAPÍTULO 4 IMPLEMENTACIÓN EN LAYOUT	75
4.1 Implementación	75
4.2 Optimización	77
CAPÍTULO 5 RESULTADOS Y CONCLUSIONES	80
5.1 Resultados	80
5.2 Conclusiones	81
5.3 Líneas futuras de Diseño	82
BIBLIOGRAFÍA	83
ANEXO A	85
ANEXO B	87
ANEXO C	88
ANEXO D	95

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Rango Dinámico	13
Figura 1.2 Circuitos de polarización de BJT's	20
Figura 1.3 Amplificador Emisor Común	22
Figura 1.4 Microcintas	24
Figura 1.5 Administrador de Proyectos	26
Figura 1.6 Visualizador de Elementos y Editor de Layout	27
Figura 2.1 Representación de la inductancia y capacitancia en una línea de Transmisión.	30
Figura 2.2 Corrientes y Voltajes en una Línea de Transmisión.	31
Figura 2.3 Red de Dos Puertos.	34
Figura 2.4 Redes de Acoplo.	36
Figura 3.1 Parámetros S_{11} y S_{22} en carta de Smith.	45
Figura 3.2 Parámetros S_{21} y S_{12} en dB.	45
Figura 3.3 Subcircuito del BFG425W.	47
Figura 3.4 Estabilidad del BFG425W.	47
Figura 3.5 Circuito de Polarización.	48
Figura 3.6 Estabilidad Mejorada.	50
Figura 3.7 Etapas de Acoplo.	51
Figura 3.8 Coeficientes de Reflexión.	53
Figura 3.9 Topología de Acoplo.	54
Figura 3.10 Procedimiento para Acoplo de entrada.	55
Figura 3.11 Procedimiento para Acoplo de salida.	58
Figura 3.12 Herramienta TxLine.	59
Figura 3.13 Cálculo del Ancho de Pista.	61
Figura 3.14 Implementación del Circuito.	62
Figura 3.15 Estabilidad del Circuito Implementado.	63
Figura 3.16 Coeficientes de Reflexión del Circuito.	64
Figura 3.17 VSWR del Circuito.	65

Figura 3.18 Ganancias del Circuito.	65
Figura 3.19 Herramienta “Tune” .	67
Figura 3.20 Sintonizador.	68
Figura 3.21 Estabilidad Optimizada.	69
Figura 3.22 Coeficientes de Reflexión Optimizados.	69
Figura 3.23 Ganancias Optimizadas.	70
Figura 3.24 VSWR Optimizado de entrada y salida.	70
Figura 3.25 Parámetros S Optimizados.	71
Figura 3.26 Circuito Optimizado.	71
Figura 3.27 Figura de Ruido.	73
Figura 3.28 Ganancias máximas de potencia y disponibles.	74
Figura 4.1 Circuito con conversores de tamaño.	76
Figura 4.2 Coeficientes de reflexión del circuito modificado.	77
Figura 4.3 Coeficientes de reflexión finales.	78
Figura 4.4 Circuito completo.	78
Figura 4.5 Layout del Circuito.	79

PRÓLOGO

La mayoría de las investigaciones realizadas en el campo de las comunicaciones inalámbricas, específicamente en los sistemas de recepción, en México son poco explotadas, principalmente la rama de los sistemas de las comunicaciones personales, es decir, los avances provienen de investigaciones hechas en el extranjero, lo cual representa un gran costo, no solo para las compañías que se dedican al desarrollo de nuevos sistemas, si no para los usuarios de estos sistemas.

La gran demanda de los sistemas inalámbricos hoy en día responde al crecimiento masivo de la población con la necesidad de comunicarse, esta demanda se ve reflejada en la necesidad de nuevos sistemas, sistemas más robustos en el sentido de la respuesta que ellos tienen a diversos tipos de factores externos, tales sistemas deben de responder a dichas exigencias.

Uno de los factores externos que han motivado su crecimiento es el hecho de que las personas demandan cada vez más estos sistemas. Las frecuencias en las que operan deben ser cada vez más precisas ya que su asignación, regida por la FCC (por sus siglas en inglés Federal Communications Comision), para las comunicaciones personales ya no puede ser reasignada para operar con un ancho de banda más grande y así evitar la interferencia entre frecuencias de la misma banda.

Esta necesidad inherente de las bandas de frecuencia causa que los sistemas requieran de una sensibilidad mayor atendiendo a su canal de operación. El estándar de transmisión para las comunicaciones inalámbricas propuesto por la FCC establece que la potencia máxima de transmisión debe ser menor a un cuarto de watt, para que esta no interfiera con otros sistemas y para que no dañe a los seres humanos por lo cual los sistemas celulares para una operación más óptima y un menor costo requieren de receptores con una mayor cobertura con el menor número de células, lo cual es posible lograrlo con el aumento de la sensibilidad de los receptores.

Esta sensibilidad se logra con el desarrollo de nuevas metodologías que respondan que cubran las necesidades y con la mejora de los sistemas de recepción actuales.

CAPÍTULO 1

1.1 ANTECEDENTES

Hace apenas algunos años durante la conferencia de las comunicaciones inalámbricas en 1997 [1], cuando Kari-Pekka Estola del instituto de investigación de Nokia en Finlandia propuso por primera vez el MODEM de rango adaptable para celulares, y Jeff Durec de Motorola, presento la descripción de un circuito integrado transmisor de silicio para aplicaciones de 900MHz para teléfonos inalámbricos.

A partir de ese momento las investigaciones empiezan en relación a las nuevas tecnologías y los nuevos modelos de transistores para el desarrollo de nuevos dispositivos.

Desde entonces hasta ahora el desarrollo de nuevas tecnologías inalámbricas han estado confinadas a los departamentos militares o a compañías con inversiones muy grandes principalmente de los Estados Unidos. Actualmente las funciones de las tecnologías inalámbricas siguen cambiando, en este momento por ejemplo se cuenta con la tercera generación de teléfonos inalámbricos capaces de entregar información de Internet, correo electrónico y la facilidad de cambiar de célula en donde quiera que se encuentren.

1.2 OBJETIVO

El objetivo de este trabajo de tesis es desarrollar una metodología para el diseño de amplificadores de bajo ruido LNA's para aplicaciones de comunicaciones inalámbricas por medio del diseño teórico de un LNA, cuyo funcionamiento será simulado haciendo uso del software de simulación para circuitos de microondas Microwave Office (MWO).

1.3 JUSTIFICACIÓN

La razón por la cual se llevó a cabo este trabajo de Tesis es para aportar una investigación que permita la comprensión de la forma en la cual se diseñan los nuevos sistemas de comunicaciones, de tal manera que sirva como el inicio de una línea de investigación dentro de la Universidad Tecnológica de la Mixteca (UTM) y en un futuro estar en condiciones de hacer aportaciones que sean capaces de competir en la gran carrera que existe en las comunicaciones inalámbricas, por llevar el liderazgo de aportaciones e innovaciones en la rama de las comunicaciones personales. Debido a la gran demanda de investigaciones y de nuevos diseños, las aportaciones que este trabajo ofrece, sirven como una metodología del diseño de los amplificadores de bajo ruido y para sistemas que amplifiquen y que involucren frecuencias de RF y microondas.

1.4 CIRCUITOS ACTIVOS DE MICROONDAS

Los componentes y dispositivos de los cuales están conformados los sistemas de microondas son fundamentalmente componentes no lineales, algunos de estos componentes incluyen a los diodos, transistores y bulbos los cuales se utilizan principalmente en la detección, amplificación, el mezclado, la multiplicación de frecuencia, y como fuentes en los sistemas de comunicaciones y en sistemas de medición y rastreo.

El comportamiento eléctrico de los circuitos activos de microondas se ve afectado por diferentes factores externos al sistema tales como la lluvia, campos magnéticos y principalmente el ruido, los cuales afectan de manera indirecta a los circuitos activos, viéndose reflejada en las respuesta total del sistema de microondas atenuando la señal de salida.

El ruido es uno de los factores de mayor interés en la descripción del comportamiento de los circuitos activos debido a la influencia directa en el comportamiento del sistema reduciendo la potencia de la señal de salida.

Los circuitos activos están descritos en función de la relación señal a ruido que explica su comportamiento, esta relación es conocida como la figura de ruido del circuito y será definida con mayor propiedad en secciones posteriores.

1.4.1 RUIDO EN LOS SISTEMAS DE MICROONDAS

El ruido es el resultado de un proceso aleatorio de cambios de estados en los electrones y sus recíprocos huecos en un dispositivo de estado sólido, también es generado por el paso de los electrones a través de la ionosfera o a través de campos ionizados.

El ruido puede pasar a través de los sistemas de microondas proveniente de fuentes externas o ser generado por el sistema en si, en ambos casos el nivel de ruido de un sistema determina el límite más bajo en el cual se puede detectar una señal en presencia del ruido [2].

1.4.2 RANGO DINÁMICO Y FUENTES DE RUIDO

Existe un nivel de ruido generado por los sistemas de microondas en si mismos, el cual esta definido como ruido base (noise floor) del componente y sus valores típicos son del orden de los -100dBm a los -70dBm en el ancho de banda del sistema [2].

En la figura 1.1 se muestra el rango dinámico para un amplificador ideal.

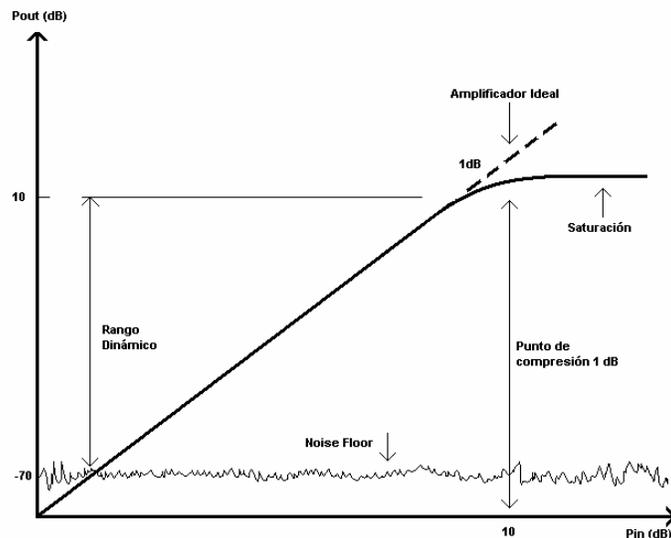


Figura 1.1 Rango Dinámico

Por arriba de este ruido base existe un rango de potencias a las cuales el sistema trabaja de forma lineal, a este rango se le denomina rango dinámico.

Arriba de este rango dinámico el sistema entra en saturación y existe un punto en el cual el sistema trabaja de forma casi ideal, a este punto se le conoce como el límite superior de operación y esta 1dB por debajo del límite de saturación del sistema.

1.4.3 FIGURA DE RUIDO

Los sistemas de microondas a menudo son caracterizados principalmente por la *figura de ruido* que es la medida de la degradación de la *relación señal a ruido* entre la entrada y las salida del sistema. La relación señal a ruido es la relación de la potencia de la señal deseada contra la potencia de ruido no deseada y es dependiente de la potencia de la señal.

La figura de ruido esta dada en la ecuación 1.1.

$$F = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}} \geq 1 \quad (1.1)$$

Donde:

S_i y N_i corresponden a las potencias de la señal y el ruido de entrada.

S_o y N_o corresponden a las potencias de la señal y el ruido de salida.

Por definición la potencia de ruido de entrada es la potencia de un resistor acoplado a $T_0 = 290^\circ\text{K}$

$$N_i = kT_0B \quad (1.2)$$

La medición precisa de la figura de ruido en sistemas de bajo ruido se ha vuelto particularmente importante en el desarrollo de los sistemas de comunicaciones de la siguiente generación, por ejemplo la medición de la figura de ruido en los primeros bloques de un receptor inalámbrico, representa un impacto considerable en el costo de todo el sistema en conjunto [3].

1.4.4 PRODUCTOS DE INTER MODULACIÓN

Los sistemas de comunicaciones utilizan regularmente para sus aplicaciones componentes no lineales, tales como: Transistores, diodos y bulbos, los cuales generan una serie de señales armónicas y estas a su vez incrementan las pérdidas de potencia en los sistemas.

En general un sistema que utilice componentes no lineales tiene una función de transferencia en función del voltaje como:

$$v_{out} = a_0 + a_1v_{in} + a_2v_{in}^2 + a_3v_{in}^3 + \dots \quad (1.3)$$

Los armónicos dañinos para la señal fundamental están dados por los armónicos de segundo orden, representados por el término v_{in}^2 que para señales de una sola frecuencia el aporte de potencia podría ser despreciado, pero en general en los sistemas no se aplican solamente señales de un solo tono, en su lugar se aplican diferentes señales como por ejemplo las del doble tono o dos frecuencias relativamente cercanas en donde el valor de la potencia se vuelve significativo.

No todos los productos de inter modulación son dañinos para la señal, otros, en su lugar aportan potencia benéfica al sistema y tal es el caso del producto armónico v_{in}^3 o IP3 (Third Order intermodulation Product) el cual representa un aporte de potencia para la señal de salida ya que los armónicos de salida están cerca de la frecuencia fundamental en general aparecerá como un atributo de sistemas de comunicaciones como mezcladores, multiplicadores y amplificadores [2].

1.5 AMPLIFICADORES DE ESTADO SÓLIDO PARA MICROONDAS

Los amplificadores de estado sólido para microondas son utilizados para aplicaciones de media y baja potencia. Los circuitos como los bulbos (tubes) son empleados en la parte final de la etapa de salida de los transmisores de potencia.

Las características, el comportamiento, el desempeño y la construcción son diferentes para cada tipo de amplificadores, de entre los cuales podemos mencionar a los BJT (Bipolar Junction Transistor), a los FET (Field Effect Transistor), HEMT'S (High Electron Mobility Transistors), a los HBT (Heterojunction Bipolar Transistor) y los IMPATT'S (IMPact ionization Avalanch Transit Time). Se ha comprobado que los transistores a frecuencias de microondas, se describen de una manera más acertada si estos están caracterizados por parámetros S, los cuales serán descritos en particular para el transistor bipolar en la sección posterior[4].

1.5.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS AMPLIFICADORES

En general, los amplificadores presentan características que describen su funcionamiento y limitaciones en una banda de frecuencia.

Las características de los amplificadores pueden ser descritas en función de múltiples parámetros y dependiendo de la aplicación a la que este enfocado.

Las características más importantes de los amplificadores de bajo ruido (LNA) se mencionan a continuación.

1. *Ganancia*

La Ganancia del amplificador esta definida en la ecuación 1.4.

$$Ganancia = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (1.4)$$

Donde:

P_{out} es la potencia de salida del sistema.

P_{in} es la potencia de entrada al sistema.

La potencia de salida del amplificador varia continuamente dependiendo del nivel de potencia de entrada, este nivel de salida depende de tres definiciones importantes que se mencionan a continuación.

Ganancia Lineal o de pequeña señal que representa la región en donde la potencia de salida es proporcional a la potencia de entrada por lo que la ganancia es independiente de la potencia de entrada.

Ganancia de Saturación que es la ganancia del amplificador cuando la potencia de salida alcanza el intervalo de saturación de la figura 1.1.

Ganancia a 1dB de compresión que representa la ganancia del amplificador en donde alcanza el punto de 1dB de compresión.

Una definición de la ganancia aplicada a los amplificadores de bajo ruido se presenta en el siguiente capítulo.

2. *Figura de Ruido*

La figura de ruido define la relación señal a ruido del amplificador y su definición se da en (1.1)

3. *Eficiencia*

La eficiencia de un amplificador esta definida como:

$$Eficiencia = \frac{P_{out}}{P_{dcin} + P_{in}} \quad (1.5)$$

Donde:

P_{dcin} es la potencia del amplificador en dc.

En donde a frecuencias de microondas, la potencia de entrada es despreciable comparada con la potencia en dc.

4. *Ancho de Banda*

El intervalo utilizable o el ancho de banda del amplificador se define como:

$$BW = f_H - f_L \quad (1.6)$$

Donde:

f_H es el límite en frecuencia más alto de operación en Hz.

f_L es el límite en frecuencia más bajo de operación en Hz.

1.5.2 TIPOS DE AMPLIFICADORES DE ESTADO SÓLIDO PARA MICROONDAS

Los transistores Bipolares son normalmente utilizados en la parte baja de la banda de las microondas, aunque los FET proveen una potencia mayor en comparación con los Transistores Bipolares también son de un costo más elevado. Los transistores son construidos para operar a frecuencia alrededor de los 10GHz, pero normalmente se operan hasta los 6GHz.

Los FET en comparación con los Bipolares pueden entregar el doble de potencia para una frecuencia dada o trabajar al doble de la frecuencia para una potencia definida y su rango de operación es hasta los 30GHz.

Los HEMT son similares a los FET pero estos proveen de una potencia mayor a una frecuencia mayor.

Los IMPATT son para una frecuencia de operación en la banda de los 30GHz a 300GHz, el problema con los IMPATT es que son diodos que tienen una terminal y generalmente se utilizan para osciladores. Para utilizarse como amplificadores se deben utilizar con circuladores [4].

Las tecnologías más utilizadas para la construcción de transistores bipolares para microondas son las de Silicio-Germanio (SiGe), Silicio (Si) debido a su bien conocida tecnología de fabricación. Las tecnologías utilizadas en la fabricación de los transistores de efecto de campo (FET's) para microondas y frecuencias más altas es la de Arsenuro de Galio (GaAs).

Los transistores bipolares son más frecuentemente utilizados para aplicaciones de potencia baja e intermedia, y debido a su construcción pueden alcanzar bajas figuras de ruido, en la siguiente sección se presenta una descripción más detallada de los transistores bipolares y sus características.

1.6 TRANSISTORES BIPOLARES

Los transistores Bipolares son ampliamente utilizados en la comunicaciones inalámbricas como amplificadores para la parte baja de la banda de las microondas.

Actualmente, con las innovaciones en los transistores de efecto de campo y las mejoras en frecuencia de los BJT, ambos transistores pueden ser utilizados para aplicaciones, tanto de baja potencia y alta frecuencia como en alta potencia y baja frecuencia.

Las razones por las cuales es más utilizado el BJT, es básicamente su costo de fabricación [5].

Existen muchos tipos de BJT contruidos para aplicaciones específicas y de propósito general, transistores para baja y alta frecuencia.

Para las aplicaciones de alta frecuencia existen también transistores de propósito general y transistores con funciones y características específicas, así como transistores de banda angosta y transistores de banda ancha. Además de las características de las bandas de operación del transistor, otra característica importante, es la inmunidad al ruido que presenten. Los transistores de bajo ruido son transistores que por su construcción no incrementan el ruido en el sistema en el

que operan, aunado a esto su figura de ruido puede ser mejorada con una adecuada red de acoplamiento.

La caracterización de los transistores bipolares describe su comportamiento y esta sujeta a condiciones de polarizado y acoplamiento, y permite realizar diseños en función de estas características, en la siguiente sección se describe la forma de utilizar la descripción de los transistores bipolares.

1.6.1 POLARIZADO DE LOS TRANSISTORES BIPOLARES

El comportamiento de los transistores para microondas depende mucho del voltaje aplicado al transistor y de su corriente de colector, las características principales de los transistores son especificadas en función de estos parámetros.

El término polarizado se refiere a obtener los valores correctos de voltajes de colector-emisor o de corrientes de base en cd, que permitan obtener la corriente de colector deseada. Idealmente se prefieren dos fuentes de alimentación, una para la base y otra para el colector con el objetivo de obtener los voltaje correctos de polarización, pero en la práctica esto es indeseable ya que los sistemas solo cuentan, en muchos de los casos, con solo un voltaje de alimentación.

Para resolver este problema se proponen algunas de las siguientes configuraciones de polarizaciones.[6]

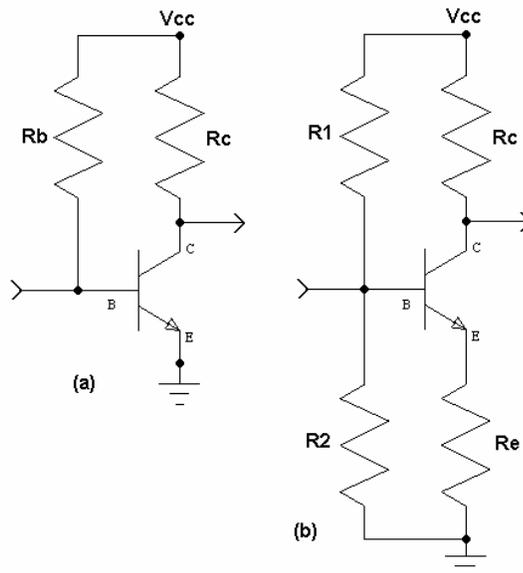


Figura 1.2 Circuitos de polarización de BJT's

En las configuraciones de la figura 1.2 se utiliza solamente una fuente de alimentación para el polarizado del transistor y la configuración (b) es la más utilizada.

Se deben escoger los valores de resistencias adecuados para obtener los valores de voltaje de colector-emisor y corriente de colector para la operación en la región lineal del circuito. El término lineal se refiere a que la señal de salida amplificada tenga una forma de onda similar a la de la entrada, es decir, que la distorsión es mínima.

1.6.2 CONFIGURACIONES DE TRANSISTORES COMO AMPLIFICADORES

Los transistores bipolares tienen tres terminales, debido a esto, se puede aplicar señal a una de estas terminales y tomar otra como salida, dejando la tercera terminal común o a tierra, lo cual permite tres posibles configuraciones :

1. Amplificador Base Común (ABC)

La señal de entrada se le aplica al emisor, la señal de salida se toma del colector y la base se conecta a tierra.

2. Amplificador Emisor Común (AEC)

La señal de entrada se le aplica a la base, la señal de salida se toma del colector y el emisor se conecta a tierra.

3. Amplificador Colector Común (ACC)

La señal de entrada se le aplica a la base, la señal de salida se toma del emisor y el colector se conecta a tierra.

La configuración más frecuentemente usada es la AEC, y en la figura 1.3 se muestra el diagrama de conexión para este amplificador.

La señal, V_b , es aplicada entre la base del transistor NPN y tierra, mientras la señal amplificada de salida aparece entre el colector y tierra. Si la señal de entrada en la base es más positiva con respecto a tierra, el voltaje a través de la unión base-emisor será mayor y la corriente de colector se incrementará.

Esto implica que la corriente de colector se incrementará y la caída de voltaje en el resistor de colector será mayor. Como resultado de esto, el voltaje de colector V_c se incrementará.

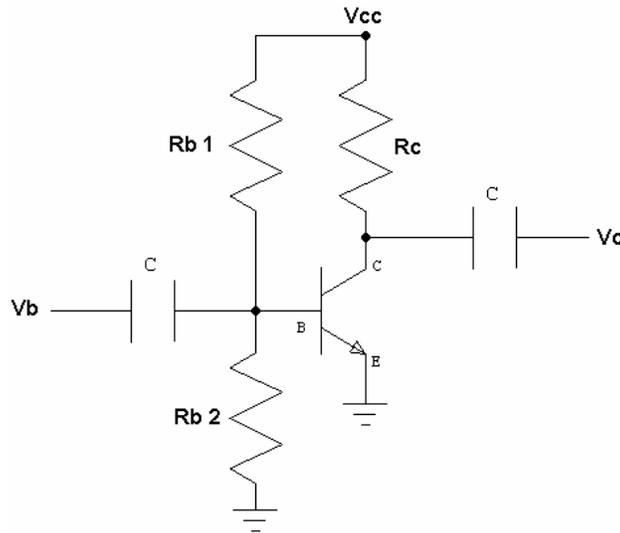


Figura 1.3 Amplificador Emisor Común

Esta configuración es frecuentemente usada debido que la impedancia de entrada del amplificador AEC es mayor alrededor de 100 veces la impedancia de entrada del amplificador ABC. Esta es una de las mayores ventajas de los amplificadores AEC que por su muy alta impedancia de entrada, tiene menores efectos en la carga de etapas previas que proveen la señal de entrada. De la misma manera, la impedancia de salida del AEC es mayor que la de los amplificadores de ABC.

Los amplificadores AEC son ampliamente utilizados en altas frecuencias de radio.[17]

1.6.3 ACOPLLO DE TRANSISTORES BIPOLARES

El acoplo de los transistores consiste en igualar la impedancia de entrada y salida del transistor con una impedancia característica, para obtener la máxima transferencia de potencia.

Para el acoplo del transistor es necesario tener otras consideraciones, tales como la frecuencia de operación, la impedancia característica del acoplo y el tipo de acoplo que se va a realizar.

Para ello es necesario definir dos tipos principales de acoplo:

- Acoplo por parámetros concentrados.
- Acoplo por parámetros distribuidos.

El acoplo por parámetros concentrados incluyen configuraciones con elementos pasivos tales como resistores, capacitores e inductores físicos, modelándolos junto con la respuesta del circuito completo.

El acoplo por parámetros distribuidos incluye el modelado de micro cintas y Strip Lines para introducir efectos en el circuito que aproximen una respuesta óptima en el circuito.

De los métodos anteriormente descritos, el más empleado para muy altas frecuencias es el modelado de microcintas, ya que tiene un impacto favorable en el costo del circuito.

El acoplo por parámetros distribuidos es preferible para frecuencias de operación en el orden de las microondas o superiores ya que su tamaño es función inversa de la frecuencia, este reduce su tamaño con el incremento de la frecuencia.

Otra de las razones por las cuales se prefiere este tipo de acoplamiento es el fácil modelado con la ayuda de los CAD's (de las siglas en inglés Computer Aided Design) los cuales en la actualidad son ampliamente usados para estos propósitos.

En el siguiente capítulo se describe a detalle el modelado de este tipo de acoplamientos mediante el uso de dos técnicas importantes, la carta de Smith y el CAD, y como se complementan para los propósitos de acoplamiento.

1.7 MICROCINTAS

Las microcintas son unas de las líneas de transmisión más populares, debido a que se construyen por un proceso fotolitográfico, además de que se integran con facilidad con otros dispositivos pasivos y activos de microondas. La geometría de las microcintas se muestra en la figura 1.4(a). Un conductor de ancho W esta impreso sobre un sustrato dieléctrico de grosor d y permitividad relativa ϵ_r ; en la figura 1.4(b) se muestran las líneas de campos magnéticos sobre el sustrato.

La presencia del dieléctrico, y particularmente el hecho que el dieléctrico no cubre la cinta exterior, complica el comportamiento y análisis de la microcinta. A diferencia de las Striplines en donde las líneas de campo están contenidas por los conductores externos, las microcintas tienen muchas de estas líneas en la región del dieléctrico, concentradas entre el dieléctrico y el plano de tierra, y otra parte de esas líneas en la región del aire sobre el conductor como se ve en al figura 1.4(b). Por esta razón las microcintas no soportan ondas de tipo TEM (Transverse Electro-Magnetic) puras.

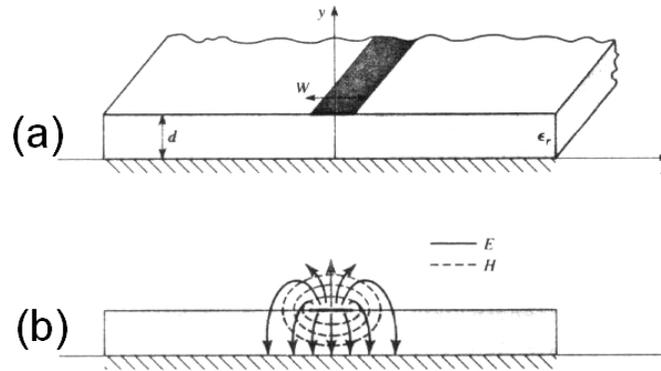


Figura 1.4 Microcintas

En la actualidad los campos exactos de las microcintas están constituidos por un híbrido de ondas TE-TM y requieren de un análisis más avanzado.

Para aplicaciones prácticas las dimensiones eléctricas del sustrato son muy delgadas ($d \ll \lambda$), y los campos son quasi-TEM. Debido a esto se pueden obtener buenas aproximaciones para la velocidad de fase, constante de propagación y la impedancia característica.

Por lo que la velocidad de fase y la constante de propagación están dadas por las ecuaciones

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (1.7)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (1.8)$$

Donde ϵ_e es la constante de permitividad efectiva de la microcinta.

Debido a que algunas de las líneas de campo eléctrico y magnético están en la región del dieléctrico y otras en el aire, la constante de permitividad efectiva debe satisfacer la relación 1.9.

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r \quad (1.9)$$

La cual es dependiente del grosor del sustrato y del ancho del conductor.

Para una impedancia característica y una constante dieléctrica ϵ_r dadas, la relación W/d es mostrada en la ecuación 1.10.[2]

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } \frac{W}{d} > 2 \end{cases} \quad (1.10)$$

Donde A y B están descritos en las ecuaciones 1.11 y 1.12.

$$A = \frac{Z_o}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (1.11)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_o\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.12)$$

Con las ecuaciones anteriores se describe el modelado de las microcintas en función de parámetros conocidos de la línea de transmisión.

1.8 INTRODUCCIÓN AL SOFTWARE MICROWAVE OFFICE

El software Microwave Office es una poderosa herramienta para el análisis y diseño de circuitos para alta frecuencia.

El software cuenta con una interfase gráfica para diseñar circuitos compuestos de diagramas y estructuras electromagnéticas, además permite generar layouts de los circuitos.

En la figura 1.5 se muestra la interfase gráfica del administrador de proyectos del simulador.

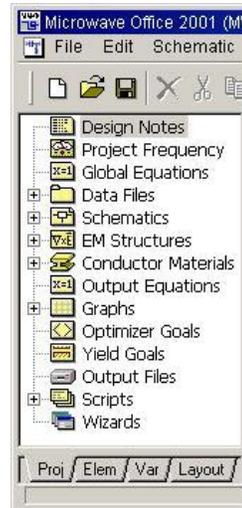


Figura 1.5 Administrador de proyectos.

En la figura 1.5 observamos que los datos del administrador de dispositivos contienen los siguientes puntos:

- *Notas de diseño:* Es un editor de texto en el cual se realizan anotaciones para el diseño del proyecto.
- *Frecuencia del Proyecto:* Especifica la frecuencia que se utilizará en el proyecto de una forma global para el análisis del mismo.
- *Ecuaciones Globales:* Permite la definición de ecuaciones para ser utilizadas en el proyecto en función de variables del mismo.
- *Archivos de Datos:* Permite el ingreso de archivos que contengan parámetros S o cualquier tipo de datos que contengan parámetros de N-puertos en función de la frecuencia.
- *Esquemáticos:* El grupo de esquemáticos contiene todos los diagramas de circuito añadidos al proyecto.
- *Estructuras electromagnéticas:* Contiene las estructuras electromagnéticas añadidas al proyecto en las cuales se puede seleccionar de entre varias para cada circuito.
- *Materiales Conductores:* Especifica los tipos de materiales a usarse como conductores, el material asignado por defecto es el conductor perfecto.
- *Gráficas:* Se escoge de entre una gran variedad de tipos de gráficas como rectangulares, cartas de Smith, polares, tabulares etc. para visualizar los resultados del análisis del proyecto.

Además del administrador de proyectos, se cuenta con un visualizador de elementos y un editor de Layout los cuales se muestran en la figura 1.6.

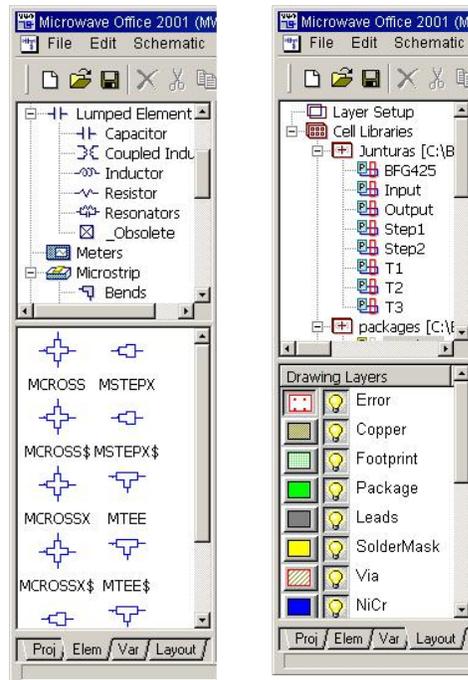


Figura 1.6 Visualizador de elementos y editor de Layout.

Con este visualizador se selecciona de entre una gran variedad de componentes, de entre los cuales se encuentran los resistores, capacitores y los inductores, además los elementos de circuito.

En el editor de Layout se editan las propiedades de los circuitos desde un punto de vista de conductores y sustratos, se definen los colores para las pistas, empaques y terminales. Esta edición proporciona una mejor visualización de los circuitos en las vistas de layout.

Con este software se pueden realizar simulaciones a partir de las máquinas de simulación integradas, simulaciones lineales y análisis post óptimos.

Cuenta además, con la herramienta “Tune” en la que los circuitos se pueden sintonizar y optimizar teniendo un impacto directo en el layout del circuito.

El software esta basado en una tecnología orientada a objetos.

El software implementa una interfase “sin propietario”, la cual permite realizar diseños complejos y desarrollar herramientas para la automatización del diseño.[8]

En el capítulo 1 se realiza una introducción a los principales conceptos a utilizar, Transistores, así como una revisión de las microcintas elementos base para este trabajo.

Se presenta una explicación de la herramienta CAD MWO para la simulación del circuito y sus principales características, en el siguiente capítulo se presenta una descripción de los parámetros utilizados en un amplificador para microondas tales como los parámetros S y las definiciones de los tipos de ganancias para los amplificadores.

CAPÍTULO 2

AMPLIFICADOR PARA MICROONDAS

A frecuencias de microondas, los transistores son modelados como redes de dos puertos y descritos por su matriz de parámetros de dispersión (scattering matrix), ya que los parámetros de dispersión o parámetros S, pueden ser medidos en un circuito de prueba con líneas de entrada salida de 50Ω y aplicándole voltajes y corrientes de polarización adecuados. Los parámetros de impedancias (Z) y admitancias (Y) no pueden ser medidos directamente y se requiere que las mediciones sean mediante corto circuito o circuito abierto.

Se asume que la impedancia característica Z_0 como 50Ω ya que es la más utilizada en sistemas de radio.

La estabilidad de un transistor para altas frecuencias se entiende como un comportamiento no oscilatorio y se asegura si sus dos puertos están terminados con su impedancia característica.

Usualmente el fabricante del transistor proporciona los parámetros S, en las hojas de especificaciones, pero estos suelen cambiar dependiendo de la polarización, con la temperatura y de transistor en transistor del mismo tipo, la matriz de parámetros S, a su vez, es suficiente para completar el diseño de un amplificador de una etapa o de múltiples etapas.

El criterio para el diseño de amplificadores es el de obtener la máxima ganancia de un circuito estable en una banda de frecuencia.

2.1 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Las líneas de transmisión consisten de dos conductores separados por un dieléctrico, los principales tipos que existen son: el Par (Twin) y el cable Coaxial.

Idealmente una línea de transmisión puede ser modelada como una conexión infinita de resistores, capacitores e inductores por unidades de longitud como se muestra en la figura 2.1.

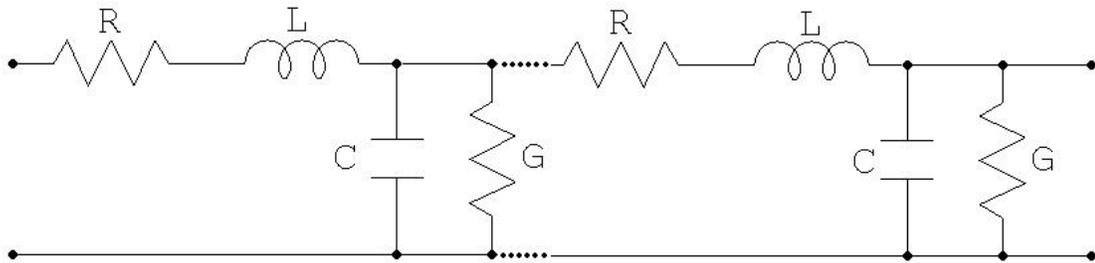


Figura 2.1 Representación de las inductancia y capacitancias en una línea de transmisión.

Donde R es la resistencia por unidad de longitud [Ω/m] y esta asociada con la resistividad de los conductores, L es la inductancia por unidad de longitud [H/m] y esta asociada con la inductancia de los conductores, C es la capacitancia que existe entre los dos conductores y G es la conductancia asociada con el dieléctrico [G/m] y esta en función de los parámetros de este.

Debido a la forma de representar estas líneas de transmisión se dice que son parámetros distribuidos.

2.1.1 IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA Z_0

La impedancia característica de una línea de transmisión sin pérdidas es una cantidad real e independiente de la frecuencia, para una línea de transmisión con pérdidas, la impedancia característica generalmente es compleja, y depende de la frecuencia.

Se considera una línea de transmisión uniforme con una longitud infinita, en la cual una señal viaja a través de ella hacia el infinito, ya que no tiene fin, la señal no será reflejada y la línea absorbe toda la energía aplicada en ella.

Si la línea se corta y se termina con una impedancia, que no es la impedancia característica de la línea, entonces parte o toda la onda incidente será reflejada de regreso al generador.

Si se quiere obtener la máxima transferencia de potencia a través de la línea, la impedancia con la que se debe terminar la línea es el complejo conjugado de la impedancia del generador.

La impedancia de entrada de una línea de transmisión terminada con una impedancia igual a la impedancia característica Z_0 de la línea es Z_0 , en este caso se dice que la línea está correctamente terminada.

Cuando una línea de transmisión no está terminada con la impedancia característica se dice que está desacoplada o mal terminada, cuando esto sucede, la impedancia de carga Z_L no absorbe toda la energía incidente, y una fracción de esta energía es regresada hacia la línea de transmisión.

Si la línea de transmisión está terminada con la impedancia del generador, toda la energía se disipa en la impedancia de carga y no existen reflexiones.

La figura 2.2 muestra la distribución de corrientes y voltajes para una línea de transmisión desacoplada.

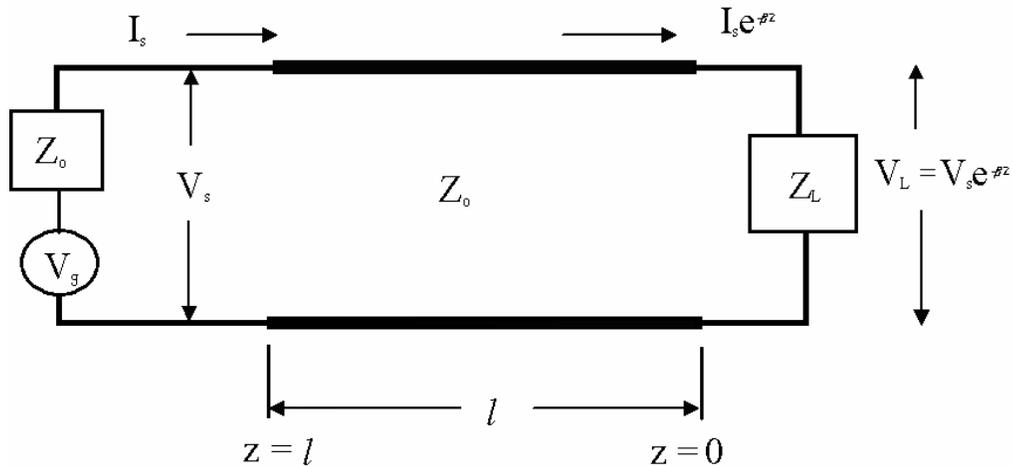


Figura 2.2 Corrientes y voltajes en una línea de transmisión desacoplada.

2.1.2 COEFICIENTE DE REFLEXIÓN Γ

En el caso de que la línea de transmisión no este terminada con la impedancia característica, existirán voltajes y corrientes reflejadas hacia la línea. Estas reflexiones están descritas por el coeficiente de reflexión.

El coeficiente de reflexión esta definido por la ecuación 2.1.

$$\Gamma = \frac{\text{El voltaje o corriente reflejado en el punto } z}{\text{El voltaje o corriente incidente en el punto } z} \quad (2.1)$$

Se ha demostrado que la relación matemática que determina el flujo de voltaje y corriente en una línea de transmisión esta dada por las ecuaciones 2.2 y 2.3.

$$V(z) = V_o^+ e^{-j\beta z} + V_o^- e^{+j\beta z} \quad (2.2)$$

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_o} e^{-j\beta z} + \frac{V_o^-}{Z_o} e^{+j\beta z} \quad (2.3)$$

Donde V_o^+ es el voltaje incidente en la línea de transmisión, V_o^- es el voltaje reflejado.

Por lo que la impedancia de carga, es decir, en $z = 0$, los voltajes y las corrientes están dados por la ecuación 2.4.

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_o^+ + V_o^-}{V_o^+ - V_o^-} Z_o \quad (2.4)$$

De la ecuación 2.4 el coeficiente de reflexión esta dado por la ecuación 2.5.

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (2.5)$$

Se puede demostrar que el coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea de transmisión tiene una magnitud constante, pero a medida que se prueba en cada punto, el parámetro que se modifica es la fase.

Para el caso de líneas de transmisión es relativamente fácil encontrar una expresión matemática que permita calcular el valor de la corriente y voltaje sobre cualquier punto en ella, sin embargo, cuando se utilizan elementos tales como transistores, diodos etc. resulta muy difícil encontrar esta fórmula. Es por ello que tomando en cuenta lo que se conoce de redes de dos puertos, y combinando con la teoría de líneas de transmisión, se puede modelar como redes de dos puertos y los parámetros que resultan de esta combinación se les llama “parámetros dispersos” o “S” que serán descritos en la próxima sección.

2.2 MATRIZ DE PARÁMETROS S

Para redes de dos puertos existen varios tipos de parámetros para su modelado, los parámetros Z por ejemplo que describen el comportamiento de la red en función de impedancias de la red, o los parámetros Y que describen el comportamiento de la red en función de admitancias de la red.

A frecuencias de microondas es difícil de caracterizar a las redes de dos puertos por alguno de los métodos anteriores debido a que, para la medición de estos parámetros es necesario añadir cortos circuitos o circuito abiertos, que producen oscilaciones, y esto lleva a mediciones erróneas de los parámetros.

Los parámetro S por otro lado, ofrecen una alternativa para el modelado de las redes de dos puertos a frecuencias de microondas, ya que se pueden obtener mediante un analizador vectorial de redes o por técnicas de análisis de redes.

Los parámetros S descritos en este trabajo están enfocados al estudio de las redes de 2 puertos solamente, ya que muchos de los dispositivos en microondas están descritos por redes de dos puertos.[18]

En la figura 2.3 se muestra una red de dos puertos con sus parámetros S.

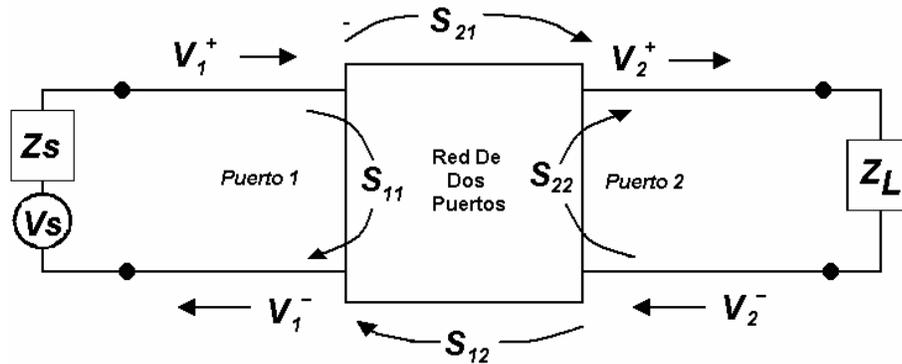


Figura 2.3 Red de dos puertos.

Por conveniencia en el manejo de los parámetros S, se utilizarán voltajes y corrientes para describir las ondas incidentes y las reflejadas en una unión.

Si una onda de voltaje incidente V_1^+ entra el puerto 1 de una red de dos puertos, la porción reflejada de la onda incidente está dada por $S_{11} V_1^+$, donde S_{11} es el coeficiente de reflexión o el coeficiente de dispersión en el puerto uno.

Una porción de la onda incidente será transmitida a través de la red de dos puertos hacia el puerto dos y tendrá una amplitud directamente proporcional a V_1^+ siendo este $S_{21} V_1^+$.

Una fracción de la onda transmitida será reflejada hacia dentro del puerto dos desde la carga y se convertirá en incidente del puerto dos, esta onda está representada por el voltaje V_2^- . En el puerto dos la onda incidente V_2^- entra en el puerto y es reflejado hacia la carga. La porción reflejada está dada por $S_{22} V_2^-$ en donde S_{22} es el coeficiente de reflexión en el puerto 2.

Una porción de la onda incidente en el puerto 2 será transmitida a través de la red de dos puertos hacia el puerto 1 y tendrá una amplitud directamente proporcional a V_2^- y está dado por $S_{12} V_2^-$.

La cantidad total de onda saliendo del puerto uno está dada por V_1^- , el cual comprende la porción original de onda incidente, reflejada $S_{11} V_1^+$ y la porción que ha sido transmitida desde el puerto dos $S_{12} V_2^-$.

Esto es:

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^- \quad (2.6)$$

Análogamente para el puerto dos:

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ \quad (2.7)$$

La descripción anterior del proceso de las ondas incidentes y reflejadas se muestra en la figura 2.3.

La matriz de parámetros S se forma a partir de las ecuaciones (2.6) y (2.7) y resulta:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Donde:

S_{11} = es el coeficiente de reflexión visto en el puerto uno.

S_{12} = es el coeficiente de transmisión inverso.

S_{21} = es el coeficiente de transmisión directo.

S_{22} = es el coeficiente de reflexión visto en el puerto dos.

Para obtener los valores de los parámetros S de una red de dos puertos es necesario terminar la red con una impedancia igual a la impedancia característica de las líneas de transmisión o la impedancia de entrada y salida de la red de dos puertos.

Con una terminación igual a la impedancia característica, el coeficiente de reflexión de esa terminación es cero, acoplado en el centro de la carta de Smith.

Las siguientes ecuaciones representan las condiciones para las cuales la red puede presentar reflexiones en los puertos.

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} = \Gamma_S \quad (2.9)$$

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (2.10)$$

$$S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \quad (2.11)$$

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} = \Gamma_L \quad (2.12)$$

2.3 ECUACIONES DE POTENCIA Y GANANCIA PARA UNA RED ACTIVA DE DOS PUERTOS

Existen tres definiciones utilizadas para la ganancia en potencia de un amplificador modelado como una red de dos puertos.

Las tres definiciones son derivadas para un amplificador de una sola etapa con redes de acoplamiento como se muestra en la figura 2.4.

Las redes de acoplo son necesarias ya que por lo general las impedancias de entrada y salida del circuito son diferentes a la impedancia característica de 50Ω .

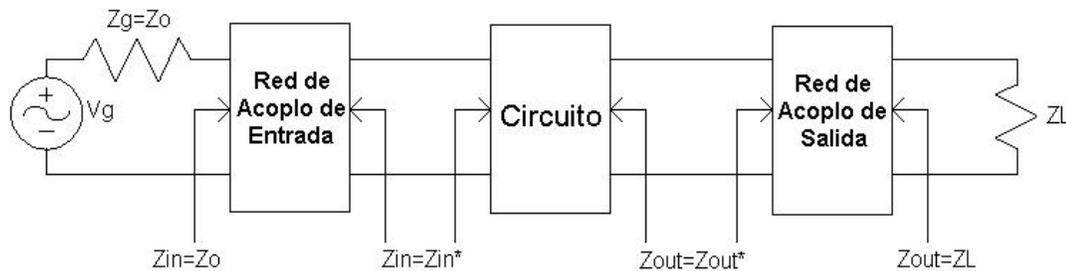


Figura 2.4 Redes de Acoplo.

- Ganancia de Potencia G_p
- Ganancia de Transductor G_T
- Ganancia de Potencia Disponible G_a

Las cuales se describen a continuación.

2.3.1 GANANCIA DE POTENCIA

La ganancia de potencia se refiere a la relación de la potencia incidente al circuito y la potencia entregada en la carga. El factor que afecta su valor principalmente es el desacople del dispositivo con el generador y la carga. La ganancia de potencia esta dada por la ecuación 2.13 [10].

$$G_p = \frac{\text{potencia entregada en la carga}}{\text{potencia de entrada en el amplificador}} = \frac{P_L}{P_{in}} \quad (2.13)$$

En donde:

P_{in} es la potencia entrante al amplificador y esta dada por la ecuación 2.14.

$$P_{in} = \frac{|V_1^+|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2)}{2Z_o} \quad (2.14)$$

P_L es la potencia entregada a la carga y esta dada por la ecuación 2.15.

$$P_L = \frac{1}{2Z_o} (1 - |\Gamma_L|^2) \frac{|S_{21}|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} |V_1^+|^2 \quad (2.15)$$

Utilizando las ecuaciones 2.14 y 2.15 la ganancia de potencia esta dada por la ecuación 2.16.

$$G_p = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2} |S_{21}|^2 \quad (2.16)$$

En donde:

Δ es un factor intermedio para facilitar los cálculos y esta dado por la ecuación 2.17.

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.17)$$

De la figura 2.3 cuando las redes de entrada y salida están perfectamente acopladas, los coeficientes de reflexión a la entrada y en la carga son cero, esto es, Γ_s y $\Gamma_L = 0$ y la ecuación (2.16) se reduce a la ecuación 2.18.

$$G_p|_{\Gamma_L, \Gamma_s = 0} = |S_{21}|^2 \quad (2.18)$$

De la misma forma cuando las redes de acoplo están acopladas con su complejo conjugado, es decir, $\bar{Z}_s = Z_{in}^*$, $\bar{Z}_L = Z_{out}^*$, $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$, $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ la ecuación (2.16) puede ser expresada como la ecuación 2.19.

$$G_p|_{conjmatch} = \frac{1}{1-|\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.19)$$

2.3.2 GANANCIA DE TRANSDUCTOR

La ganancia de transductor es la ganancia que entrega el dispositivo y esta dada por:

$$G_T = \frac{\text{potencia entregada en la carga}}{\text{potencia disponible de la fuente}} = \frac{P_L}{P_{avs}} \quad (2.20)$$

En donde :

P_{avs} es la potencia disponible de la fuente y esta dada por la ecuación 2.21

$$P_{avs} = \frac{1}{2Z_o} \frac{|1-\Gamma_{in}\Gamma_s|^2}{1-|\Gamma_s|^2} |V_1^+|^2 \quad (2.21)$$

De donde el resultado de la ecuación (2.15) y (2.21) esta definido en la ecuación 2.22

$$G_t = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_{in}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.22)$$

Una forma alternativa de la ecuación (2.22) en función de los coeficientes de reflexión de la red, esta dada en la ecuación 2.23.

$$G_t = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{(1-|\Gamma_s|^2)(1-|\Gamma_L|^2)|S_{21}|^2}{|(1-S_{22}\Gamma_L)(1-S_{11}\Gamma_s) - S_{12}S_{21}\Gamma_s\Gamma_L|^2} \quad (2.23)$$

Cuando las redes de entrada y salida están perfectamente acopladas, los coeficientes de reflexión a la entrada y en la carga son cero, esto es, Γ_s y $\Gamma_L = 0$ y la ecuación (2.23) se reduce a la ecuación 2.24.

$$G_T|_{\Gamma_s, \Gamma_L=0} = |S_{21}|^2 \quad (2.24)$$

Cuando las redes de acoplo están acopladas con su complejo conjugado, es decir, $\bar{Z}_s = \bar{Z}_{in}^*$, $\bar{Z}_L = \bar{Z}_{out}^*$, $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$, $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ la ecuación (2.23) puede ser expresada como:

$$G_t|_{conjmatch} = \frac{1}{1-|\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.25)$$

2.3.2.1 MÁXIMA GANANCIA UNILATERAL DE TRANSDUCTOR

La unilateralidad de un dispositivo esta representada por la cantidad onda reflejada desde la carga hacia el puerto 1 en el esquema de una red de dos puertos, este parámetro esta determinado por el coeficiente de transmisión S_{12} .

Si un dispositivo se dice unilateral significa que toda la onda incidente sobre el puerto 1 será transmitida hacia la carga y la reflexión hacia el puerto 1 es mínima y el coeficiente de transmisión es cercano a cero. Las condiciones para la máxima ganancia unilateral de transductor son: $\Gamma_s = S_{11}^*$, $\Gamma_L = S_{22}^*$ and $|S_{12}|^2 = 0$, utilizando estas ecuaciones, la ecuación (2.17) se convierte en:

$$G_t|_{uni\max} = \frac{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)|S_{21}|^2}{\left|(1-|S_{22}|^2)(1-|S_{11}|^2) - S_{12}S_{21}\Gamma_s\Gamma_L\right|^2} = \frac{|S_{21}|^2}{(1-|S_{22}|^2)(1-|S_{11}|^2)} \quad (2.26)$$

2.3.3 GANANCIA DE POTENCIA DISPONIBLE

La ganancia de potencia disponible esta dada por la ecuación 2.27.

$$G_a = \frac{\text{potencia disponible en la red}}{\text{potencia disponible de la fuente}} = \frac{P_{avnw}}{P_{avs}} \quad (2.27)$$

En donde:

P_{avnw} es la potencia disponible de la red de acoplo esta dada por la ecuación 2.28.

$$P_{avnw} = \frac{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_s|^2 |S_{21}|^2 |V_1^+|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 2Z_o |1 - \Gamma_{out}|^2} \quad (2.28)$$

Dando como resultado de las ecuaciones (2.21) y (2.28)

$$G_a = \frac{P_{avnw}}{P_{avs}} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 - |S_{22} - \Delta\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \quad (2.29)$$

2.3.3.1 MÁXIMA GANANCIA DISPONIBLE DE POTENCIA CON EL USO DE IMPEDANCIAS CONJUGADAS

El acoplado por medio de las impedancias conjugadas solo es utilizado si el amplificador o el dispositivo es incondicionalmente estable. Esta forma de acoplado permite obtener la máxima ganancia de potencia disponible del dispositivo.

De la figura 2.4 el acoplo por impedancias conjugadas ocurre cuando:

$$\bar{Z}_s = \bar{Z}_{in}^*, \bar{Z}_L = \bar{Z}_{out}^*, \Gamma_s = \Gamma_{in}^*, \Gamma_L = \Gamma_{out}^*$$

Utilizando estas condiciones, la máxima ganancia de potencia para el dispositivo puede ser expresada como:

$$G_{a \max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (2.30)$$

Donde:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (2.31)$$

La ecuación (2.26) es ampliamente utilizada para el cálculo de la estabilidad del dispositivo, en el cual si el factor $K > 1$ el dispositivo es incondicionalmente estable, y si el factor $K < 1$ el dispositivo es condicionalmente estable.[2]

En este capítulo se revisaron los parámetros más importantes de los amplificadores para microondas incluyendo los parámetros S y las ganancias para los amplificadores en función de los parámetros S, en el siguiente capítulo se realiza el diseño de un amplificador para microondas utilizando el software MWO descrito en el capítulo 1, el cual facilita la visualización de los términos y ecuaciones descritas en este capítulo por medio de sus herramientas gráficas.

CAPÍTULO 3

DISEÑO

3.1 DEFINICIÓN DE LOS PARÁMETROS IMPORTANTES

Para comenzar el diseño del LNA es necesario considerar los requerimientos básicos de las características que deben cumplir los resultados del diseño, para ello se deben definir previamente algunos de los parámetros más importantes del amplificador de bajo ruido que se mencionan a continuación.

- Voltaje de Alimentación.
- Consumo de Corriente.
- Ganancia.
- Figura de Ruido.
- Frecuencia de Operación.
- Ancho de Banda.

Las especificaciones que el diseño del amplificador debe cumplir son:

- Frecuencia de Operación de 900MHz.
- Ancho de Banda de 800MHz a 2GHz.
- Figura de Ruido < 2dB.
- Ganancia > 15dB.
- Voltaje de Alimentación entre 2V y 5V.
- Consumo de Corriente < 10mA

3.2 SELECCIÓN DEL DISPOSITIVO

La selección del dispositivo se realizó en base a requerimientos que previamente se definieron, una de las principales características que debe cumplir el dispositivo, es tener una muy baja figura de ruido la cual es proporcionada por el fabricante, y es función de la frecuencia o de la corriente de colector como parámetro común.

Otra característica importante a considerar en la selección es la ganancia de transductor, dado también por el fabricante en forma de parámetros S (S_{21}) o específicamente como G_T o ganancia de transductor. La ganancia máxima o G_{amax} es importante también aunque es más usual el enfoque a la ganancia del transductor.

La corriente de colector juega un papel importante en la selección del dispositivo, ya que por medio de esta se puede definir el nivel de operación del mismo y debe tomarse en cuenta un rango o margen de operación lo suficiente amplio para no saturarlo.

Es importante mencionar que el transistor seleccionado sea fácil de encontrar comercialmente, ya que un transistor escaso imposibilita el acceso a sus datos técnicos.

En la tabla 3.1 se muestran los parámetros más importantes de 5 de los transistores para RF más comunes presentando también sus características más importantes y el fabricante.

Los transistores propuestos en la tabla anterior no son todos los disponibles en el mercado, pero son los transistores de los cuales se pueden encontrar más fácilmente los datos técnicos y se encuentran disponibles para comprarlos en línea.

Fabricante	Modelo	F (dB)	Gmax (dB)	Ic (mA)
MAXIM	MAX2601	3.3	11.6	120
Agilent Tech.	ATF34143	.5	17.5	60
Motorola	MRF949T1	4	10	5.07
Infineon Tech.	BFP620	.7	21.5	80
Philips	BFG425W	1.4	20	10

Tabla 3.1 Transistores para RF

Dentro de la selección cabe mencionar que la aplicación a la que va enfocada es de principal relevancia para la decisión final, por lo que para el presente diseño, la aplicación es para teléfonos celulares, los cuales requieren de un bajo voltaje de alimentación y por la misma razón un consumo de corriente muy bajo, por lo que se prefiere un transistor que entregue una potencia por encima de los 15dB con bajo consumo de corriente.

De la tabla 3.1 se seleccionó el transistor fabricado por Philips Semiconductors, el modelo BFG425W el cual tiene una corriente de colector de 10mA, que comparándola con las corrientes de los otros transistores de la tabla 3.1, es el segundo más bajo en consumo de corriente, al comparar la ganancia el transistor, entrega una ganancia máxima de 20dB estando una posición abajo del que entrega mayor ganancia, comparando la figura de ruido, el transistor se posiciona en los dos primeros que entregan mayor figura de ruido. Por lo que las características en conjunto del transistor, son las que más se ajustan a los requerimientos del sistema.

Una vez seleccionado el transistor, en la siguiente sección se presentan los pasos del diseño, basados en un modelo específico de transistor y para una aplicación específica de comunicaciones inalámbricas.

3.3 CARACTERÍSTICAS DEL TRANSISTOR BGF425W

Una vez seleccionado el dispositivo con el que se trabajará, el siguiente paso en el diseño del amplificador de bajo ruido es el análisis de estabilidad, el cual se basa en el estudio de los parámetros S del dispositivo, las cuales son función de la frecuencia y de condiciones de polarización del dispositivo.

Las condiciones de polarizado más comunes son las de corriente de colector, corriente de base, voltaje de colector-emisor y en un rango de frecuencias amplio para poder seleccionar el parámetro que se ajuste a los requerimientos.

El transistor seleccionado es del fabricante Philips Semiconductors, el modelo es el BFG425W y se presentan en las tablas 3.2 y 3.3 los parámetros S del dispositivo. Los parámetros son válidos para un punto de operación de corriente de colector $I_C = 10\text{mA}$ y un voltaje de colector a emisor $v_{CE} = 2\text{V}$. El rango de frecuencias es de 40MHz a 2GHz.

GHz	S	MA	R	50				
	S11		S21		S12		S22	
Freq(GHz)	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang
0.040	0.628	-5.336	24.547	174.923	0.002	76.451	0.961	-2.658
0.100	0.630	-13.033	23.982	168.784	0.005	84.386	0.957	-7.307
0.200	0.610	-25.843	23.135	158.435	0.011	76.875	0.929	-14.558
0.300	0.581	-37.914	21.983	149.186	0.015	71.876	0.889	-21.085
0.400	0.548	-49.348	20.648	140.384	0.019	66.734	0.843	-26.835
0.500	0.514	-60.040	19.260	132.156	0.023	62.736	0.794	-31.787
0.600	0.482	-69.776	17.834	125.168	0.026	59.572	0.747	-36.030
0.700	0.453	-78.679	16.520	118.983	0.029	56.785	0.703	-39.681
0.800	0.425	-87.225	15.319	113.159	0.031	54.730	0.663	-42.816
0.900	0.401	-94.933	14.228	107.957	0.033	52.973	0.627	-45.635
1.000	0.380	-102.247	13.234	103.181	0.035	51.492	0.595	-48.126
1.100	0.362	-109.145	12.347	98.795	0.038	50.239	0.567	-50.401
1.200	0.347	-115.750	11.551	94.701	0.039	49.235	0.542	-52.518
1.300	0.334	-121.928	10.835	90.876	0.041	48.350	0.518	-54.459
1.400	0.323	-127.972	10.199	87.304	0.043	47.448	0.496	-56.265
1.500	0.314	-133.805	9.622	83.881	0.045	46.698	0.478	-57.977
1.600	0.306	-139.489	9.100	80.598	0.047	45.938	0.460	-59.689
1.700	0.300	-144.862	8.626	77.494	0.049	45.231	0.444	-61.352
1.800	0.295	-150.093	8.196	74.493	0.051	44.478	0.429	-62.992
1.900	0.291	-155.020	7.803	71.594	0.053	43.695	0.416	-64.705
2.000	0.288	-159.893	7.444	68.765	0.055	42.878	0.402	-66.400

Tabla 3.2 Parámetros S del BFG425W

GHz	S	MA	R	50		
	Fmin		Γ_{opt}		Rn	
Freq(GHz)	DB		Mag	Ang	normalized	
0.900	1.4		0.02	-63.9	0.19	
2.000	1.6		0.06	137.4	0.19	

Tabla 3.3 Datos de Ruido del BFG425W

La caracterización del transistor es realizada por el fabricante mediante la técnica de anular las influencias de los conectores y líneas de transmisión en el momento de la medición por lo cual estos datos son expresados como la respuesta pura del transistor. [7]

En la figura 3.1 y 3.2 se muestran los parámetros S del dispositivo en forma gráfica.

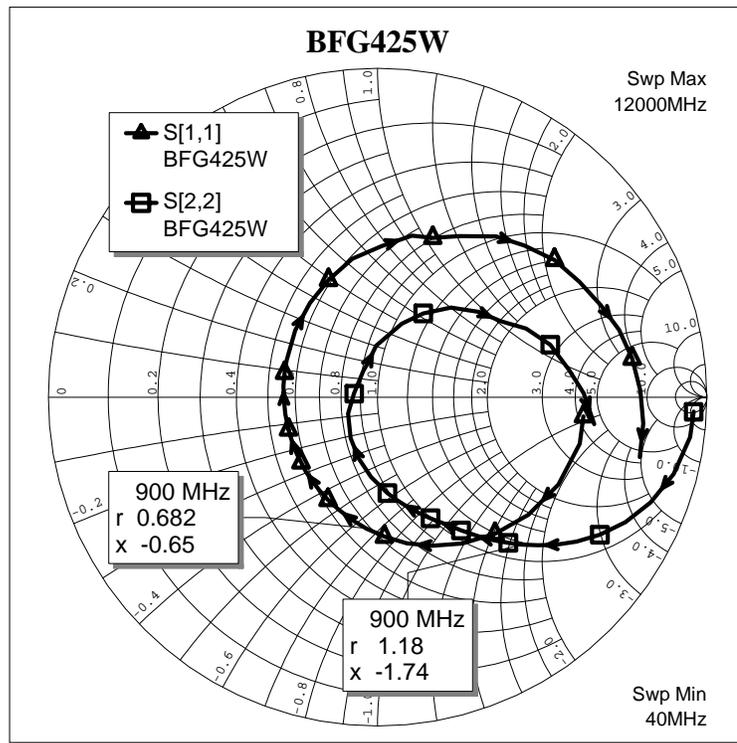


Figura 3.1 Parámetros S_{11} y S_{22} en carta de Smith.

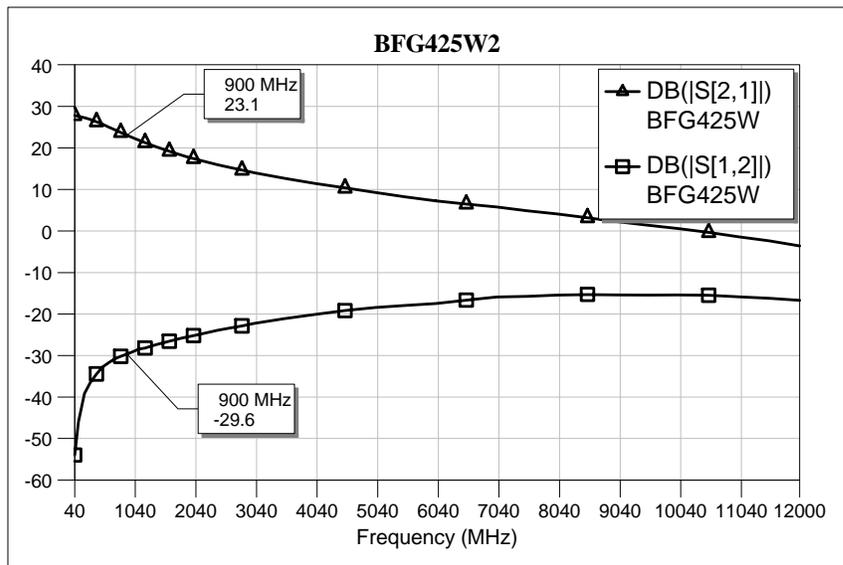


Figura 3.2 Parámetros S_{21} y S_{12} en dB's.

3.4 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD

Existen dos importantes métodos en el análisis de la estabilidad en función de los parámetros S, el análisis numérico consiste en calcular el término Factor de Estabilidad de Rollet K [13] y una cantidad intermedia delta (Δ) para simplificar el cálculo del factor K . Las ecuaciones 3.1 y 3.2 describen el método analítico.

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.1)$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (3.2)$$

Se calculó el factor de estabilidad para una frecuencia de 900MHz y el resultado es:

Resolviendo para Δ tenemos:

$$\Delta = 0.24955 - 0.313101j$$

Resolviendo para K tenemos:

$$K = 0.64574$$

Un segundo método se aplica para el cálculo de la estabilidad, este método es puramente gráfico y se implementa utilizando el software Microwave Office (MWO) en el cual se incluyen los parámetros S del transistor por medio del archivo de formato .s2p [8]

Una de las ventajas de utilizar el método gráfico es la de poder apreciar el factor de estabilidad sobre un intervalo de frecuencias muy amplio y por medio del método analítico es un proceso tardado.

Una vez agregados los datos, se procede a realizar un circuito que contenga estas características en un esquemático, como lo muestra la figura 3.3.

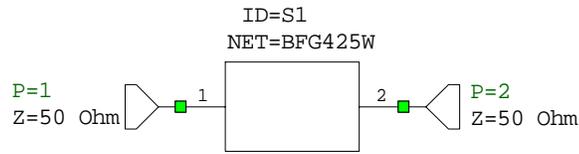


Figura 3.3 Subcircuito del BFG425W

Con el objetivo de conocer la estabilidad del dispositivo sobre un rango de frecuencias, se obtiene la gráfica de estabilidad mediante el software MWO en el rango de 100MHz a 2GHz, ya que se debe conocer la estabilidad fuera de la banda de operación para asegurar el funcionamiento óptimo del circuito. La figura 3.4 muestra la estabilidad del dispositivo para el rango de frecuencias de 100MHz a 2GHz para el cual el dispositivo cuenta con una estabilidad menor a 1 para frecuencias menores a 1800MHz.

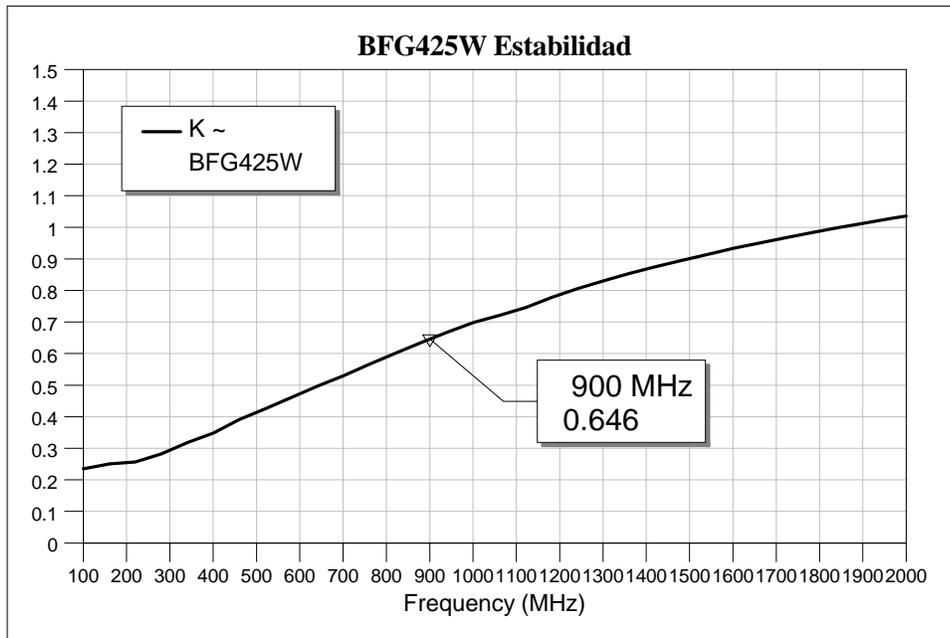


Figura 3.4 Estabilidad del BFG425W

Los resultados obtenidos por ambos métodos son muy similares ($K_A = 0.64574$) \approx ($K_G = 0.646$), en donde K_A es la estabilidad obtenida por el método analítico y K_G es la estabilidad obtenida por

el método gráfico. Para una frecuencia de 900MHz el dispositivo es condicionalmente estable, debido a que $K < 1$, y es una característica no deseable para el diseño.

En la siguiente sección se describirá un circuito de polarización del transistor para que este opere en la región activa y así poder proporcionar las características necesarias de corriente de colector y voltaje de colector-emisor requeridos para que los parámetros S descritos en la tabla 3.3 sean válidos además de mejorar la estabilidad del circuito.

3.5 CIRCUITO DE POLARIZACIÓN

Se requiere de un circuito de polarización que proporcione al transistor una corriente de colector de 10mA, un voltaje de colector-emisor de 2V con un voltaje de alimentación de 3.3V para lo cual se implementa un circuito de polarización para lograr esto.

Se propone el circuito de polarización mostrado en la figura 3.5.

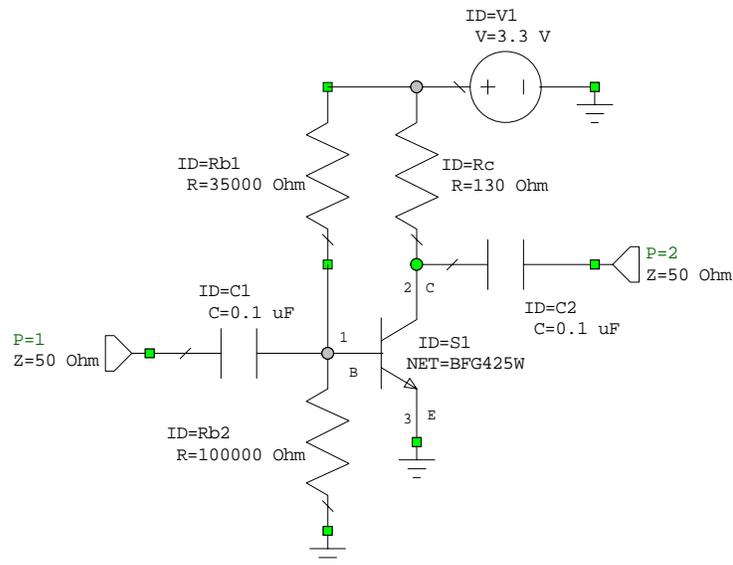


Figura 3.5 Circuito de Polarización

En la figura 3.5 se muestra el diagrama de conexión del circuito de polarización para el transistor BFG425W en donde el transistor opera con una $\beta = 100$ y los valores se obtuvieron de las ecuaciones (3.3), (3.4), (3.5) y (3.6).

El valor del resistor de colector fue calculado mediante la siguiente ecuación:

$$R_c = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} \quad (3.3)$$

Resolviendo para $V_{cc} = 3.3V$ e $I_c = 10mA$ se obtiene:

$$R_c = 130\Omega$$

La corriente de base se obtienen mediante la ecuación (3.4)

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} \quad (3.4)$$

Donde $I_b = 100\mu A$.

La resistencia de base se obtiene de la ecuación (3.5)

$$R_b = \frac{V_{cc} - V_{be}}{I_b} \quad (3.5)$$

Donde V_{be} es el voltaje de la unión base a emisor y comúnmente es $V_{be} \approx 0.7V$ para transistores de silicio y $R_b = 26K\Omega$ siendo igual al valor de la resistencia equivalente de R_{b1} y R_{b2} de la figura 3.5.

El valor del resistor R_{b1} se obtiene de la ecuación (3.6)

$$R_{b1} = \frac{R_{b2} * R_b}{R_{b2} - R_b} \quad (3.6)$$

Los capacitores C_1 y C_2 de la figura 3.5 ayudarán al aislamiento del circuito en referencia de la señal de entrada y salida.

En la práctica se prefieren utilizar componentes de montaje superficial o de chip ya que se trata de reducir el costo del circuito además de reducir el tamaño del circuito.

Con el circuito de polarización de la figura 3.5 el transistor tienen las condiciones necesarias para que se comporte como lo describen sus parámetros S de la tabla 3.2.

Es necesario revisar la estabilidad el circuito polarizado por lo que en la figura 3.6 se presenta la estabilidad del circuito.

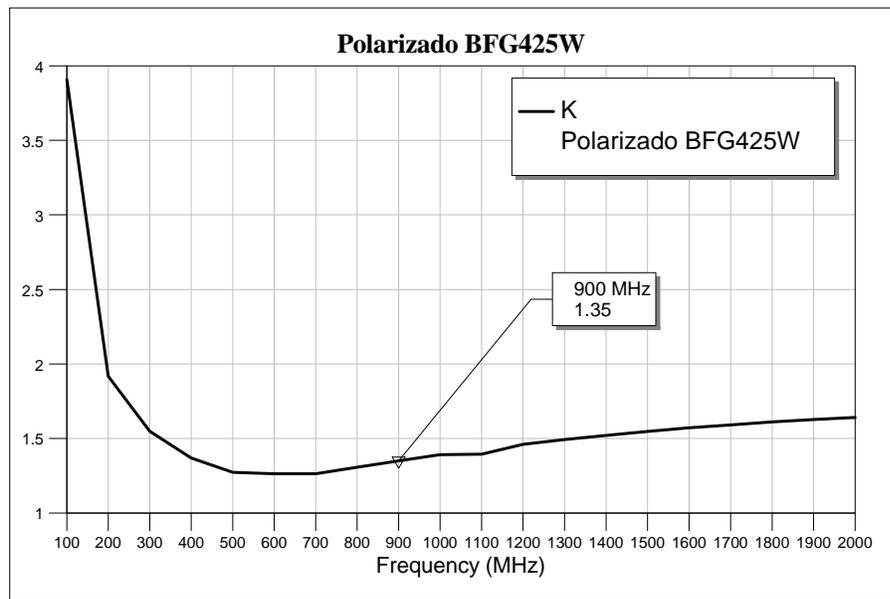


Figura 3.6 Estabilidad Mejorada

De la figura 3.6 se aprecia que la estabilidad se mejora de una manera significativa y el circuito de polarización lleva al circuito a la región de estabilidad incondicional $K > 1$.

Una vez obtenida la estabilidad necesaria, el siguiente paso será diseñar la red de acoplamiento del sistema que ayudará a acoplar el sistema con otros sistemas.

En la siguiente sección se diseña la red de acoplamiento para el circuito.

3.6 REDES DE ACOPLO

El circuito ha cumplido ya con los requerimientos de estabilidad y le corresponde ahora recibir y entregar la máxima potencia de amplificación, para lograr eso es necesario que el circuito este acoplado con una impedancia característica de entrada y de salida.

Para los sistemas de RF existen varias impedancias estándares con las cuales se puede acoplar [9] se emplea como impedancia de referencia o característica la de 50Ω debido a que es la impedancia manejada más comúnmente en los sistemas.

Para el circuito se emplean dos etapas de acoplo, la primera etapa acoplará la impedancia de entrada de nuestro circuito con el generador que tiene una impedancia de 50Ω , la segunda etapa acoplará la impedancia de salida del circuito con la carga de 50Ω como se muestra en la figura 3.7.

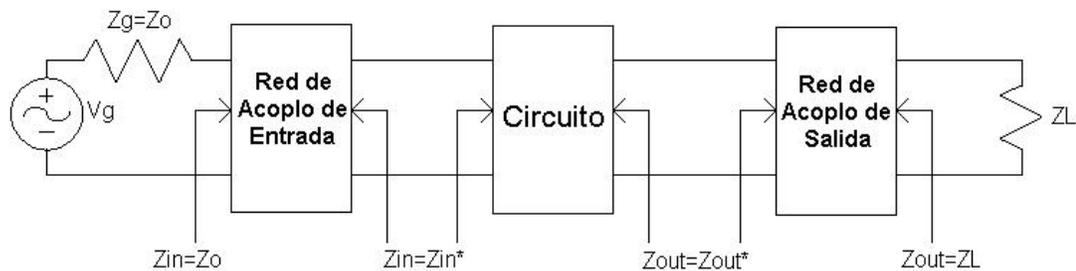


Figura 3.7 Etapas de Acoplo

Para poder realizar estas etapas de acoplo es necesario conocer las impedancias de entrada y salida del circuito, para lo cual será necesario corroborar la unilateralidad del dispositivo.

Para el cálculo de las redes de acoplo es necesario conocer los coeficientes de reflexión a los cuales se acoplará el circuito en función de los parámetros S del dispositivo y los coeficientes de reflexión de la carga y la fuente.

Para el caso general de un transistor bilateral en donde los coeficientes de reflexión de entrada son afectados por los de salida y viceversa, en las ecuaciones (3.7) y (3.8) se presentan los coeficientes de reflexión para el circuito.

$$\Gamma_s^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.7)$$

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (3.8)$$

Combinando las 3.9 y 2.5 se obtiene la impedancia de entrada y la de salida en las ecuaciones 3.11 y 3.12.

$$S_{11}^* = \Gamma_{in} \quad (3.9)$$

$$S_{22}^* = \Gamma_{out} \quad (3.10)$$

$$Z_{in} = Z_o \left[\frac{1 + S_{11}^*}{1 - S_{11}^*} \right] \quad (3.11)$$

$$Z_{out} = Z_o \left[\frac{1 + S_{22}^*}{1 - S_{22}^*} \right] \quad (3.12)$$

Los parámetros S del dispositivo en uso cumplen con la condición de unilateralidad para una frecuencia de 900MHz, por lo que se hace la aproximación anterior para el calculo de las impedancias de entrada y salida del sistema.

El error causado en la ganancia de transductor por realizar esta aproximación esta dado en la ecuación (3.13)

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} \quad (3.13)$$

Donde U es la figura de mérito Unilateral.

$$U = \frac{|S_{11}||S_{12}||S_{21}||S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (3.14)$$

De la ecuación (3.13) el error esperado para el dispositivo en la ganancia del transductor con una figura de mérito unilateral $U = 0.231$ es de $\pm 2\text{dB}$.

Debido a que el error es pequeño comparado con la ganancia máxima del dispositivo $G_{\text{max}}=20\text{dB}$ se utiliza la aproximación de que el dispositivo es unilateral.

Ya que la impedancia de entrada esta representada en función del coeficiente de reflexión visto desde la fuente Γ_S en la ecuación (3.11) y la impedancia de salida esta representada en función del coeficiente de reflexión visto desde la carga Γ_L de la ecuación (3.12) se utilizan estas propiedades para determinar estas impedancias a partir de los coeficientes de reflexión del circuito, al graficar las impedancias en una carta de Smith [10] con ayuda del software MWO y obteniendo los valores para una frecuencia de 900MHz se tiene:

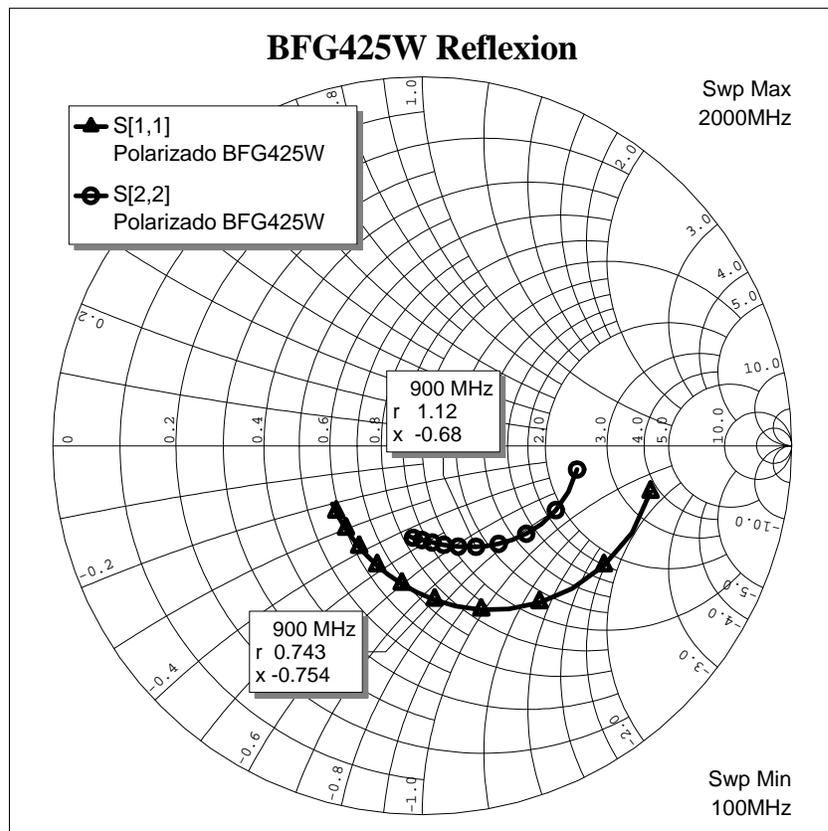


Figura 3.8 Coeficientes de reflexión

Las impedancias de entrada y salida del circuito son mostradas en la figura 3.8.

De la figura 3.8 los valores para las impedancias normalizadas de entrada son:

$$Z_{in} = 0.743 - 0.753j$$

$$Z_{out} = 1.12 - 0.68j$$

El diseño esta enfocado a que sea de costo reducido, por lo que las redes de acoplo se implementaran por medio de la técnica de Stubs, los cuales son realizados con micro cintas (microstrips).

La topología utilizada más frecuentemente es la topología de L o pasa bajas y es mostrada en la figura 3.9.

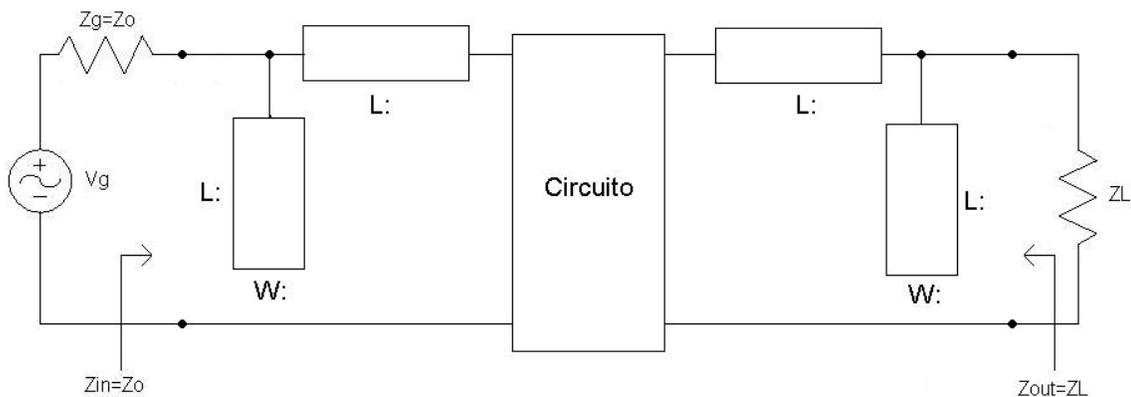


Figura 3.9 Topología de Acoplo

En donde los Stubs son modelados por micro cintas y los parámetros más importantes son el ancho de la pista (W) con el cual se define la impedancia característica de la microcinta y la longitud (L) que define el efecto de la micro cinta.

Además de ser una topología sencilla, este tipo de topología ofrece una gran facilidad en el modelado y no afectan la estabilidad del sistema de una manera negativa.

3.6.1 RED DE ACOPLO DE ENTRADA

Para el acoplo por medio de Stubs es necesario utilizar la carta de Smith como herramienta gráfica que nos ayudará a resolver el problema de una manera sencilla.

Se toma como referencia el punto dentro de la carta de Smith (1,0) como el centro de la carta y con referencia a la impedancia de 50Ω . En la figura 3.10 se muestra la carta para el acoplo de entrada.

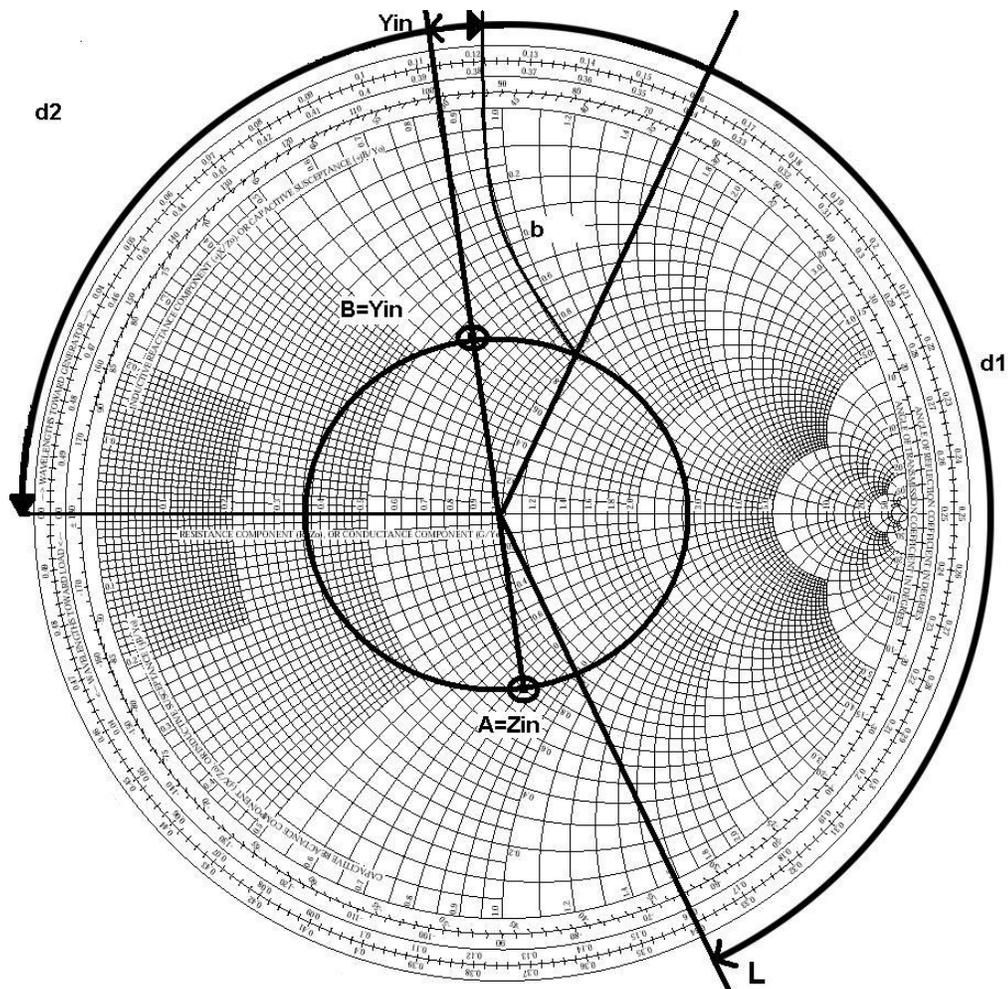


Figura 3.10 Procedimiento para acoplo de entrada.

El primer paso consiste en graficar el punto de la impedancia de entrada en la carta de Smith y marcarlo con el punto (A).

Dado que el primer elemento hacia la carga es un Stub en paralelo conviene trabajar en la región de admitancias de la carta, por lo que se transforma la impedancia de entrada Z_{in} en la admitancia de entrada Y_{in} , trazando el círculo de SWR con radio de (1,0) hasta el punto Z_{in} , y trazando una línea de Z_{in} a través de el punto (1,0) y llegando al extremo del círculo de SWR. Este nuevo punto es:

$$Y_{in} = 0.65 + 0.65j$$

Se extiende esta línea hasta los círculos externos marcados con longitudes de onda.

Se marca el punto Y_{in} con la letra (B).

El círculo de SWR cruza al círculo unitario de admitancias en dos ocasiones, estos cruces representan las posibles soluciones al acoplamiento requerido por la impedancia Z_{in} por lo que se trazan dos líneas desde el centro (1,0) hasta atravesar los cruces de ambos círculos y se extiende la línea hasta los círculos exteriores marcados con longitudes de onda.

Se selecciona la línea que cruce cerca del punto Z_{in} , ya que se parte de la línea Y_{in} se busca la línea que se acerque al complejo conjugado.

Se marca esta línea con la letra (L) y será la referencia para la solución, la distancia (d1), expresada en longitudes de onda se refiere a la distancia entre la línea Y_{in} y L y esta distancia representa la longitud del Stub en serie de la etapa de acoplamiento.

La distancia (d2) expresada en longitudes de onda se refiere a la distancia entre el origen de la carta (0,0) y la línea b y esta distancia representa la longitud del Stub en paralelo de la etapa de acoplamiento.

Los resultados del procedimiento anterior se muestran en la tabla 3.4.

$S_{11} = \Gamma_{in} = Z_{in}$	
(A) Z_{in}	$0.743 - 0.753j$
(B) Y_{in}	$0.65 + 0.65j$
Y_{in}	0.118λ
L	0.34λ
d1	0.222λ
d2	0.122λ

Tabla 3.4 Resultados en longitudes de onda

Resolviendo para:

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.14)$$

λ	0.104m
d1	23.08mm
d2	12.6mm

Tabla 3.5 Resultados en milímetros

3.6.2 RED DE ACOPLLO DE SALIDA

Siguiendo el procedimiento del punto 3.6.1 para la red de acoplo de entrada, se calculan los Stubs de la red de salida, cuya carta se muestra en la figura 3.11.

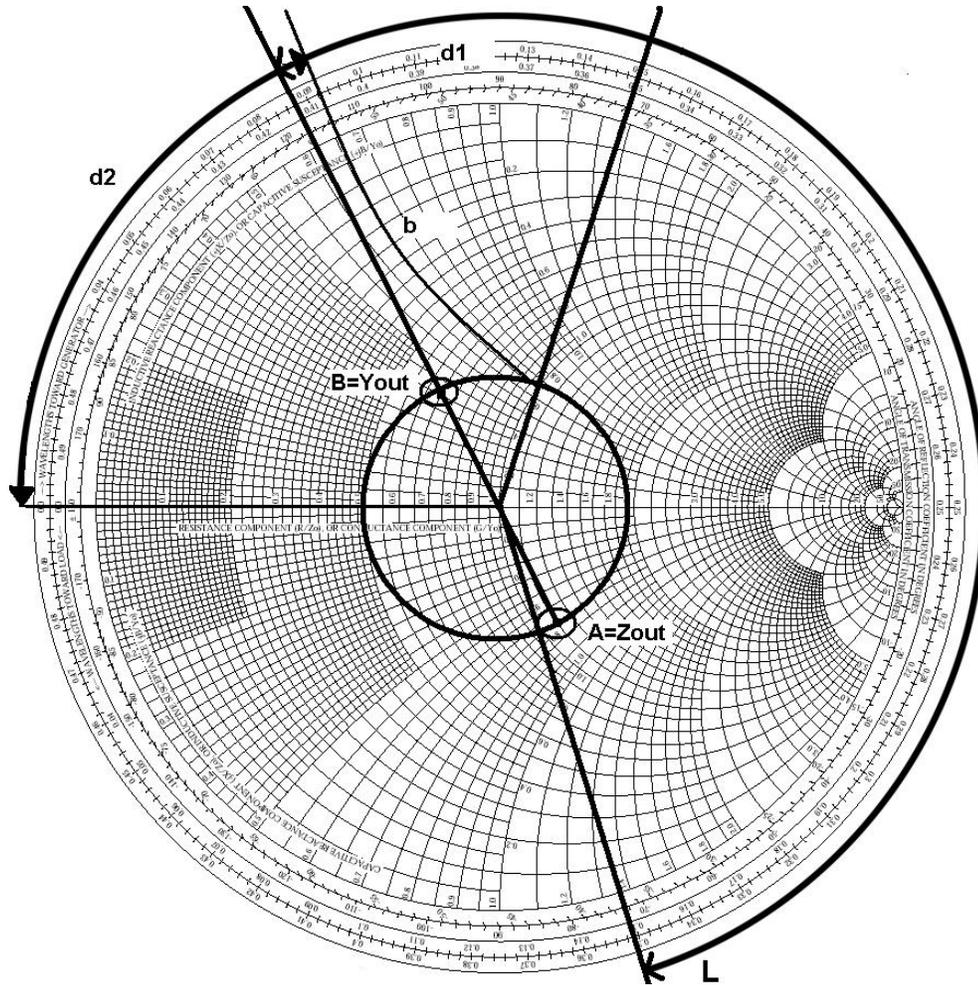


Figura 3.11 Procedimiento de acoplo de salida.

Los resultados del procedimiento son mostrados en las tablas 3.6 y 3.7.

$S_{22} = \Gamma_{out} = Z_{out}$	
(A) Z_{out}	$1.12 - 0.68j$
(B) Y_{out}	$0.65 + 0.4j$
Y_{out}	0.088λ
L	0.351λ
d1	0.263λ
d2	0.092λ

Tabla 3.6 Resultados en longitudes de onda

λ	0.104m
d1	27.35mm
d2	9.5mm

Tabla 3.7 Resultados en milímetros

Los procedimientos anteriores se realizaron para obtener las longitudes de los Stubs de las etapas de acoplo de entrada y salida, para el cálculo de el ancho de las pistas se presenta un procedimiento en la siguiente sección.

3.6.3 CÁLCULO DE LA RED DE ACOPLO CON MICROCINTAS

Con el objetivo de obtener el ancho de la pista que satisfaga las necesidades de acoplamiento se establece como impedancia característica 50Ω .

Se llevará a cabo este procedimiento con la ayuda de una herramienta del software MWO llamada TxLine mostrada en la figura 3.12.

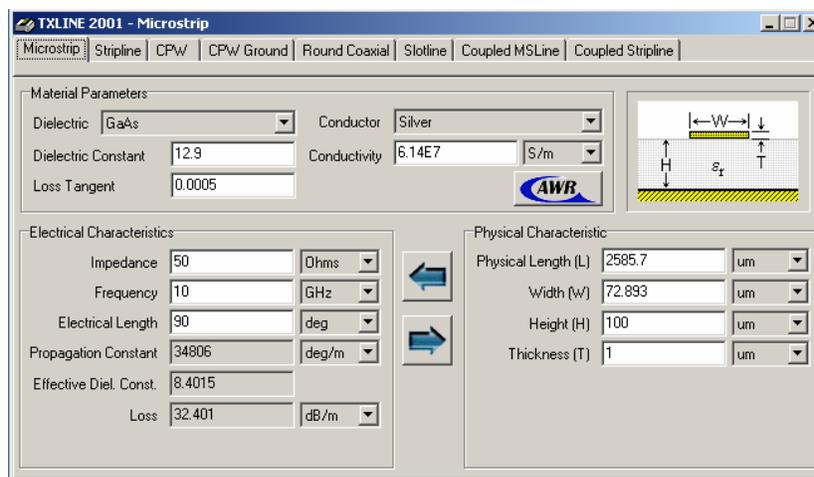


Figura 3.12 Herramienta TxLine

Esta herramienta se utiliza para la conversión de características físicas a eléctricas y viceversa para una gran variedad de sustratos y líneas de transmisión tales como micro cintas, Strip lines, Coaxial y strip lines acoplados.

Para utilizar esta herramienta es necesario definir el sustrato sobre el cual se implementará, y con ello todas sus características.

Tales características como el grosor de la capa conductora T (thickness) y el grosor de la capa del dieléctrico H (Height) así como sus pérdidas tangenciales δ_T son parámetros muy importantes ya que en función de ellos está el ancho de pista W (Width).

Todos estos parámetros son estrictamente necesarios para obtener una mejor aproximación.

La selección del sustrato se realiza bajo el criterio de una permitividad relativa o constante dieléctrica ϵ_r en el rango de 9-12 unidades ya que en este rango se mejora la respuesta de los circuitos y se reduce el tamaño de los Stubs lo cual es importante para la reducción del sistema.

Para el sistema se selecciona el sustrato provisto por la compañía Rogers [11] con el modelo RO3010 el cual es un material con núcleo cerámico diseñado especialmente para aplicaciones de microondas y RF, las características principales se presentan en la tabla 3.8.

Parámetro	Valor
ϵ_r	10.2
δ_T	0.0035
H	0.254mm
T	0.035mm

Tabla 3.8 Características del material RO3010

Con estos datos y por medio de la herramienta TxLine se realizó el cálculo del ancho de la pista para una impedancia característica de 50Ω y una frecuencia de 900MHz obteniendo un ancho de pista de:

$$W = 0.20653\text{mm}$$

Este procedimiento se muestra en la figura 3.13.

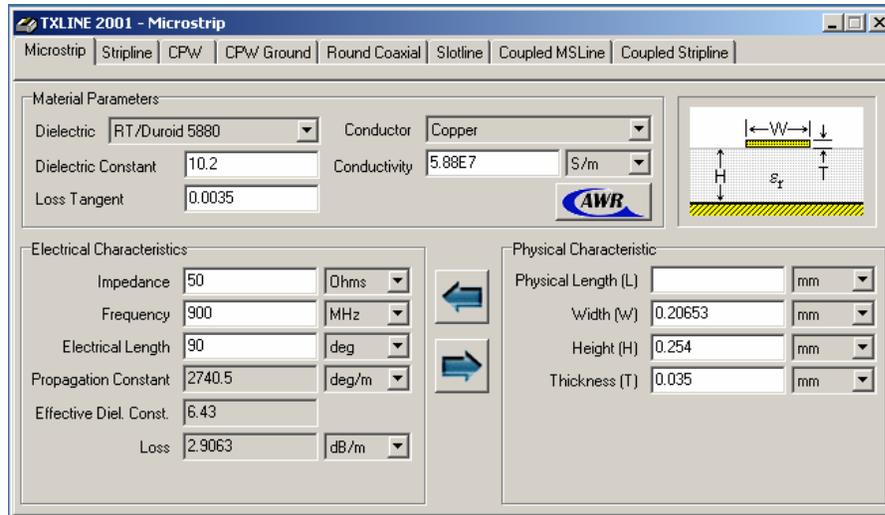


Figura 3.13 Cálculo del ancho de pista.

Hecho este paso se ha terminado con el procedimiento de diseño del amplificador y sus etapas de acoplado, en la siguiente sección se realizó la implementación del circuito y algunas pruebas para comprobar el comportamiento del sistema en conjunto.

3.6.4 IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS

Una vez determinado el ancho de la pista que debe usarse para conservar una impedancia característica de 50Ω , se implementa el circuito en el software MWO con las etapas de acoplo con sus respectivas longitudes.

El circuito implementado se muestra en la figura 3.14.

Con la implementación del circuito, se deben realizar las pruebas previas pertinentes para comprobar el comportamiento del circuito.

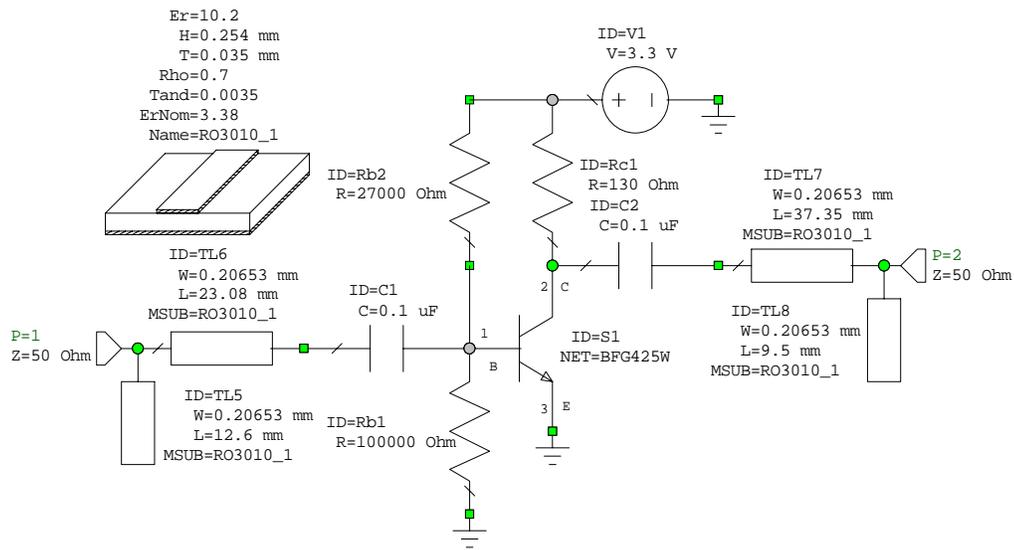


Figura 3.14 Implementación del circuito.

Para esto con la ayuda del software MWO se calculan las siguientes pruebas:

ESTABILIDAD

La prueba de estabilidad es la primera de las pruebas que se realizan para corroborar el buen funcionamiento del circuito, aunque la implementación de las líneas de acoplo no afectarán de manera negativa la estabilidad.

La grafica obtenida se muestra en la figura 3.15.

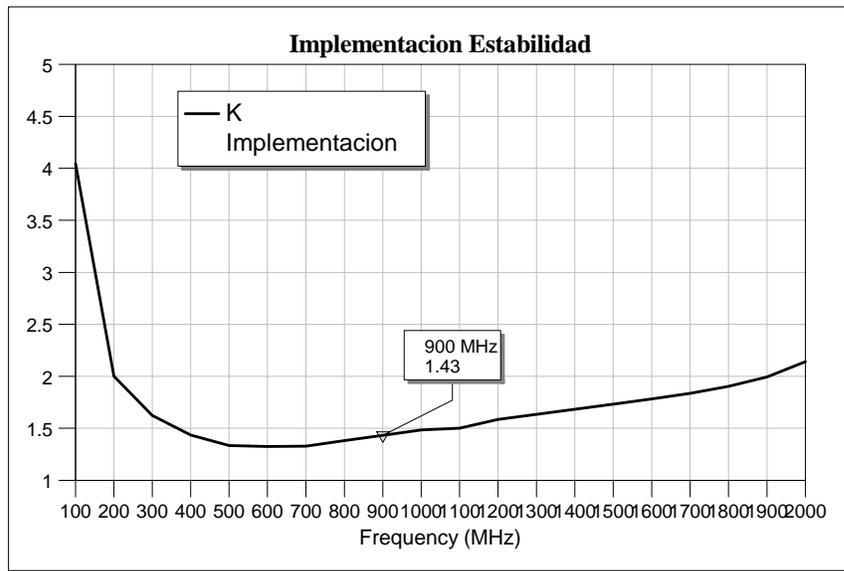


Figura 3.15 Estabilidad del circuito implementado

De la figura 3.15 se mejora la estabilidad del circuito implementado con las etapas de acoplo.

ACOPLAMIENTO

La siguiente prueba es el acoplamiento que el circuito presenta, ya que la adición de estas etapas se realizó con este fin, la prueba se realiza con la medición de los coeficientes de reflexión del circuito y graficados en un carta de Smith.

La gráfica resultante de la prueba de reflexión es mostrada en la figura 3.16.

En la figura 3.16 se observa que los coeficientes de reflexión del circuito se encuentran distantes del centro de la carta (acoplado) por lo que es necesario la optimización del circuito, este procedimiento se lleva a cabo en la siguiente sección.

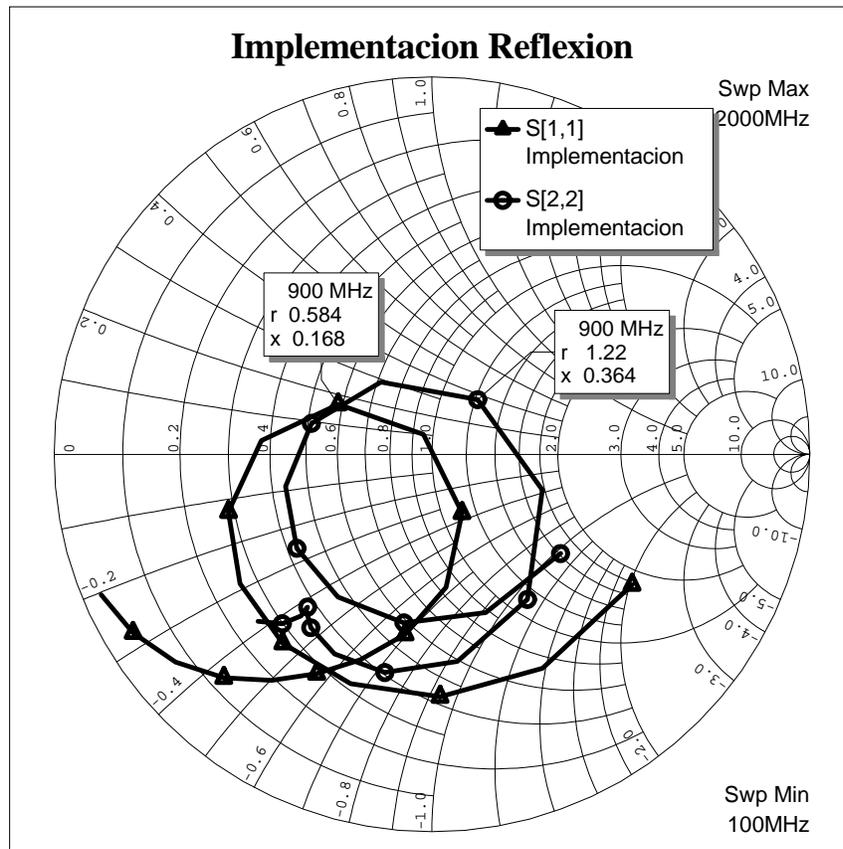


Figura 3.16 Coeficientes de reflexión del circuito.

VSWR

Otra prueba es la medición del VSWR del circuito, esta prueba dice que el comportamiento del circuito en relación a su onda estacionaria.

La grafica resultante de esta prueba se muestra en la figura 3.17.

De la figura 3.14 se observa que el VSWR del circuito es grande para frecuencias cercanas a 900MHz.

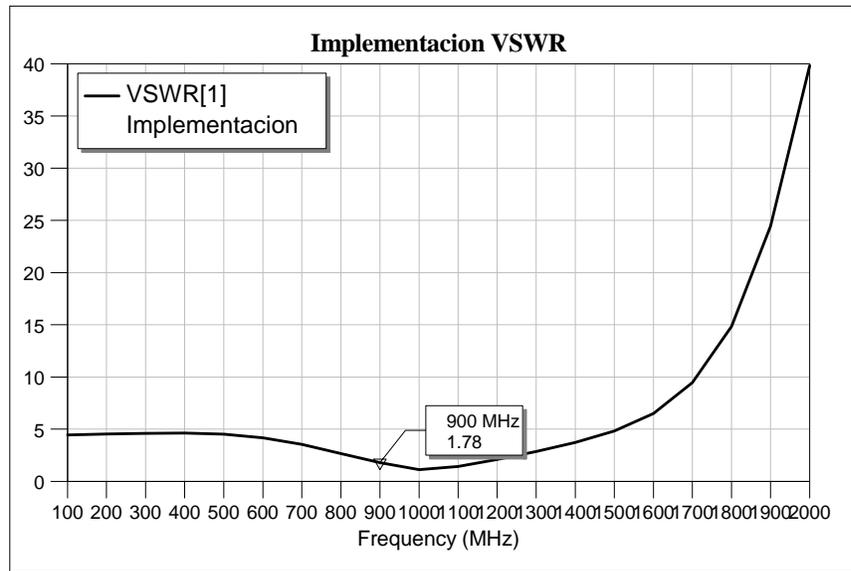


Figura 3.17 VSWR del circuito.

GANANCIAS

La última prueba es la medición de las ganancias del circuito y es mostrada en la figura 3.18.

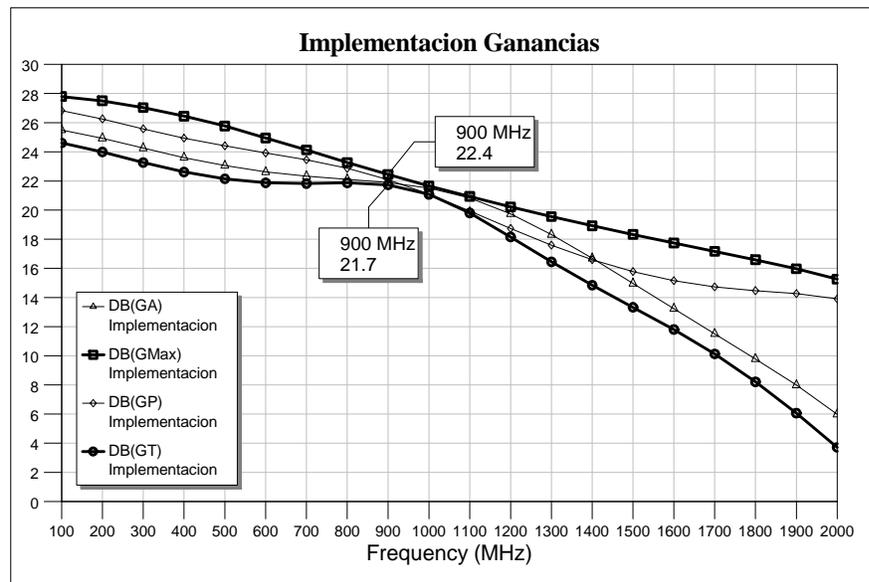


Figura 3.18 Ganancias del Circuito.

En la figura 3.18 se muestran las ganancias del circuito implementado en donde observamos que las ganancias no son las óptimas a 900MHz.

Para realizar la optimización del circuito es necesario determinar los objetivos a los que se requiere llegar en el circuito, por lo que a continuación se presentan las características deseables del circuito.

- Estabilidad > 1 en 900MHz
- Acoplamiento: los coeficientes de reflexión muy cercanos al punto (1,0) de la carta de Smith para la máxima transferencia de potencia a 900MHz.
- VSWR: con un valor muy cercano a 1 en 900MHz.
- La máxima ganancia en 900MHz de cada una de ellas.

Con estos requerimientos, se realizará el procedimiento de optimización del circuito, este procedimiento se llevará a cabo en la siguiente sección.

3.7 OPTIMIZACIÓN

Los resultados obtenidos en la sección anterior, distan de la respuesta que se espera del sistema, es por ello que el circuito necesita ser optimizado, esta optimización consiste en modificar algunos de los parámetros del circuito con el objetivo de encontrar una mejor respuesta. Gracias al diseño de nuestras etapas de acoplo, el circuito puede ser optimizado a partir de ellas, ya que las microcintas ofrecen la facilidad de modificar longitudes o anchos de pista de una manera sencilla, teniendo gran impacto en la respuesta del sistema.[12]

Para el sistema entonces, se utilizan las micro cintas para optimizar el circuito ya que ofrecen una gran variedad de posibles soluciones a los problemas.

En el procedimiento de la optimización del circuito se utilizará una herramienta más del software MWO llamada “Tune” (Sintonizar) con la cual se puede variar parámetros del circuito en tiempo real, es decir, que se pueden variar estos parámetros y observar al mismo tiempo la respuesta del sistema.

Para el caso de líneas de transmisión con microcintas, únicamente se varía la longitud de la pista, ya se quiere conservar la impedancia característica de la línea, como ya se calculó en la sección 3.6.3.

El primer paso para la optimización del circuito, es seleccionar de la barra de trabajo del software MWO el destornillador y una vez en el esquemático posicionar el destornillador sobre los elementos de líneas, específicamente en las longitudes de cada una de ellas hasta que el cursor del destornillador cambie de forma a un símbolo de adición.

Este procedimiento se indica en la figura 3.19.

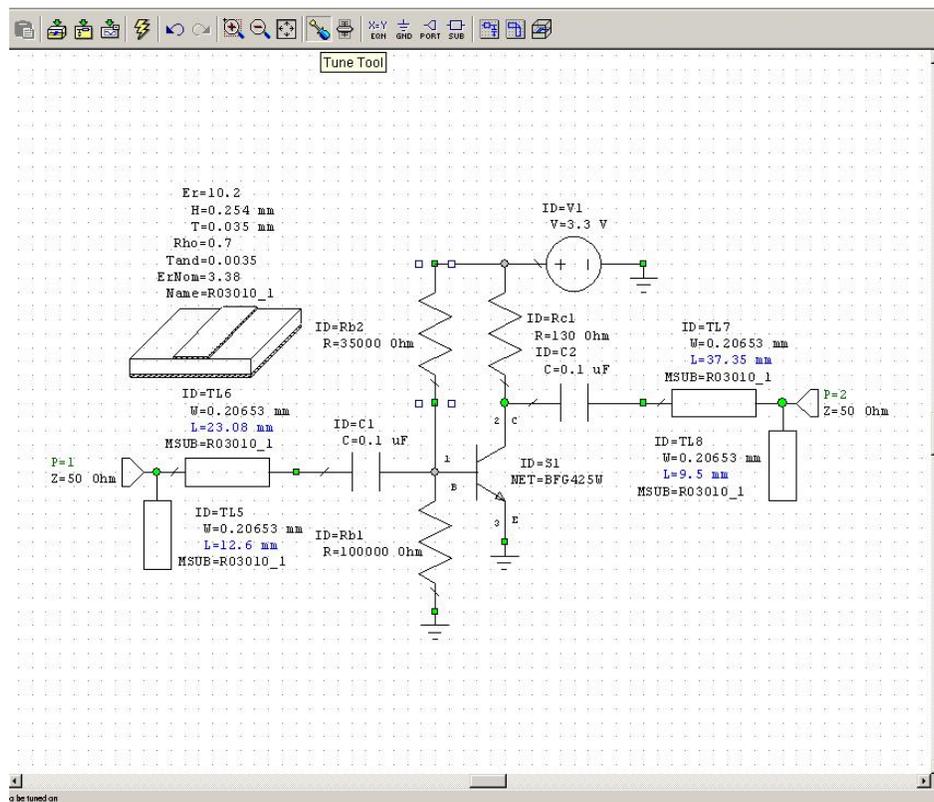


Figura 3.19 Herramienta “Tune”

Una vez logrado el procedimiento de seleccionar todas las longitudes del circuito, el siguiente paso consiste en optimizar la longitud de las pistas para obtener una respuesta mejorada del sistema. Esto se lleva a cabo seleccionando el botón junto a la herramienta “Tune Tool” llamado “Tune” que de la figura 3.19 puede observarse.

Para tener una idea clara de cómo se debe optimizar el circuito, se activará a la gráfica de reflexión del circuito sobre la cual se trabaja, y se activa la herramienta “Tune”.

En la figura 3.20 se muestra este procedimiento.

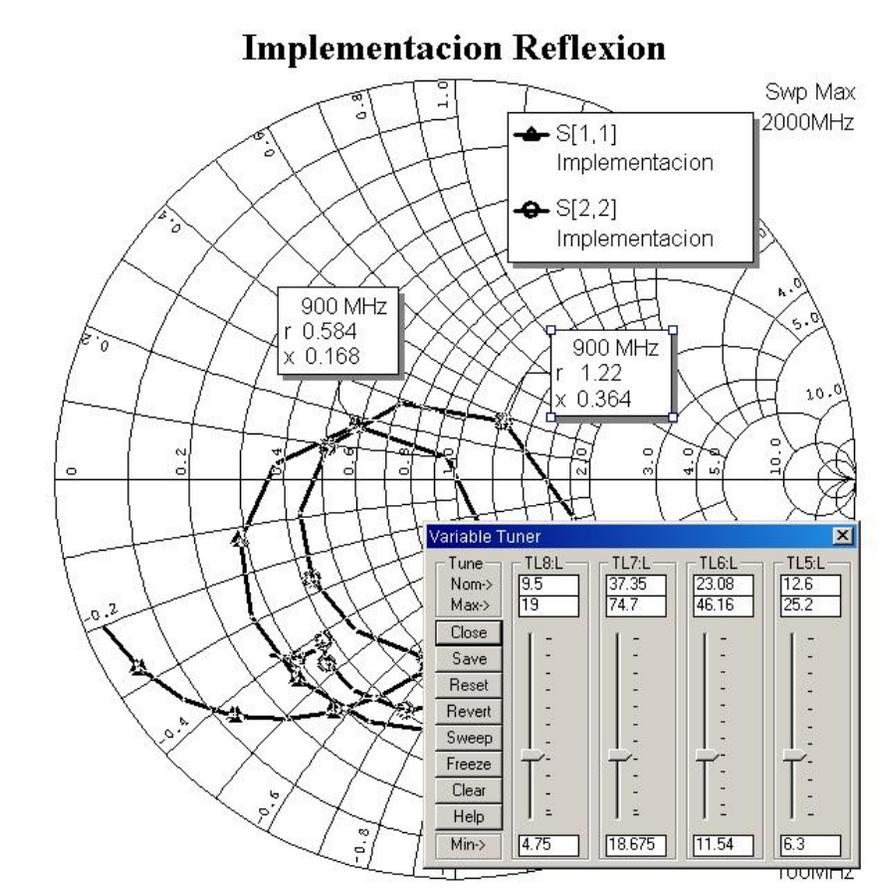


Figura 3.20 Sintonizador.

Una vez activada la herramienta se observa de la figura 3.20 que aparece un panel con cuatro opciones de variación, en función de las longitudes seleccionadas.

Se varían estas longitudes con el objetivo de encontrar una mejor respuesta del circuito, para la gráfica de reflexión se debe buscar que los coeficientes de reflexión estén cerca el centro de la carta de Smith el punto (1,0), lo que significara un acoplo de 50Ω .

Existen una gran variedad de soluciones, se debe buscar una de las soluciones que ofrezcan las longitudes más cortas para los Stubs con el fin de lograr un circuito de dimensiones menores. Una vez lograda la optimización del circuito, las gráficas resultantes de estabilidad, reflexión, ganancias, VSWR y aislamiento se muestran en las figuras 3.21, 3.22, 3.23, 3.24 y 3.25.

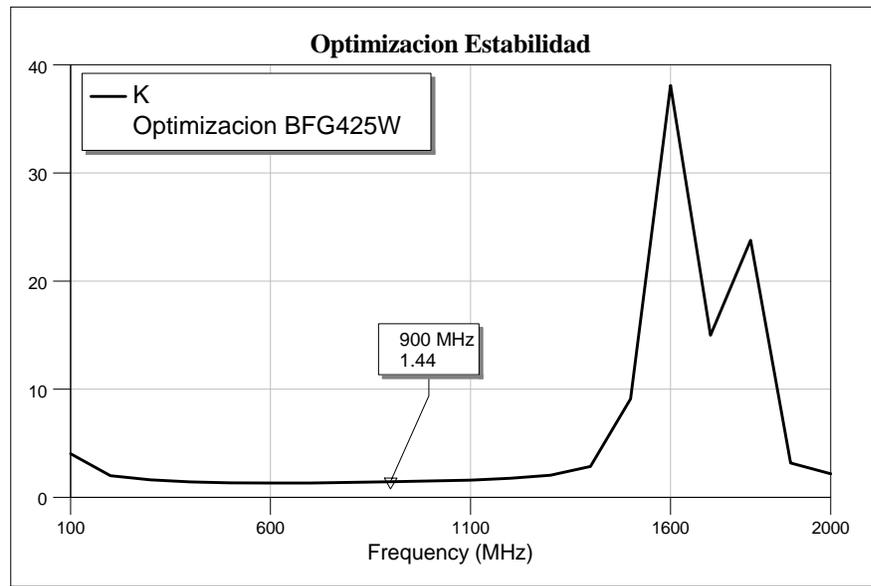


Figura 3.21 Estabilidad Optimizada.

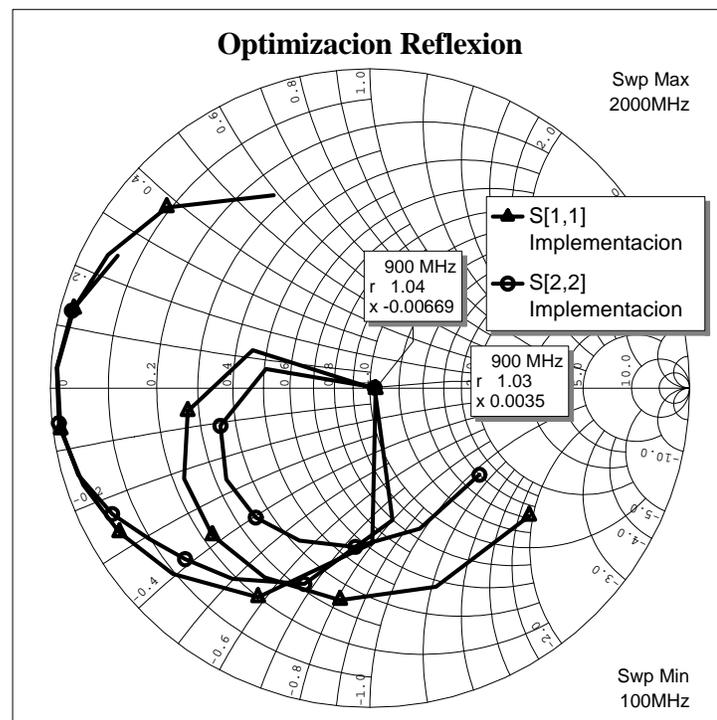


Figura 3.22 Coeficientes de Reflexión Optimizados

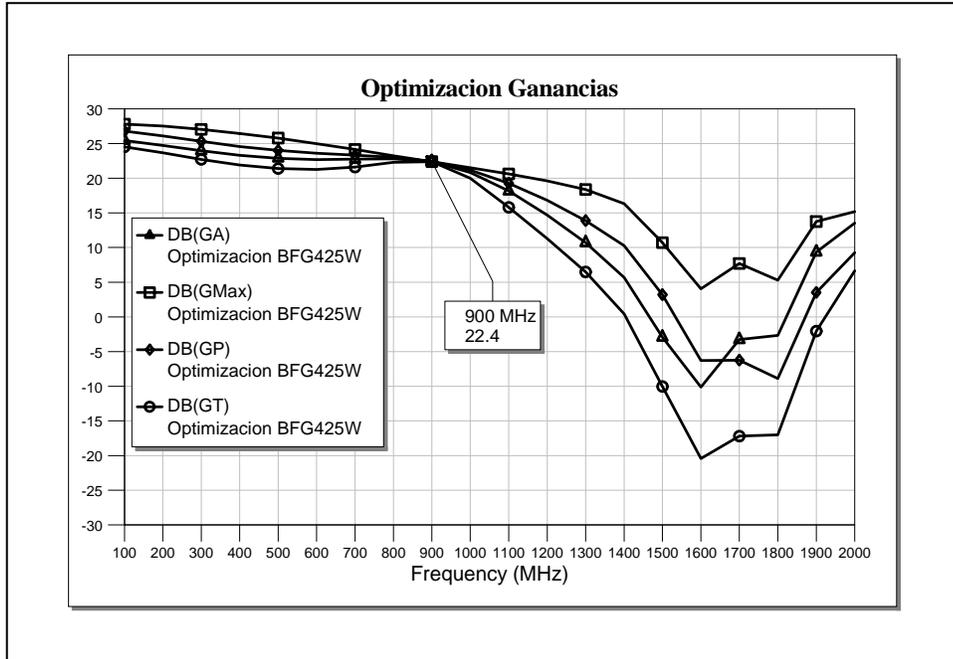


Figura 3.23 Ganancias Optimizadas

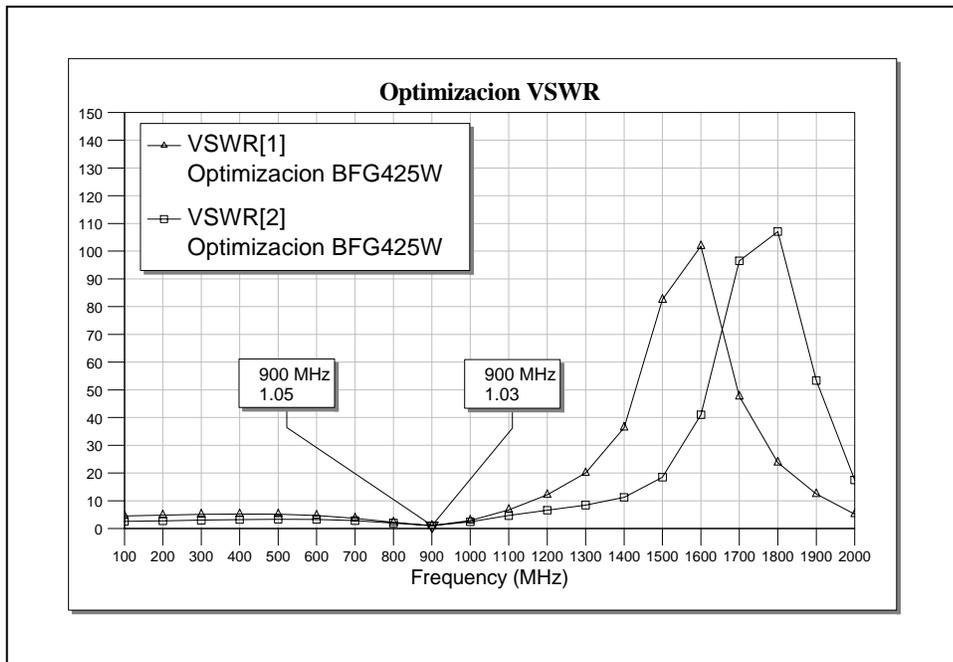


Figura 3.24 VSWR optimizado de entrada y salida.

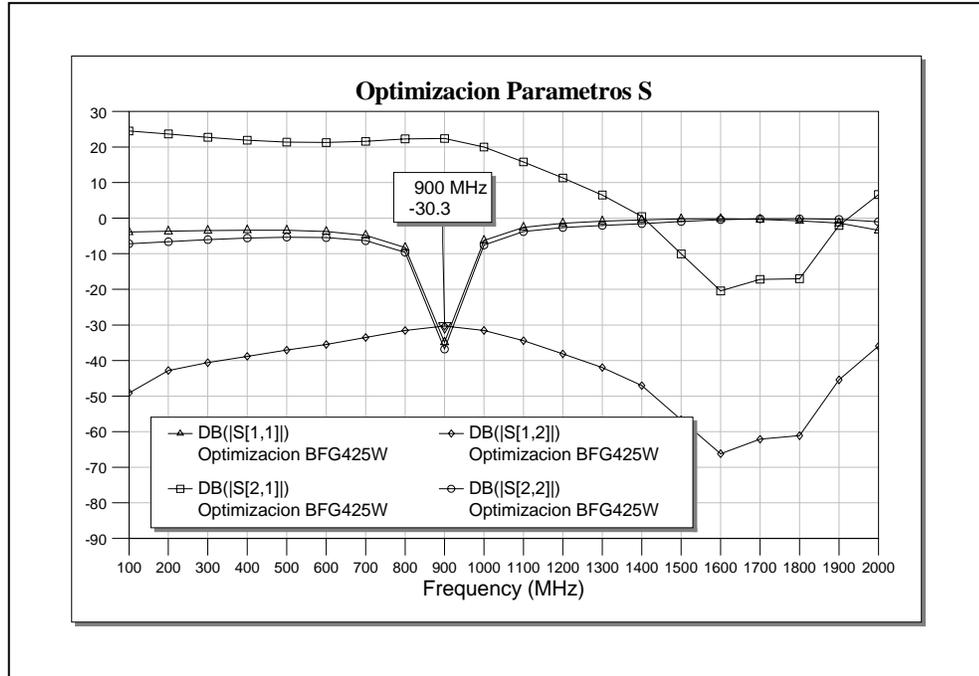


Figura 3.25 Parámetros S optimizados.

De las gráficas anteriores se observa que los objetivos del sistema se optimizaron de una manera satisfactoria y los requisitos se alcanzaron de igual manera.

Por lo que en la figura 3.26 se muestra el circuito optimizado.

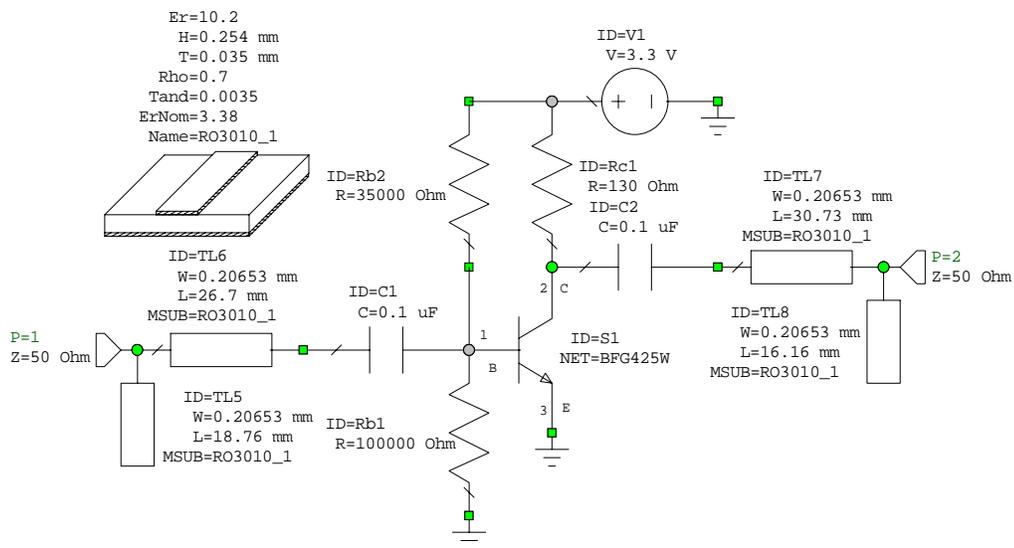


Figura 3.26 Circuito Optimizado.

En el procedimiento de la optimización se buscaron las longitudes de líneas lo más cortas posibles, existen otras longitudes que pueden satisfacer los requerimientos del acoplado pero no satisfacen los requerimientos de tamaño.

Hasta el momento se ha logrado satisfacer los requerimientos de máxima ganancia y máxima transferencia de potencia con el diseño de las etapas de acoplado, solo falta hacer una consideración más, el ruido del sistema.

En la siguiente sección se realiza el análisis del ruido del sistema.

3.8 RUIDO DEL SISTEMA

La optimización del ruido es un procedimiento muy importante en el diseño del amplificador de bajo ruido, y debe ser tomada en cuenta desde la selección del dispositivo con el que se va a trabajar.

Para el caso del transistor BFG425W que es un transistor de bajo ruido como característica integrada del transistor, la selección fue cuidadosa.

En la tabla 3.9 se muestran los datos de ruido en función de la corriente de colector. [15]

f (MHz)	Ic (mA)	Fmin (dB)	Γ_{mag}	Γ_{ang}	R _n (Ω)
900	1	0.7	0.67	19.1	0.40
	2	0.8	0.48	17.8	0.27
	4	1	0.28	11.7	0.24
	10	1.4	0.02	-63.9	0.19
	15	1.6	0.11	-162.4	0.18
	20	1.9	0.19	-165.5	0.18
	25	2.1	0.25	-166.3	0.19
	30	2.3	0.29	-166.5	0.19

Tabla 3.9 Datos de ruido del BFG425W

De la tabla 3.9 se observa que para una frecuencia de 900MHz y con una corriente de colector de 10mA, el valor de la Figura de Ruido es de 1.4dB.

Esta selección del transistor se realizó para cumplir con los requerimientos de Figura de ruido del sistema.

Los datos de ruido proporcionados por el fabricante están calculados para el caso específico cuando el transistor esta perfectamente acoplado, es decir, que $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ y $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$, por lo que para el sistema se considera el perfecto acoplamiento y por lo tanto el ruido total del sistema será igual al del transistor.

Para determinar si el sistema cumple con estos requerimientos de ruido, es necesario graficar esta Figura de Ruido proporcionada por el fabricante y compararla con las ganancias máxima disponible y la ganancia máxima de potencia y los coeficientes de reflexión del sistema.

Una de las razones por las cuales se grafican estas mediciones es porque representan un método visual para comprender el estado de acoplamiento del sistema con respecto al ruido.

En la figura 3.27 se muestra la gráfica de ruido.

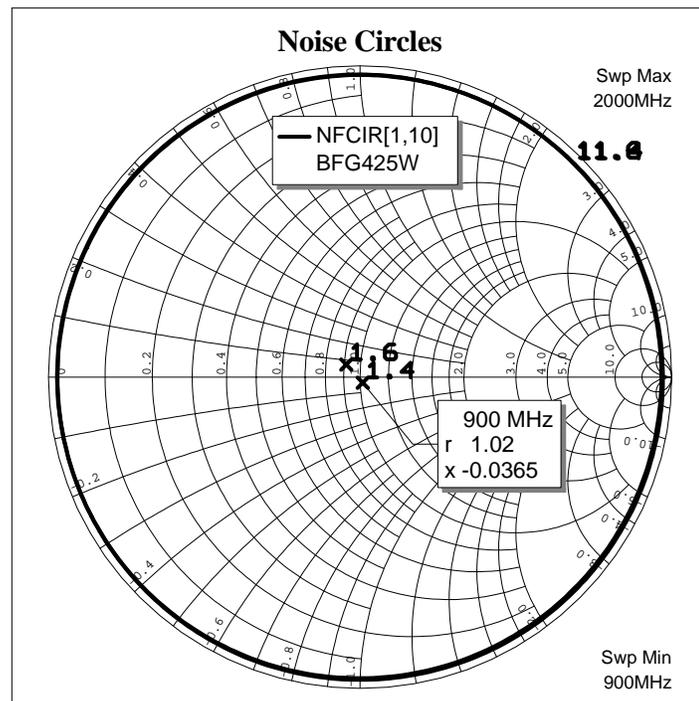


Figura 3.27 Círculos de Ruido.

En la figura 3.27 se aprecia que el punto de ruido para 900MHz esta muy cercano al centro de la carta.

En la figura 3.28 se muestra la gráfica de ganancias.

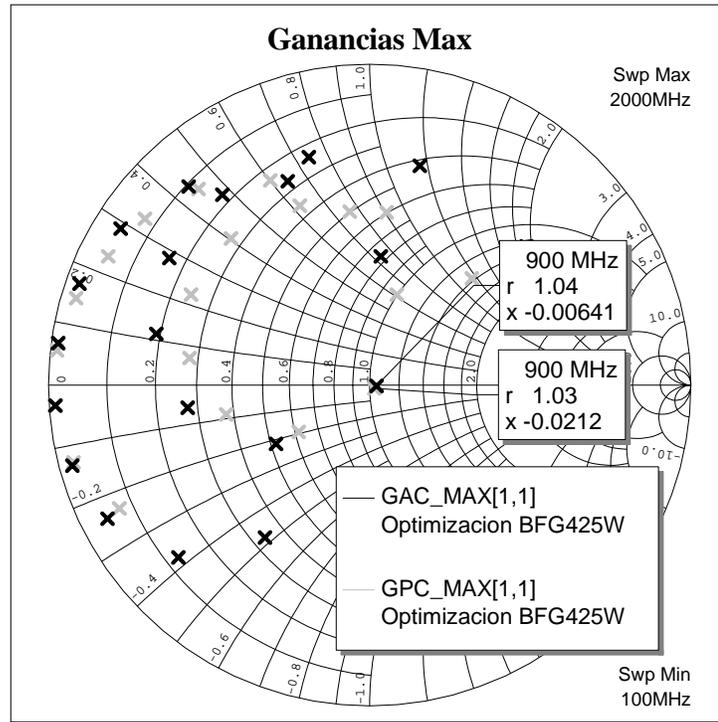


Figura 3.28 Ganancias máximas de potencia y disponibles.

De las figuras anteriores, se observa que para la frecuencia de 900MHz la figura de ruido es de $F = 1.4$, de la gráfica 3.22 los coeficientes de reflexión $S_{11} = 1.04 \angle 0.00669j$ y $S_{11} = 1.03 \angle 0.0035j$, y de la gráfica 3.28 la ganancia máxima disponible $G_{a\max} = 1.04 \angle -0.0064j$, en donde el sistema coincide con acoplo de ruido que el sistema requiere, ya que los coeficientes de reflexión coinciden con el punto de ruido y se obtiene la ganancia máxima para una frecuencia de 900MHz.

En el siguiente capítulo se trata el tema de la implementación del circuito en el software MWO para su construcción y diseño de placa.

CAPÍTULO 4

IMPLEMENTACIÓN EN LAYOUT

Dentro del diseño del amplificador, es necesario considerar el diseño en placa del circuito realizado en las pruebas anteriores.

Este hecho involucra una nueva optimización del circuito, ya que se agregaran pequeñas partes al circuito debido a que cada elemento tiene diferentes anchos, tales elementos de circuito son los acopladores de tamaño (Steps) o las juntas (Tees) para que el circuito sea implementado en una placa de cobre.

Estas añadiduras provocaran nuevos efectos en la respuesta del amplificador, para los que se tiene que trabajar para el nuevo optimizado del circuito, ya que los datos obtenidos en las secciones anteriores corresponden a los del modelo teórico del amplificador y no consideran los efectos introducidos por estas juntas.

Para esto será necesario utilizar las herramientas del software MWO con las cuales se pueden diseñar el circuito, así como definir las posiciones óptimas en las cuales se pueda conseguir el tamaño más reducido del circuito.

4.1 IMPLEMENTACIÓN

Con la implementación del circuito en placa o vista de layout, es necesario añadir algunos conversores de tamaño entre los elementos del circuito, tales como las microcintas y los elementos de tamaño estándar 0805[14] y las terminales del transistor de empaque SOT343R [15].

Estos conversores deben ser diseñados con la ayuda del editor de librerías para celdas del software MWO, con la cual se construyó un acoplador para cada unión.

En la figura 4.1 se muestra el diseño del circuito con los conversores respectivos de tamaño.

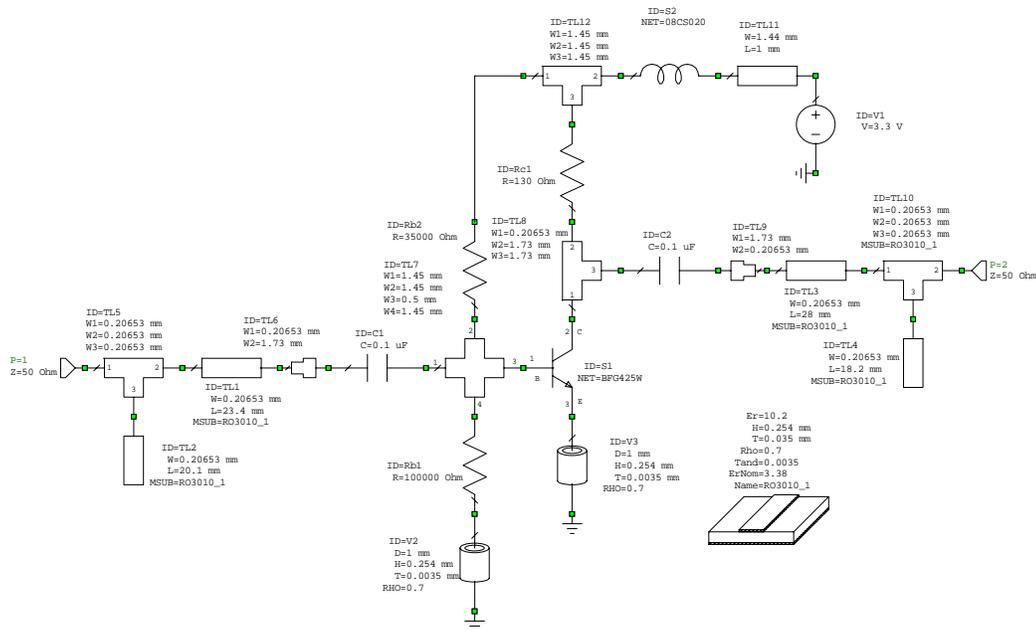


Figura 4.1 Circuito con convertidores de tamaño.

Una vez terminado el procedimiento de conversión de tamaños entre los elementos de circuito, es necesario editar cada uno de ellos con el layout propio de cada elemento para que el elemento seleccionado corresponda con cada layout editado.

Se implementó en el circuito un inductor de acoplo, con este inductor se eliminan los efectos de la fuente de alimentación.

Se observa de la figura 4.1 que conectados al resistor y al emisor del transistor se encuentran los elementos llamados “Vias” que corresponden al paso a través del sustrato para conectarse con el conductor externo posterior, debido que este representa la tierra física del circuito.

Para el análisis del circuito modificado hará falta ver la respuesta de acoplamiento, que como en el principio del diseño es la parte fundamental para encontrar la máxima ganancia.

En la figura 4.2 se muestra la gráfica del acoplamiento con los efectos de los convertidores de tamaño.

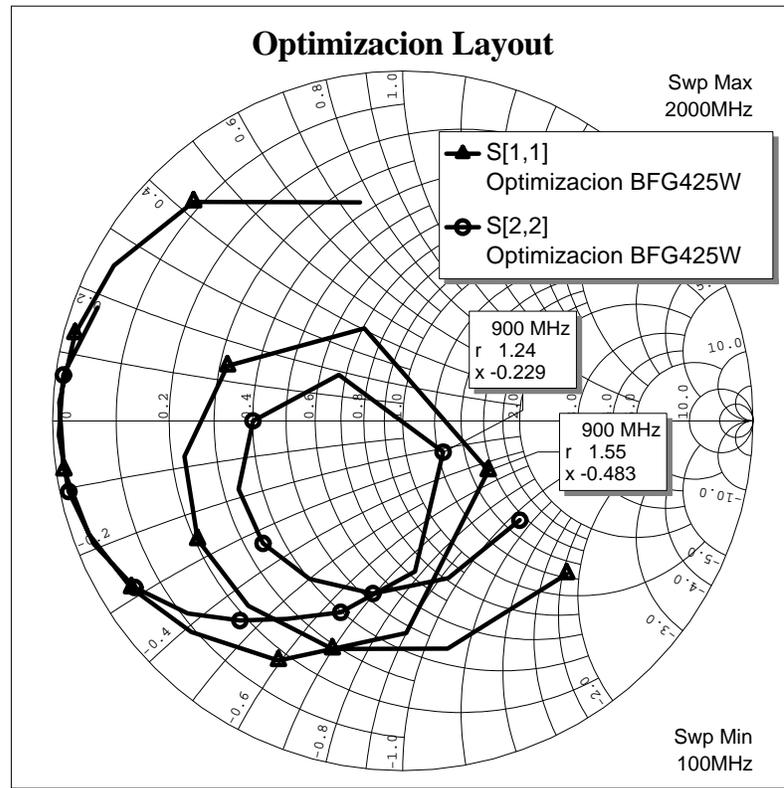


Figura 4.2 Coeficientes de reflexión del circuito modificado.

Se observa de la grafica 4.2 que el circuito ya no esta acoplado en 50Ω a 900MHz debido a los efectos de los convertors de tamaño, para lo que será necesario la optimización del circuito, este procedimiento se muestra en la siguiente sección.

4.2 OPTIMIZACIÓN

Para corregir este problema se hace referencia al paso de optimización del circuito mencionado en el capítulo anterior, modificando nuevamente las longitudes de las etapas de acoplo de entrada y salida, mediante la herramienta de sintonizar.

Cabe aclarar que no deben modificarse los anchos de las pistas.

En las figuras 4.3 y 4.4 se muestran la gráfica de coeficientes de reflexión y el circuito con las longitudes apropiadas.

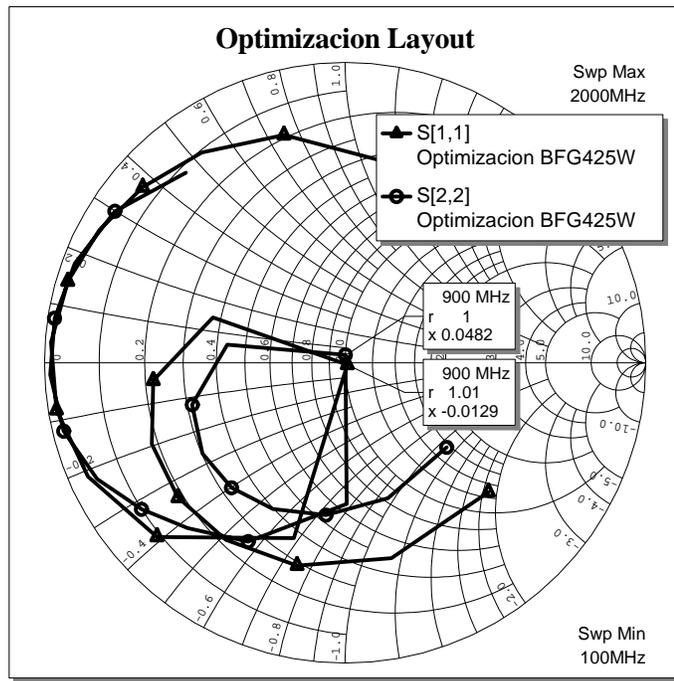


Figura 4.3 Coeficientes de reflexión finales.

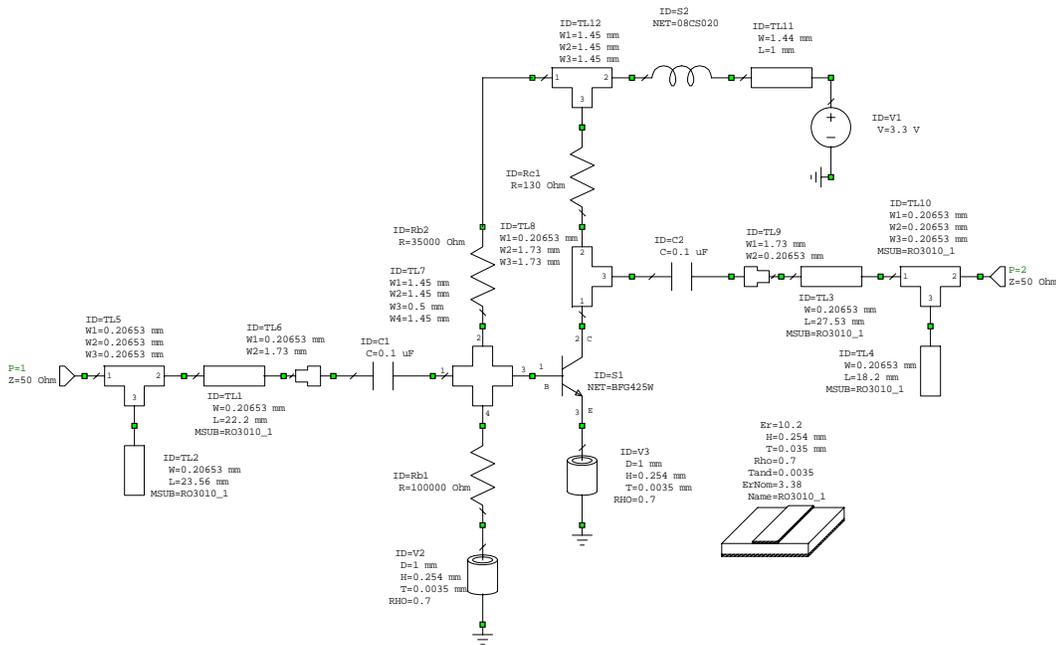


Figura 4.4 Circuito Completo

Esta modificación no representa una alteración al comportamiento de ruido, ya que el circuito se encuentra completamente acoplado.

Para el modelado del inductor se tomaron los parámetros S del inductor proporcionados por el fabricante Coilcraft [16]

El siguiente paso en el diseño es visualizar el esquemático de layout, esto se realiza mediante la selección del icono “View Layout” que se encuentra al lado del icono de “SchematicView”.

Al realizar esta operación la ventana de Layout aparecerá con los elementos del circuito en una forma desordenada, pero con líneas rojas que indican la relación de cada elemento.

En este punto se puede mejorar el tamaño del circuito, organizando de la mejor manera los elementos del circuito.

En la figura 4.5 se muestra el esquemático final del circuito.

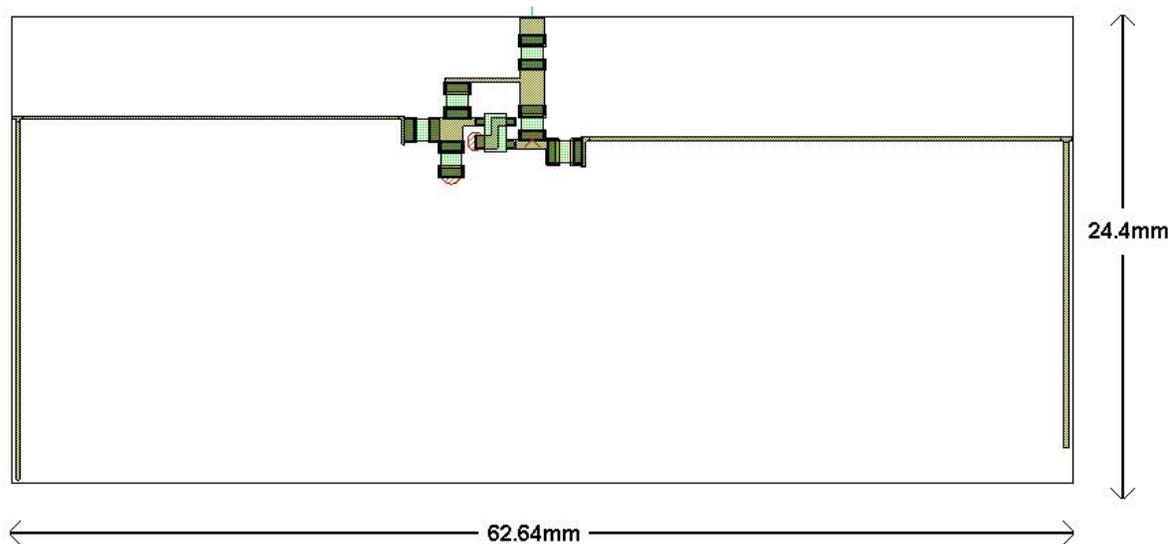


Figura 4.5 Layout del circuito.

En la vista de Layout, es necesario ya que este ordenado el circuito, como lo muestra la figura 4.5, seleccionar cada elemento y editar sus propiedades de forma “Shape Properties” y asegurarnos de que las ligas correspondientes a sus conexiones, estén de forma correcta.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS Y CONCLUSIONES

5.1 RESULTADOS

El diseño del amplificador de bajo ruido se finalizó satisfactoriamente y es presentado con las siguientes características:

Parámetro	Requerimientos	Resultados
Frecuencia de Operación	900MHz.	900MHz óptima.
Ancho de Banda	800MHz a 2GHz	800MHz a 1GHz
Figura de Ruido	<2dB @ 900MHz	1.4dB @ 900MHz.
Ganancia	> 15dB @ 900MHz	22.4dB @ 900MHz.
Voltaje de Alimentación	Entre 2V y 5V.	3.3V.
Consumo de Corriente	< 10mA.	10mA.

Tabla 5.1 Resultados

Vistos los resultados anteriores, el circuito se logró implementar en layout con el tamaño mínimo de 2.74cm de ancho x 6.64 cm de largo x 2.2mm de grosor.

5.2 CONCLUSIONES

En el presente trabajo se desarrolló una metodología de diseño de amplificadores de bajo ruido para aplicaciones de microondas con la ayuda de el software MWO y el desarrollo de un amplificador de bajo ruido para la frecuencia de 900MHz y acoplado por medio de Stubs para reducir el costo del circuito.

La metodología es presentada de una manera sencilla para el procedimiento, tomando en consideración los parámetros más importantes de los componentes y las etapas de acoplo.

Dentro del procedimiento, se hace uso de las utilerías gráficas del software como una herramienta indispensable en el diseño del amplificador de bajo ruido, así como de nuevos procedimientos de diseño para hacer más funcional el proceso.

Con una metodología funcional como la presentada en el desarrollo anterior, es evidente que el diseño implementado contempla los requerimientos necesarios para su funcionamiento óptimo, y puede ser utilizada para el desarrollo posterior de sistemas con diferentes características de funcionamiento, siguiendo los pasos aquí presentados. Esta metodología es abierta y adaptable por lo que los pasos que en ella se describen pueden ser cambiados, siempre y cuando este intercambio responda a los requerimientos del sistema a diseñar, ya que los pasos en el presente trabajo están enfocados al diseño específico de un amplificador de bajo ruido para aplicaciones de comunicaciones inalámbricas.

El diseño del amplificador de bajo ruido para aplicaciones de comunicaciones inalámbricas se concluyó satisfactoriamente presentando los resultados en la tabla 5.1 los cuales se lograron mediante la utilización de la metodología presentada en este trabajo y las herramientas del software MWO.

Este amplificador opera propiamente a una frecuencia de 900MHz el cual es apto para sistemas de comunicaciones inalámbricas tales como teléfonos celulares, radios móviles y teléfonos inalámbricos para uso doméstico.

La utilización del circuito es muy variada dentro de las comunicaciones ya que representa una de las partes más importantes de el bloque completo de recepción y dependiendo de la aplicación este circuito puede emplearse de la mejor manera.

Es indispensable la cuidadosa selección de los componentes y materiales correctos a utilizar para la óptima realización del diseño, ya que la selección inapropiada de estos componentes se reflejará en la exactitud del diseño y de su respuesta ya implementado en un sistema completo.

El amplificador desarrollado en este trabajo cumple con las características necesarias para su desempeño dentro del sistema completo de recepción de los sistemas de comunicaciones, por lo que los pasos aquí presentados cumplen con su objetivo fundamental.

5.3 LÍNEAS FUTURAS DE DISEÑO

Existen muchas aplicaciones en las cuales se puede ahondar en las investigaciones, tales como las nuevas implementaciones de amplificadores de bajo ruido en la frecuencia de 1900MHz para aplicaciones de Bluetooth, amplificadores de bajo ruido de banda ancha para aplicaciones superiores a los 20GHz para transmisión de datos, etc.

Las líneas a seguir en el campo del diseño solo están acotadas por las aplicaciones que se quieran desarrollar, y por ello es importante la realización de nuevas metodologías que resuelvan los problemas para cada aplicación específica.

Se pueden seguir líneas diferentes de investigación que no involucran el diseño de amplificadores y son las líneas de diseño de los diferentes sistemas de un bloque de recepción, tal es el caso del diseño de los filtros, osciladores, mezcladores, amplificadores de potencia etc.

Para cada caso existen diferentes condiciones con las cuales se puede trabajar en la implementación de una metodología o el diseño en si para una aplicación particular.

Siguiendo con la tecnología de vanguardia, se propone como siguiente paso el diseño de estos sistemas, pero implementados en tecnologías de circuito integrado (MMIC's), lo que involucra el modelado y diseño de circuitos en una muy alta escala de integración.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] ROBERT B. MARKS, MICHAEL S. HEUTMAKER, *1997 Wireless communications Conference*, Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology, Volume 102, Number 6, November – December 1997.

- [2] DAVID M. POZAR, *Microwave Engineering*, Ed. John Wiley & Sons Inc, Second Edition , Chapters 10 & 11.

- [3] DUNCAN BOYD, *Practical Noise Figures Measurements and Analysis for Low Noise Amplifier Designs*, Agilent Technologies Inc., August 29, 2000.

- [4] ALLAN W. SCOTT, *Understanding Microwaves*, Ed. John Wiley & Sons Inc. Chapters 8 & 9.

- [5] H.O. GRANBERG, *RF Power Circuits Concepts Using FET's and BJT's*, Motorola Semiconductors., Sep/Oct, 1997.

- [6] PAUL R. GRAY, ROBERT G. MAYER, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, Third Edition, Ed. John Wiley & Sons Inc. Chapters 2 & 3.

- [7] GLENN ELMORE, *De-embedded Measurements Using the HP 8510 Microwave Network Analyzer*, Network Measurements Division.

- [8] MICROWAVE OFFICE, *Quick Start Reference Manual*, Data Files Format, pp 35-48.

- [9] RF DOCUMENTATION, *Impedance Matching and the Smith Chart*, July 2000.

- [10] WEB COURSES, *The Smith Chart Book*, Smith Chart, pp 35-40. Nov 2000

- [11] ROGERS HIGH FREQUENCY MATERIALS DIVISION, *RO3000 Series*, 1998 Rogers Corporation.
- [12] MAX W. MEDLEY, *Microwave and RF Circuits: Analysis, Synthesis and Design*, Ed. Artech House Boston London, 1993 Artech House Inc, Chapter 7.
- [13] SAMUEL Y. LIAO, *Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design*, Ed. Prentice Hall, 1988, pp. 123-160.
- [14] PANASONIC, *0805 Surface Mount Chip Resistor & Capacitor Data Sheet*, Panasonic 2000. www.panasonic.com
- [15] PHILIPS SEMICONDUCTORS, *BFG45W NPN 25GHz Wideband Transistor*, Package Outline pag. 10, Philips 1998. www.philips-semiconductors.com
- [16] COILCRAFT INDUCTORS, *0805 Surface Mount Chip Inductors Data Sheet*, Coilcraft 2000. www.coilcraft.com
- [17] VICTOR F. C. VELEY, *Basic Electronic Communications for the FCC General Radio Telephone Operators License Exam*, Ed. TAB Books Mc Graw Hill, 1993, Chapter 4.
- [18] LIN ZHISHENG, LIN HAITAO, LIN YU, WU HONGXIONG, *Slotted-line System Measures S Parameters Automatically*, Department of Electronic and Communication Engineering, Zhongshan University, January 2001.

ANEXO A

COMISION FEDERAL DE COMUNICACIONES (FCC)

Last Update May 24, 2001

Chapter 1 Telecommunications

Part 15 Radio Frequency Devices

Section 15.247

Operation within the bands 902 - 928 MHz, 2400 - 2483.5 MHz, and 5725 - 5850 MHz.

- (a) Operation under the provisions of this Section is limited to frequency hopping and direct sequence spread spectrum intentional radiators that comply with the following provisions:
- (1) Frequency hopping systems shall have hopping channel carrier frequencies separated by a minimum of 25 kHz or the 20 dB bandwidth of the hopping channel, whichever is greater. The system shall hop to channel frequencies that are selected at the system hopping rate from a pseudorandomly ordered list of hopping frequencies. Each frequency must be used equally on the average by each transmitter. The system receivers shall have input bandwidths that match the hopping channel bandwidths of their corresponding transmitters and shall shift frequencies in synchronization with the transmitted signals.
 - (i) For frequency hopping systems operating in the 902-928 MHz band: if the 20dB bandwidth of the hopping channel is less than 250 kHz, the system shall use at least 50 hopping frequencies and the average time of occupancy on any frequency shall not be greater than 0.4 seconds within a 20 second period; if the 20 dB bandwidth of the hopping channel is 250 kHz or greater, the system shall use at least 25 hopping frequencies and the average time of occupancy on any frequency shall not be greater than 0.4 seconds within a 10 second period. The maximum allowed 20 dB bandwidth of the hopping channel is 500 kHz.
 - (j) Frequency hopping systems operating in the 2400-2483.5 MHz and 5725-5850MHz bands shall use at least 75 hopping frequencies. The maximum 20 dB bandwidth of the hopping channel is 1 MHz. The average time of occupancy on any frequency shall not be greater than 0.4 seconds within a 30 second period.
 - (k) Frequency hopping systems in the 2400-2483.5 MHz band may utilize hopping channels whose 20 dB bandwidth is greater than 1 MHz provided the systems use at least 15 non overlapping channels. The total span of hopping channels shall be at least 75 MHz. The time of occupancy on any one channel shall be no greater than 0.4 seconds within the time period required to hop through all channels. [Note that each of the hopping channels must be used equally on the average.]
 - (2) For direct sequence systems, the minimum 6 dB bandwidth shall be at least 500 kHz.

- (b) The maximum peak output power of the intentional radiator shall not exceed the following:
- (1) For frequency hopping systems operating in the 2400-2483.5 MHz band employing at least 75 hopping channels, all frequency hopping systems in the 5725-5850 MHz band, and all direct sequence systems: 1 watt. For all other frequency hopping systems in the 2400-2483.5 MHz band: 0.125 watts.
 - (2) *For frequency hopping systems operating in the 902-928 MHz band: 1 watt for systems employing at least 50 hopping channels; and, 0.25 watts for systems employing less than 50 hopping channels, but at least 25 hopping channels, as permitted under paragraph (a)(1)(i) of this section.*
 - (3) Except as shown below, if transmitting antennas of directional gain greater than 6 dBi are used the peak output power from the intentional radiator shall be reduced below the above stated values by the amount in dB that the directional gain of the antenna exceeds 6 dBi.
 - (i) Systems operating in the 2400-2483.5 MHz band that are used exclusively for fixed, point-to-point operations may employ transmitting antennas with directional gain greater than 6 dBi provided the maximum peak output power of the intentional radiator is reduced by 1 dB for every 3 dB that the directional gain of the antenna exceeds 6 dBi.
 - (j) Systems operating in the 5725-5850 MHz band that are used exclusively for fixed, point-to-point operations may employ transmitting antennas with directional gain greater than 6 dBi without any corresponding reduction in transmitter peak output power.
 - (k) Fixed, point-to-point operation, as used in paragraphs (b)(3)(i) and (b)(3)(ii) of this section, excludes the use of point-to-multipoint systems, omnidirectional applications, and multiple co-located intentional radiators transmitting the same information. The operator of the spread spectrum intentional radiator or, if the equipment is professionally installed, the installer is responsible for ensuring that the system is used exclusively for fixed, point-to-point operations. The instruction manual furnished with the intentional radiator shall contain language in the installation instructions informing the operator and the installer of this responsibility.

ANEXO B

PARÁMETROS DEL TRANSISTOR BIPOLAR MWO

En esta sección se presenta la definición de los parámetros del transistor bipolar utilizados en el simulador Microwave Office.

Símbolo de MWO	Símbolo	Descripción
IS	I_S	Corriente de Saturación de Transporte
BF	β_F	Corriente de Saturación Máxima no Inversa
BR	β_R	Corriente de Saturación Máxima Inversa
VAF	V_A	Voltaje Primario no Inverso
RB	r_b	Resistencia en Serie a la Base
RE	r_{ex}	Resistencia en Serie al Emisor
RC	r_c	Resistencia en Serie al Colector
TF	τ_F	Tiempo Transitivo no Inverso
TR	τ_R	Tiempo Transitivo Inverso
CJE	C_{je0}	Capacitancia de Depleción de la unión base-emisor sin polarizar
VJE	ψ_{0e}	Potencial interno de la unión base-emisor
MJE	n_e	Exponente Capacitivo de la unión base-emisor
CJC	$C_{\mu 0}$	Capacitancia de Depleción de la unión base-colector sin polarizar
VJC	ψ_{0c}	Potencial interno de la unión base-colector
MJC	n_c	Exponente Capacitivo de la unión base-colector
CJS	C_{sc0}	Capacitancia de Depleción de la unión colector-sustrato sin polarizar
VJS	ψ_{0s}	Potencial interno de la unión colector-sustrato
MJS	n_s	Exponente Capacitivo de la unión colector-sustrato

Tabla B.1 Parámetros del Transistor

ANEXO C

DATOS TÉCNICOS

BFG425W NPN 25 GHz wideband transistor

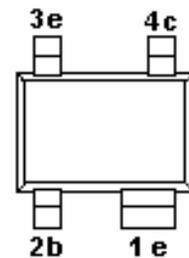


Figura C.1 Vista Superior

CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	UNITS
V(BR)CBO	collector-base breakdown voltage	$I_C = 2.5\text{mA}$; $I_E = 0$	10V
V(BR)CEO	collector-emitter breakdown voltage	$I_C = 1\text{mA}$; $I_B = 0$	4.5V
V(BR)EBO	emitter-base breakdown voltage	$I_E = 2.5\text{mA}$; $I_C = 0$	1V
ICBO	collector-base leakage current	$I_E = 0$; $V_{CB} = 4.5\text{V}$	15nA
HFE	DC current gain	$I_C = 25\text{mA}$;	$V_{CE} = 2\text{V}$
Cc	collector capacitance	$I_E = i_e = 0$; $V_{CB} = 2\text{V}$; $f = 1\text{MHz}$;	300fF
Ce	emitter capacitance	$I_C = i_c = 0$; $V_{EB} = 0.5\text{V}$; $f = 1\text{MHz}$;	575fF

Cre	feedback capacitance	IC = 0; VCB = 2 V; f = 1 MHz;	95fF
fT	transition frequency	IC = 25mA; VCE = 2 V; f = 2 GHz;	25GHz
Gmax	maximum power gain	IC = 25mA; VCE = 2 V; f = 2 GHz;	20dB
	insertion power gain	IC = 25mA; VCE = 2 V; f = 2 GHz;	17dB
F	noise figure	IC = 2mA; VCE = 2 V; f = 900 MHz;	0.8dB
PL1	output power 1 dB	IC = 25mA; VCE = 2 V; f = 2 GHz;	12dBm
ITO	third order inter point	IC = 25 mA; VCE = 2 V; f = 2 GHz;	22dB

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN
VCBO	collector-base	voltage open emitter	10 V
VCEO	collector-emitter	voltage open base	4.5 V
VEBO	emitter-base	voltage open collector	1 V
IC	collector current	(DC)	30mA
Ptot	total power dissipation	Ts=103 °C;	135mW
Tstg	storage temperature		65 +150 °C
Tj	operating junction temperature		150 °C

Noise data

VCE = 2 V; typical values.

f	I _C	F _{MIN}			R _n
(MHz)	(mA)	(dB)	Γ _{mag}	Γ _{angle}	(Ω)
900	1	0.7	0.67	19.1	0.40
	2	0.8	0.48	17.8	0.27
	4	1	0.28	11.7	0.24
	10	1.4	0.02	-63.9	0.19
	15	1.6	0.11	-162.4	0.18
	20	1.9	0.19	-165.5	0.18
	25	2.1	0.25	-166.3	0.19
	30	2.3	0.29	-166.5	0.19
2000	1	1.3	0.56	57.5	0.36
	2	1.2	0.43	57.2	0.25
	4	1.2	0.22	60.8	0.18
	10	1.6	0.06	137.4	0.19
	15	1.9	0.13	-162.1	0.20
	20	2.2	0.17	-155.5	0.20
	25	2.5	0.22	-152.2	0.21
	30	2.8	0.27	-150.8	0.25

SPICE parameters for the BFG425W die

SEQUENCE No.	PARAMETER	VALUE	UNIT
1	IS	47.17	aA
2	BF	145.0	
3	NF	0.993	
4	VAF	31.12	V
5	IKF	304.0	mA
6	ISE	300.2	fA
7	NE	3.000	
8	BR	11.37	
9	NR	0.985	

10	VAR	1.874	V
11	IKR	0.121	A
12	ISC	484.8	aA
13	NC	1.546	
14	RB	14.41	Ω
15	IRB	0.000	A
16	RBM	6.175	Ω
17	RE	177.9	M Ω
18	RC	1.780	Ω
19 ⁽¹⁾	XTB	1.500	
20 ⁽¹⁾	EG	1.110	eV
21 ⁽¹⁾	XTI	3.000	
22	CJE	310.9	FF
23	VJE	900.0	mV
24	MJE	0.346	
25	TF	4.122	Ps
26	XTF	68.20	
27	VTF	2.004	V
28	ITF	1.525	A
29	PTF	0.000	deg
30	CJC	137.7	FF
31	VJC	556.9	mV
32	MJC	0.207	
33	XCJC	0.500	
34 ⁽¹⁾	TR	0.000	Ns
35 ⁽¹⁾	CJS	667.5	FF
36 ⁽¹⁾	VJS	418.3	mV
37 ⁽¹⁾	MJS	0.239	
38	FC	0.550	

RO3000™ Series High Frequency Circuit Materials

RO3000™ Laminate Product Information:

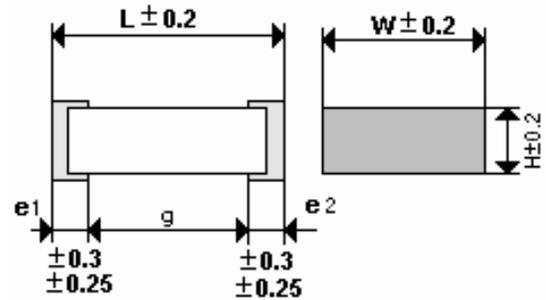
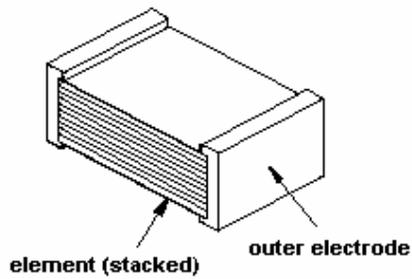
PROPERTY	TYPICAL VALUE		
	RO3003	RO3006	RO3010
Dielectric Constant ϵ_r	3.0±0.04	6.15±0.15	10.2±0.30
Thermal Coefficient of ϵ_r	13	-169	-295
Dissipation Factor	0.0013	0.0025	0.0035
Colour	Tan	Tan	Off white
Density	2.1	2.6	3.0

Available Configurations:

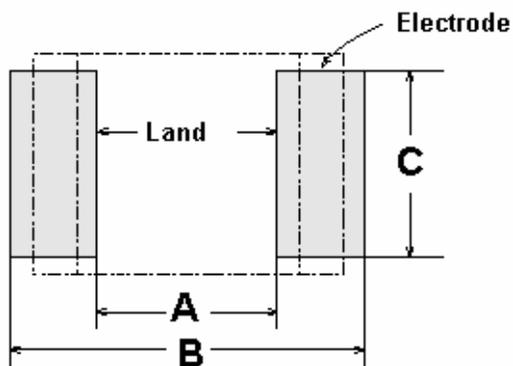
Thicknesses and Tolerances

RO3003	RO3006		RO3010	
0.005" ± 0.0005" (0.13 ± 0.01 mm)	0.005"± 0.0005"	(0.13 ± 0.01 mm)	0.005"± 0.0005"	(0.13 ± 0.01 mm)
0.010" ± 0.0007" (0.25 ± 0.02 mm)	0.010"± 0.0007"	(0.25 ± 0.02 mm)	0.010"± 0.0007"	(0.25 ± 0.02 mm)
0.020" ± 0.001" (0.50 ± 0.03 mm)	0.025"± 0.001"	(0.64 ± 0.03 mm)	0.025"± 0.001"	(0.64 ± 0.03 mm)
0.030" ± 0.0015" (0.75 ± 0.04 mm)	0.050"± 0.002"	(1.27 ± 0.05 mm)	0.050"± 0.002"	(1.27 ± 0.05 mm)
0.060" ± 0.003" (1.52 ± 0.08 mm)				

PANASONIC 0805 Film Chip Capacitor

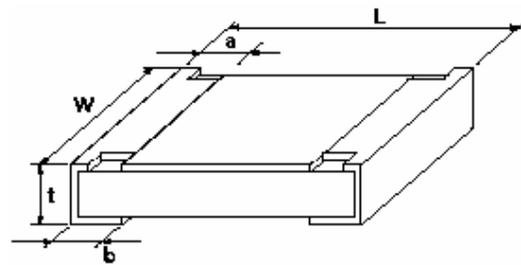
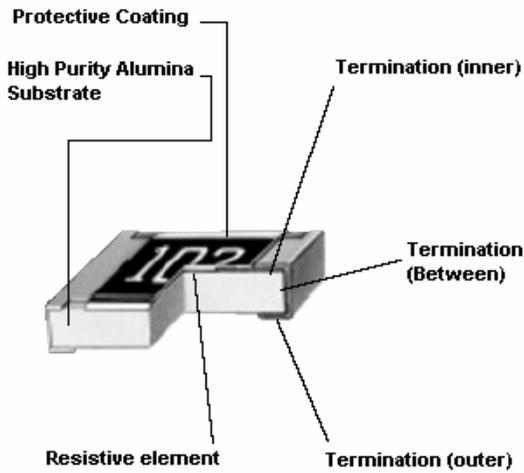


Size code	L	W	H	e_1e_2	g
J2	2.0	1.25	1.0	0.45	≥ 0.6
H1	3.2	1.6	0.8	0.65	≥ 1.0
H2	3.2	1.6	1.0	0.65	≥ 1.0
H3	3.2	1.6	1.4	0.65	≥ 1.0
G2	3.2	2.5	1.4	0.65	≥ 1.0

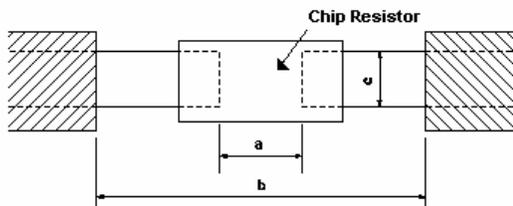


Size Code	Land dimensions (mm)		
	Reflow soldering		
	A	B	C
J2	0.8	2.4	1.1
H1	1.8	3.6	1.4
H2	1.8	3.6	1.4
H3	1.8	3.6	1.4
G2	1.8	3.6	2.3

PANASONIC 0805 Film Chip Resistor



Type	Dimensions (mm)					Weight (1000)
	L	W	a	b	t	
0805	2.00 ^{±0.20}	1.25 ^{±0.10}	0.40 ^{±0.20}	0.40 ^{±0.20}	0.60 ^{±0.10}	4g



Type	Dimensions (mm)		
	a	b	C
0805	1 to 1.4	3.2 to 3.8	0.9 to 1.4

ANEXO D

DISEÑO PASO A PASO

Los siguientes pasos describen la metodología general para el diseño de amplificadores de bajo ruido paso a paso con referencia a las páginas en donde se describe a detalle cada punto.

1. *Determinar los Requerimientos (Pag. 41)* Se definen las características que debe cumplir el amplificador de bajo ruido, tales como frecuencia de operación, ganancia y figura de ruido.
2. *Selección del Dispositivo (Pag. 42)* Se escoge un dispositivo que cumpla con los requerimientos del sistema.
3. *Diseño de la Red de Polarización (Pag. 48)* Se realiza la polarización del dispositivo mediante un circuito que provea las características deseadas de corriente directa.
4. *Diseño de las Redes de Acoplo (Pag. 51)* Se diseñan redes para acoplar el generador y la carga con el dispositivo para obtener la máxima transferencia de potencia.
5. *Pruebas (Pag.61)* Se obtienen algunas graficas tales como de estabilidad, ganancia y VSWR para comprobar el comportamiento del circuito.
6. *Optimización (Pag. 66)* Se varia las longitudes de las microcintas para lograr los requerimientos del sistema.
7. *Verificación de Ruido (Pag. 72)* Se revisa los datos de ruido del dispositivo y se comprueba el acoplo de ruido en el sistema.
8. *Implementación (Pag. 75)* Se añaden los elementos de circuito necesarios para la que la realización del circuito impreso sea posible.
9. *Implementación en Circuito Impreso (Pag. 76)* Se edita cada elemento para ajustar los tamaños de los elementos de circuito.
10. *Optimización de Circuito Impreso (Pag. 78)* Se modifican las longitudes de las microcintas para eliminar los efectos de los elementos de circuito.