

**DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR A BAJO RUIDO LNA A UNA FRECUENCIA DE
3GHZ**

WILDER YESID MORALES MARTINEZ

UNIVERSIDAD NACIONAL ABIERTA Y A DISTANCIA UNAD

**DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR A BAJO RUIDO LNA A UNA FRECUENCIA DE
3GHZ**

WILDER YESID MORALES MARTÍNEZ

**Proyecto presentado para obtener el título de
TECNÓLOGO EN TELECOMUNICACIONES**

**UNIVERSIDAD NACIONAL ABIERTA Y A DISTANCIA UNAD
ESCUELA DE CIENCIAS BASICAS TECNOLOGIA E INGENIERIA**

Garagoa, Boyacá

2014

DEDICATORIA

A mis padres quienes siempre
me han apoyado y serán siempre
motivo de orgullo y admiración
para mí.

AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo es uno de mis grandes esfuerzos, en el cual participaron distintas personas directa o indirectamente ya sea opinando, corrigiendo, leyendo, apoyándome o acompañándome en todo momento por esta razón agradezco

A Dios por estar siempre a mi lado y ser la luz que me guía.

A mis padres ya que me dieron todo su apoyo incluso en momentos difíciles, por haberme tenido la suficiente paciencia, por enseñarme que puedo cumplir todas mis metas, por apoyarme, por corregirme en todos los errores que cometía y especialmente por todo el cariño que me han brindado.

A la ingeniera Merice Huertas por aceptar ser mi tutor, por haberme proporcionado sus conocimientos para que pudiera llevar a cabo este trabajo, por tenerme toda la paciencia y por su tiempo brindado.

Gracias a todos

Contenido

DEDICATORIA	3
AGRADECIMIENTOS	4
INDICE DE FIGURAS.....	7
INDICE DE TABLAS	9
RESUMEN	10
ABSTRACT.....	11
INTRODUCCION	12
1. LINEA DE INVESTIGACION	14
2. DESCRIPCION DEL PROBLEMA.....	15
2.1 Planteamiento Del Problema.....	15
2.2 FORMULACION DEL PROBLEMA.....	16
2.3 SISTEMATIZACION DEL PROBLEMA.....	16
3. OBJETIVOS	17
3.1 Objetivo General	17
3.2 Objetivos Específicos	17
4. JUSTIFICACION	18
5. MARCO REFERENCIAL.....	19
5.1 Antecedentes o Estado del Arte	19
5.1.2 Amplificadores	20
5.2 MARCO TEÓRICO.....	24
5.2.1 Transistores Bipolares de Unión	24
5.2.2 Transistores de Efecto de Campo con Unión.....	26
5.2.3 Líneas de Transmisión	27
5.2.4 La carta de Smith.....	34
5.2.5 Dispersión.....	37
5.2.6 Parámetros de dispersión o parámetros S.....	37
5.2.7 Estabilidad.....	43
5.2.8 Factor de Ruido y Figura de Ruido	45
5.3 MARCO CONCEPTUAL	51
5.4 MARCO LEGAL.....	54

6. FORMULACIÓN DE HIPÓTESIS	58
7. DISEÑO METODOLOGICO.....	59
8. DISEÑO	61
8.1 Selección del Transistor	62
8.1.2 Análisis de Estabilidad.....	66
8.2.3 Circuito de Polarización.....	71
8.2.4 Pruebas	78
8.2.5 Optimización	81
8.2.6 Figura de Ruido.....	85
8.2.7 Implementacion en Layout.....	87
CONCLUSIONES	91
RECOMENDACIONES.....	92
BIBLIOGRAFIA	93
ANEXOS	96
Datos Técnicos del Transistor MFG4953A	96

INDICE DE FIGURAS

Figura 1 Estado del arte en TBH.....	19
Figura 2 Línea de transmisión con una impedancia de carga.....	30
Figura 3 Impedancia de entrada en una línea cargada.....	33
Figura 4 La carta de Smith.....	34
Figura 5 Red arbitraria de dos puertos conectada a una fuente y a impedancias de carga.....	41
Figura 6 Parámetros S_{11} en la carta de Smith.....	64
Figura 7 Parámetros S_{12} en la carta de Smith.....	65
Figura 8 Parámetros S_{22} en la carta de Smith.....	65
Figura 9 Subcircuito del MGF4953A.....	68
Figura 10 Estabilidad del MGF4953A.....	69
Figura 11 Círculo de estabilidad de fuente.....	70
Figura 12 Círculo de estabilidad de carga.....	70
Figura 13 Circuito de Polarización.....	72
Figura 14 Estabilidad Mejorada.....	74
Figura 15 Etapas de Acoplo.....	75
Figura 16 Topología de Acoplo.....	76
Figura 17 Herramienta TxLine.....	77
Figura 18 Implementación del circuito.....	79
Figura 19 Estabilidad del circuito implementado.....	80
Figura 20 Ganancias del Circuito implementado.....	81
Figura 21 Estabilidad Optimizada.....	83
Figura 22 Ganancias Optimizadas.....	83

Figura 23 Circuito Optimizado.....	84
Figura 24 figura de ruido del transistor y del circuito final.....	87
Figura 25 Circuito con conversores de tamaño.....	88
Figura 26 layout del circuito.....	89
Figura 27 layout del circuito en 3D.....	90

INDICE DE TABLAS

Tabla 1 Características de los transistores seleccionados.....	63
Tabla 2 Características del material RO3010.....	78
Tabla 3 Datos de ruido transistor MGF4953A.....	86

RESUMEN

En este trabajo se llevó a cabo el diseño de un amplificador de bajo ruido (LNA), este dispositivo opera a una frecuencia de 3GHz, para ello se ha usado un transistor de la tecnología Arseniuro de Galio (GaAs). Este trabajo se ha basado en la teoría de diseño de amplificadores a bajo ruido.

El diseño de un amplificador de bajo ruido depende de una serie de características derivadas de los parámetros S propios del dispositivo a la frecuencia y condiciones de trabajo sometidas. Es importante considerar algunas especificaciones de los amplificadores antes de realizar el diseño, aquí se introducen algunos conceptos como la figura de ruido, ganancia, el rango de frecuencia a la que operan de manera adecuada etc.

Para el diseño se utilizó el software Microwave office (MWO), programa que permite hacer el modelado del sistema desde de la forma esquemática, incluyendo la optimización de su respuesta hasta la obtención de su topología. El software permite obtener información relevante con respecto a los parámetros S, la ganancia y la figura de ruido entre otros.

ABSTRACT

This work was carried out to design a low noise amplifier (LNA), this device operates at a frequency of 3GHz, for it has been used transistor technology Gallium Arsenide (GaAs). This work is based on the theory of design low noise amplifiers.

The design of a low noise amplifier depends on a number of features derived from the S-parameters of the device own frequency and working conditions subject. It is important to consider some specifications of the amplifiers before the design, here introduce some concepts such as noise figure, gain, frequency range to operate properly etc.

For design software used Microwave office (MWO) program which allows system modeling from the schematic, including optimizing your answer to getting your topology. The software allows relevant information with respect to the parameters S, the gain and noise figure among others.

INTRODUCCION

Los servicios como telefonía celular, televisión satelital, comunicaciones personales, servicios de banda ancha entre otras tecnologías, han saturado el espectro de frecuencias, por lo que es necesario emplear otros rangos del espectro de frecuencia. Para construir o diseñar los equipos utilizados en microondas se deben utilizar componentes y dispositivos entre los que se encuentran los filtros, amplificadores, antenas, etc. El comportamiento eléctrico de los circuitos de microondas se ve afectado por diferentes factores externos al sistema tales como la lluvia, campos magnéticos y principalmente el ruido, los cuales afectan la respuesta del sistema.

El ruido electrónico es un aspecto clave en cualquier sistema de comunicaciones, fija por ejemplo la sensibilidad de un receptor al establecer el nivel mínimo de potencia de señal que puede ser captada. En particular el amplificador de bajo ruido desempeña un papel muy importante en el receptor, ya que su función principal es la de amplificar las señales que llegan ya que son muy pequeñas, tratando de añadir la menor cantidad de ruido posible.

El ruido es uno de los factores de mayor interés en la descripción del comportamiento de los circuitos. Establece los límites de operación de un sistema de comunicaciones, su estudio permite evaluar también el desempeño de una tecnología, así como también representa una oportunidad en la comprensión de fenómenos de transporte electrónico presentes en dispositivos activos de microondas.

Por otra parte los sistemas modernos de recepción deben procesar señales muy débiles. A estas señales además se les suma el ruido generado por los propios componentes del sistema,

ocasionando que dichas señales no sean detectadas correctamente. La sensibilidad y el factor de ruido son dos aspectos de mérito empleados para caracterizar la habilidad del sistema para procesar señales de bajo nivel.

Un amplificador de bajo nivel de ruido es una de las primeras etapas dentro de un receptor y se caracteriza por tener una ganancia aceptable así como una figura de ruido lo más pequeña posible.

El propósito de este proyecto, es llegar al diseño final de un amplificador con un factor de ruido bajo

1. LINEA DE INVESTIGACION

Infraestructura Tecnológica y Seguridad en Redes.

2. DESCRIPCION DEL PROBLEMA

2.1 Planteamiento Del Problema

En las comunicaciones inalámbricas la degradación de la señal puede ser grande, pues la señal tiene que atravesar medios llenos de obstáculos que restan energía de la señal. Es por eso que el desarrollo de estructuras amplificadoras para el receptor, capaces de trabajar con altas frecuencias y que den a la señal de entrada un buen nivel de ganancia con la introducción mínima de ruido es una prioridad.

La amplificación en el receptor se distribuye entre las etapas del sistema, un amplificador ideal, incrementa la señal deseada sin agregar distorsión o ruido. Desafortunadamente se sabe que los amplificadores agregan ruido y distorsión a la señal deseada, por lo que en la cadena de recepción, la primera etapa después de la antena y el filtro es casi siempre un LNA.

Se sabe que cada etapa en el receptor agrega ruido a la señal, las señales que son muy débiles pueden perderse entre todo este ruido. La principal función del amplificador a bajo ruido es proveer una ganancia lo suficientemente alta para sobreponerse al ruido de las etapas subsecuentes mientras se agrega el menor ruido posible.

Los amplificadores de bajo ruido han demostrado ser una buena opción para ser utilizada en este tipo de aplicación por tamaño, su gran capacidad de integración y bajo costo.

2.2 FORMULACION DEL PROBLEMA

¿Como diseñar un amplificador a bajo ruido LNA a una frecuencia de 3Ghz?

2.3 SISTEMATIZACION DEL PROBLEMA

¿Cómo obtener mediante este diseño excelentes propiedades en ganancia y frecuencia, con un nivel de ruido aceptable para la frecuencia de 3 GHz?

3. OBJETIVOS

3.1 Objetivo General

- ✓ Realizar el diseño de un amplificador a bajo ruido LNA a una frecuencia de 3Ghz

3.2 Objetivos Específicos

- ✓ Seleccionar el tipo de transistor establecer el punto de operación de polarización y la topología.
- ✓ Evaluar la zona de estabilidad, la máxima ganancia y la optimización del ruido.
- ✓ Realizar el diseño de los acoples de entrada y salida
- ✓ Simular el amplificador a bajo ruido

4. JUSTIFICACION

Los sistemas de comunicación actuales se han expandido ampliamente alrededor del mundo, debido a que ofrecen las bondades de cualquier sistema de radio comunicación. Estos sistemas muestran a la vez altas tasas de transmisión, por lo que su operación en altas frecuencias se hace necesaria. Lo anterior demanda una excelente sensibilidad por lo que es necesario contar con un amplificador a la entrada que agregue al sistema el mínimo ruido posible con una ganancia aceptable.

Este proyecto está enfocado al desarrollo de dicha etapa, se ha decidido trabajar una frecuencia de 3Ghz.

En este trabajo se pretende apropiarse de los conceptos en el diseño de amplificadores de microondas, específicamente de bajo ruido, para utilizar este conocimiento en el desarrollo de dispositivos que operan en esta banda, ya que se pueden utilizar en cientos de aplicaciones, debido a la naturaleza de las mismas.

5. MARCO REFERENCIAL

5.1 Antecedentes o Estado del Arte

A continuación se presenta el estado del arte de diferentes tipos de transistores, así como los primeros amplificadores de bajo ruido en tecnología de SiGe, con la finalidad de mostrar cómo esta nueva tecnología ha alcanzado con el paso del tiempo de manera importante a otras tecnologías, presentando características en frecuencia y en ruido cada vez mejores, este semiconductor compuesto presenta ciertas ventajas sobre las otras tecnologías existentes, por eso es importante abordar este tipo de transistores.

En la siguiente figura se muestra el estado de arte de los TBH en cuatro tecnologías diferentes:

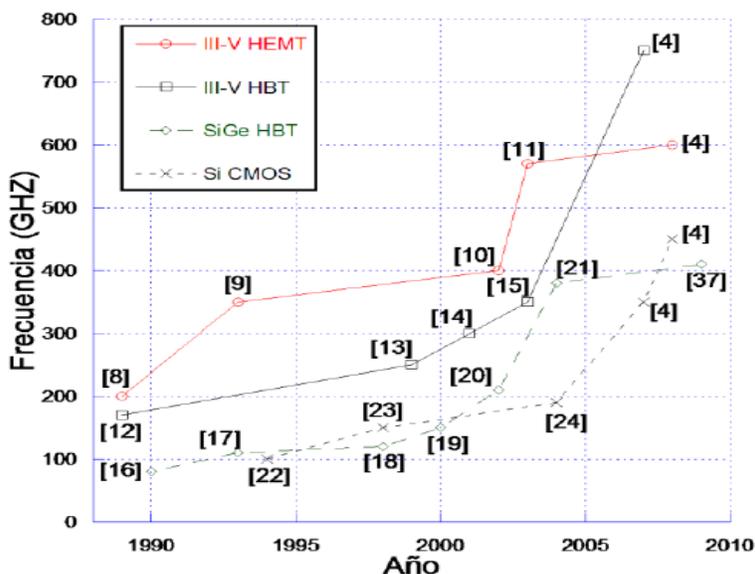


Figura 1 Estado del arte en TBH

La primera III – V HEMT es una de las tecnologías que ha logrado alcanzar las mayores frecuencias de operación hasta 600 GHz, en la gráfica se muestran incrementos significativos en los periodos de 1990-1992 en donde su frecuencia de operación es de 350 GHz y otro en 2002-2003 en donde logra llegar a los 570GHz. La segunda tecnología mostrada III – V HBT que hasta el año 2003 alcanzaba frecuencias de operación de 350 GHz, a partir de ese año logra llegar a los 750 GHz. La tecnología SiGe HBT mostraba en los años 90 frecuencias de operación poco mayores a los 100 GHz, pero a partir del año 2002 mejoro significativamente hasta lograr frecuencias record GHz. Por último, la tecnología Si CMOS convencional, que supera la frecuencia de operación de 200 GHz después del año 2003 alcanzando los 450GHz.

Como puede observarse la tecnología SiGe:C se acerca rápidamente a las aplicaciones de terahertz. La rápida conmutación y la amplificación a frecuencias de terahertz, permite el uso de receptores heterodinos, autorizando el procesamiento complejo de estas señales y resultando cada vez más una alternativa en el diseño de sistemas de alta frecuencia gracias a su compatibilidad con la tecnología CMOS, bajo costo y alta escala de integración. La evolución de f_T en transistores de años recientes muestra que estamos entrando a la era de los terahertz. Las predicciones establecen que las tecnologías SiGe HBT y III – V van a converger alrededor de 600 GHz.

5.1.2 Amplificadores

La amplificación es una función crítica en los receptores inalámbricos y transmisores. El transistor amplificador de microondas debe ser de desempeño robusto, de bajo costo, confiable,

y puede ser fácil de integrar en ambos circuitos integrados, híbridos y monolíticos, con mezcladores, osciladores, conmutadores y otros componentes relacionados. Ellos actualmente pueden ser usados a frecuencias superiores a 100Ghz en una amplia variedad de aplicaciones requiriendo figura de bajo ruido y ancho de banda amplio

Un amplificador en general está compuesto por uno o varios dispositivos de ganancia, redes de adaptaciones y de acoplamiento de DC en la entrada y en la salida. El amplificador puede hacer que señales muy pequeñas sean amplificadas introduciendo la menor cantidad de ruido y distorsión. Idealmente el amplificador no añade ruido ni distorsiona la señal de ningún modo, sin embargo los dispositivos no son ideales y por lo tanto hacen que las señales se degraden.

Un amplificador de bajo ruido tiene como principal objetivo de diseño minimizar el ruido agregado y la distorsión mientras se incrementa la amplitud de la señal. Así como de incrementar la sensibilidad del sistema completo de recepción. 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 aplicaciones que requieren un diseño con la mínima cantidad de ruido agregado se focaliza en tener un mejor desempeño de ruido del amplificador dejando de lado la máxima ganancia y la máxima potencia que el mismo puede entregar. A su vez, si lo que se requiere es un mejor desempeño de ganancia, se deberá sacrificar el desempeño en ruido, estableciéndose de esta manera un compromiso entre ganancia y comportamiento de ruido.

A continuación algunas aplicaciones e investigaciones frente a los LNA

La conveniencia para los sistemas de detección en radioastronomía, de la conexión directa o la integración de la etapa de mezclado y amplificación ha sido sujeto de estudio teórico y experimental en numerosas ocasiones. En la década de los 80 Weinreb S. realizó un estudio en el que discutía la posibilidad de conectar en cascada un mezclador SIS y amplificador de IF implementado con tecnología HEMT. Su análisis teórico cubría aspectos como el de las impedancias a utilizar para un comportamiento óptimo en ruido y estabilidad, y abordaba la discusión acerca del manejo de una impedancia de referencia de 50Ω en la interface entre las dos etapas. Casi una década después de la publicación de Weinreb, Padin et al diseñaban un sistema integrado funcional manejando mezcladores SIS y en este caso un preamplificador de IF de una sola etapa. El diseño fue probado tanto con tecnologías HEMT de GaAs como de InP. Funcionaba en el rango de frecuencias de LO de 205-270GHz y de 1-5GHz para la IF, logrando temperaturas de ruido de 20-30K y 10-20dB de ganancia para un receptor de doble banda lateral (DSB de las siglas en inglés de *Double SideBand*),

En 2001 Lauria et al propusieron un prototipo con frecuencia de LO parecida al anterior, 200-300GHz, pero distinta banda de IF, 4-12GHz. En este caso el semiconductor seleccionado era InP, logrando una temperatura de ruido del orden de 40-60K y una ganancia de 30-40dB para un sistema modelado a temperatura ambiente. Este diseño utilizaba una impedancia de referencia en la interface de 50Ω y un diseño modular que permitía la caracterización independiente de las dos etapas involucradas.

En 2004 y haciendo uso del mismo diseño que Lauria et al, Pan et al implementaron un prototipo para la banda de LO 84-116GHz y 4-12GHz para IF, con una salida de 50Ω del mezclador SIS

mejorada. De nuevo trabajaban con transistores de InP y haciendo uso del diseño modular obtuvieron para el amplificador una temperatura de ruido de 4.5K y una ganancia de 35dB midiendo con una referencia de 50Ω. El sistema combinado, lograba una temperatura de ruido de 15-20K en la mayor parte de la banda para un receptor DSB.

➤ Aplicaciones en comunicaciones inalámbricas

Hace apenas algunos años durante la conferencia de las comunicaciones inalámbricas en 1997, 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 900 MHz 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 el desarrollo de nuevas tecnologías inalámbricas han estado confinadas a compañías con inversiones muy grandes principalmente de los Estados Unidos. Actualmente las funciones de las tecnologías inalámbricas siguen cambiando por ejemplo se cuenta hoy en día con teléfonos capaces de entregar información de internet, correo electrónico y la facilidad de cambiar de célula en donde quiera que se encuentre.

5.2 MARCO TEÓRICO

Un amplificador de bajo ruido (LNA) juega un papel muy importante en el desempeño de cualquier receptor, ya que su función principal es la de amplificar en un primer momento señales extremadamente pequeñas, tratando de añadir la menor cantidad de ruido posible, por lo que el diseño de un buen LNA dependerá de cuanto se conozca al dispositivo central mediante una serie de características derivadas de los parámetros *scattering* (S) propios del dispositivo a la frecuencia y condiciones de trabajo sometidas.

Para el diseño apropiado de un amplificador es necesario considerar los aspectos de estabilidad, ganancia, figura de ruido y ancho de banda, lo cual implica un diseño correcto de las redes acopladoras tanto a la entrada como a la salida del transistor, así como su red de polarización.

5.2.1 Transistores Bipolares de Unión

Los transistores bipolares son ampliamente utilizados en las comunicaciones como amplificadores para la parte baja de la banda de las microondas. Las razones por las cuales es más utilizado el BJT es su costo de fabricación. Existen muchos tipos de BJT construidos para aplicaciones específicas y de propósito general, transistores para baja y alta frecuencia. Otra característica importante de este transistor es la inmunidad al ruido que presenta.

Las tecnologías más utilizadas para la construcción de transistores bipolares son las de Silicio-Germanio (SiGe). Estos transistores debido a su construcción pueden alcanzar bajas figuras de

ruido. En contraste con el FET el transistor bipolar es manejado por corriente generada por dos tipos de portadores, electrones y huecos de ahí el término bipolar.

Los transistores bipolares son afectados en alta frecuencia principalmente por dos asignaturas de ruido, el ruido de disparo y el ruido térmico. El ruido de disparo se debe a la emisión aleatoria de portadores (huecos y electrones) a través de una unión formada por dos semiconductores, como por ejemplo un diodo, un transistor de efecto de campo o la unión emisor-base o base colector del transistor bipolar.

El ruido térmico se asocia con el movimiento rápido y aleatorio de los electrones dentro de un conductor, producido por la agitación térmica. Este fenómeno presenta un espectro de potencia plano en función de la frecuencia, similar al de la luz visible, por ello también se le conoce como ruido blanco. El ruido térmico o blanco se encuentra siempre presente en cualquier material semiconductor y su disminución depende del estudio de los nuevos materiales así como de la introducción de nuevos procesos tecnológicos en la fabricación de dispositivos modernos.

Los transistores bipolares tienen buen comportamiento en RF y a frecuencias de microondas. Sin embargo, para utilizar estos dispositivos en el diseño de componentes de RF o de microondas, como amplificadores de bajo ruido, mezcladores u osciladores, es importante disponer de un modelo que permita predecir su comportamiento con señal y ruido.

La caracterización de los transistores bipolares describe su comportamiento y está sujeta a condiciones de polarizado y acoplamiento, que permite realizar diseños en función de estas características.

5.2.2 Transistores de Efecto de Campo con Unión

La ganancia deseable y las características de ruido del GaAs FET son un resultado de la alta movilidad de electrones y la ausencia del ruido de disparo. Los transistores de efecto de campo se basan en el control de una corriente de portadores (electrones o huecos) por medio de un campo eléctrico exterior aplicado a la compuerta. Tiene las ventajas sobre los transistores bipolares de ser más fácil de fabricar, ocupar menos espacio en la forma integrada, presentar una impedancia de entrada muy elevada y tener menos ruido a frecuencias elevadas. Las tecnologías utilizadas en la fabricación de los transistores de efecto de campo para microondas y frecuencias más altas es la de Arseniuro de Galio (GaAs), que pertenece al grupo III-V de la tabla periódica, existen muchas más tecnologías en este grupo entre las que se destacan GaP, GaAsP, AlGaAs, AlInGaP y GaN, este tipo de tecnologías por lo general presentan un mayor desempeño en altas frecuencias y ruido con respecto a su contraparte de la filial de Silicio y todo el grupo IV-IV entre los que se encuentran a parte del Si, el Ge, el SiGe, SiGeC etcétera.

Para medir los parámetros de ruido de transistores de efecto de campo a frecuencias de microondas y milimétricas, se pueden emplear técnicas como el método de impedancias múltiples y de medida con fuente adaptada (técnicas F_{50}). Las técnicas de impedancias múltiples son costosas debido a los sintonizadores y el consumo de tiempo es alto dado que se debe medir el factor de ruido para un mínimo de cuatro coeficientes de reflexión a la entrada del dispositivo bajo prueba.

- Las técnicas F_{50} requieren la medida del factor de ruido para un único coeficiente de reflexión a la entrada del dispositivo, en diferentes puntos de frecuencia. Los

parámetros de ruido se calculan a través de una matriz de correlación. Estas técnicas son menos costosas ya que no requieren el uso de sintonizadores (tuners) y el tiempo de medida es menor. Para obtener la matriz de correlación total de ruido, se emplean modelos de ruido de la parte activa del transistor o transistor intrínseco. Estos modelos de ruido consideran dos modelos, una debida a la compuerta y otra al drenador, que pueden presentarse en diferentes configuraciones: admitancia, hibrida o de temperaturas. [2]

5.2.3 Líneas de Transmisión

Las líneas de transmisión confinan la energía electromagnética a una región del espacio limitada por el medio físico que constituye la propia línea, a diferencia de las ondas que se propagan en el aire, sin otra barrera que los obstáculos que encuentran en su camino. La línea está formada por conductores eléctricos con una disposición geométrica determinada que condiciona las características de las ondas electromagnéticas en ella.

En los sistemas de comunicaciones, las líneas de transmisión encuentran numerosas aplicaciones no sólo en el transporte de señales entre una fuente y una carga, sino también como circuitos resonantes, filtros y acopladores de impedancia. Algunas de las aplicaciones más comunes incluyen el transporte de señales telefónicas, datos y televisión, así como la conexión entre transmisores y antenas y entre éstas y receptores.

El análisis de las líneas de transmisión requiere de la solución de las ecuaciones del campo electromagnético, sujetas a las condiciones de frontera impuestas por la geometría de la línea y,

en general, no puede aplicarse la teoría clásica de circuitos, ya que ésta se ocupa de circuitos con parámetros concentrados, en tanto que en una línea los parámetros son distribuidos. Dichos parámetros son: resistencia, inductancia, capacidad y conductancia y, en los circuitos eléctricos convencionales, están concentrados en un solo elemento o componente bien localizado físicamente. Se considera que, en un circuito, los parámetros son concentrados cuando las dimensiones físicas de sus componentes, incluyendo los hilos de conexión, son mucho menores que la longitud de onda de la energía manejada por el circuito. Si las dimensiones del circuito y sus componentes son comparables a la longitud de onda o menores que ésta, el circuito debe considerarse como de parámetros distribuidos y su tratamiento requiere de la teoría de líneas de transmisión, derivada de la teoría del campo electromagnético. Así en una línea de transmisión, la resistencia, inductancia, capacidad o conductancia no pueden considerarse concentradas en un punto determinado de la línea, sino distribuidos uniformemente a lo largo de ella.

Una de las líneas más simples es la constituida por un par de hilos conductores paralelos¹ y se le designa como *línea de pares* o *línea abierta*. Este tipo de línea, con diversas variantes se utiliza extensamente en telefonía y transmisión de datos, así como para la conexión de transmisores y antenas en las bandas de MF y HF.

Otro tipo de línea de uso muy frecuente en sistemas de banda ancha como la telefonía multicanal, televisión y RF hasta frecuencias del orden de 1 GHz, es la línea coaxial. A frecuencias superiores se emplean *guías de onda*, constituidas por tubos huecos de material conductor de sección rectangular, circular o elíptica.

➤ ***Conceptos básicos sobre las líneas de transmisión.***

Se comenzará el estudio de las líneas de transmisión a partir del modelo más simple: el de la línea de transmisión ideal. Este concepto nos ayudará a comprender el comportamiento básico de una línea de transmisión con la frecuencia. Una línea de transmisión ideal es un sistema de dos conductores ideales inmersos en un dieléctrico perfecto con sección transversal constante.

Una característica muy importante de las líneas de transmisión a frecuencias de microondas es que no sólo se emplean como enlace entre subsistemas, sino que pueden ser en sí mismas un componente de un determinado dispositivo, con unas características determinadas. Además a estas frecuencias las tensiones y las corrientes en la línea de transmisión dependen no sólo del tiempo, sino también del espacio, dado que la longitud de onda de trabajo es comparable al tamaño de la línea.

➤ *Expresiones de tensión, corriente y potencia en una línea de Transmisión en el dominio de la frecuencia*

Supondremos una excitación sinusoidal, lo que no supone una pérdida de generalidad, ya que toda señal se puede representar como el sumatorio de series de Fourier, si la señal es periódica, o bien a través de su transformada de Fourier.

En el dominio de frecuencia las señales se pueden representar mediante fasores, lo que simplifica significativamente las operaciones.

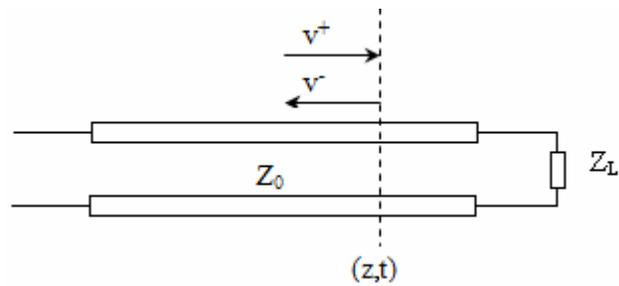


Figura 2 Línea de transmisión con una impedancia de carga

La onda de tensión incidente y reflejada que se propaga por la línea para un determinado instante temporal y posición, experimentará, respectivamente, el siguiente cambio en el dominio de frecuencia:

$$V^+ \left(t - \frac{z}{c} \right) \rightarrow V^+ e^{j\omega \left(t - \frac{z}{c} \right)}$$

$$V^- \left(t + \frac{z}{c} \right) \rightarrow V^- e^{j\omega \left(t + \frac{z}{c} \right)}$$

Quedando las expresiones de tensión y corriente total como:

$$V = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{+\gamma z}$$

$$I = \frac{1}{Z_0} [V^+ e^{-\gamma z} - V^- e^{+\gamma z}]$$

Donde se ha prescindido del término $e^{j\omega t}$ por simplificar las expresiones, ya que es común a todas ellas, y donde $\gamma = j \frac{\omega}{c}$ se denomina *constante de propagación*. En el caso más general de líneas reales, la constante será un número complejo:

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

Donde α se denomina constante de atenuación y β constante de fase.

A partir de las expresiones de la tensión y de la corriente se puede determinar la expresión de la potencia neta progresiva en cualquier punto z :

$$P(z) = \frac{1}{2} \Re\{V(z) \cdot I^*(z)\} = \frac{|V_0^+|}{2R_0} (1 - |p(z)|^2) e^{-2\alpha z}$$

Para una línea de transmisión ideal $\alpha = 0$, entonces: $P(z) = \frac{|V_0^+|}{2R_0} (1 - |p(z)|^2)$

Se puede apreciar claramente que la potencia de una onda en un punto de la línea es la resta de la potencia de la onda progresiva y la de la onda regresiva y, por tanto, depende tanto de la constante de atenuación de la línea como del módulo del coeficiente de reflexión en ese punto.

➤ *Longitud de onda*

Se define como la distancia que recorre la onda en un tiempo igual a su período, es decir para una onda de frecuencia f su longitud de onda será:

$$\lambda = vT = \frac{v}{f}$$

Donde v es la velocidad de propagación de la onda.

La longitud de onda es un parámetro fundamental en el análisis del comportamiento de onda y, por tanto, en el análisis y diseño de los dispositivos que ésta atraviese. De hecho, en ingeniería de microondas los cálculos de las dimensiones de una determinada línea de transmisión o elemento circuital se realizan respecto de la longitud de onda de trabajo, hablando en este caso de “longitud eléctrica” (l/λ) , en lugar de longitud física (l).

➤ ***Coefficiente de reflexión***

El coeficiente de reflexión resulta de la relación entre una onda reflejada e incidente, es decir en un punto z de la línea de transmisión tendrá la siguiente expresión:

$$p(z) = \frac{V^- e^{\gamma z}}{V^+ e^{-\gamma z}} = \frac{V^-}{V^+} e^{2\gamma z} = P_L e^{2\gamma z}$$

Donde P_L es el coeficiente de reflexión en la carga y guarda la siguiente relación con las impedancias característica de línea, Z_0 , y de carga, Z_L :

$$P_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Si la línea es ideal la expresión del coeficiente queda como: $p(z) = P_L e^{2j\beta z}$

➤ ***Impedancia de entrada***

A partir de las expresiones de las ondas de tensión y corriente se puede obtener la expresión de la impedancia a la entrada de una línea de transmisión de longitud l e impedancia característica Z_0 , cargada con una impedancia Z_L ²

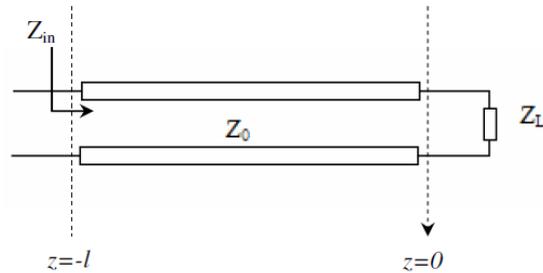


Figura 3 Impedancia de entrada en una línea cargada

$$Z_{in} = \frac{V}{I} \Big|_{z=-l} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)}$$

Análogamente, la admitancia tendría la expresión:

$$Y_{in} = Y_0 \frac{Y_L + jY_0 \tan(\beta l)}{Y_0 + jY_L \tan(\beta l)}$$

La función tangente es periódica en π , es decir, $\tan x = \tan(x + \pi)$, por lo que la impedancia de entrada será periódica en $\lambda/2$, ya que:

$$\tan(\beta l) = \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right) = \tan\frac{2\pi}{\lambda} \left(l + \frac{\lambda}{2}\right)$$

Es decir, la impedancia que se ve en un punto de la línea se repite cada $\lambda/2$

5.2.4 La carta de Smith

La carta de Smith, representa una herramienta gráfica muy útil en la resolución de los problemas con líneas de transmisión. El diagrama de Smith es más que una técnica gráfica, ya que proporciona una manera de extrema utilidad para la visualización de los fenómenos en líneas de transmisión.

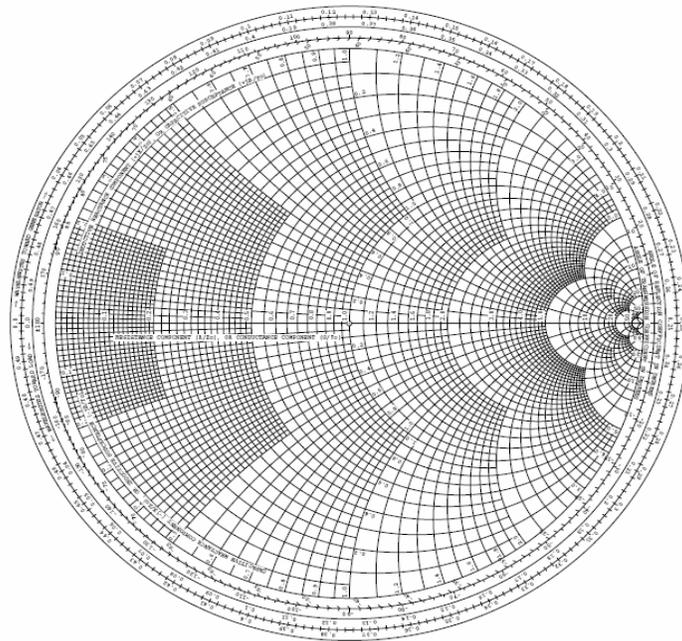


Figura 4 La carta de Smith

➤ ***Propiedades básicas de la carta de Smith***

1. Cualquier impedancia introducida o leída en el diagrama de Smith está normalizada respecto a la impedancia característica de la línea de transmisión de referencia.

2. Las circunferencias del semiespacio superior presentan valores positivos ($X_L > 0$), es decir, las impedancias que se encontrarán en dicho semiespacio tendrán un carácter inductivo. Análogamente, las circunferencias del semiespacio inferior presentan valores negativos ($X_L < 0$), las impedancias, cuyos valores pertenecerán a esta región de la carta tendrán un carácter capacitivo.

3. Si la línea de transmisión no tiene pérdidas, se deduce que el módulo del coeficiente de reflexión se mantiene constante a lo largo de la línea. Es decir, al desplazarse por la línea de transmisión sólo varia la fase del coeficiente, lo que en el diagrama de Smith se traduce en desplazamientos por circunferencias concéntricas. Al incrementar z la fase del coeficiente de reflexión aumenta y el movimiento en el diagrama de Smith se produce en el sentido contrario a las agujas del reloj. A este desplazamiento creciente se le conoce como el desplazamiento *hacia carga*. Por el contrario, al disminuir z la fase disminuye y el movimiento en el diagrama de Smith se produce en el sentido de las agujas de reloj y se le denomina desplazamiento *hacia generador*.

4. Una vuelta completa en el diagrama de Smith se corresponde con un desplazamiento de $\lambda/2$, ya que la periodicidad del coeficiente de reflexión se produce cada $\lambda/2$.

5. El diagrama de Smith puede también emplearse como diagrama de admitancias. Sin embargo, en la práctica se trabaja con una única diagrama de Smith, y el paso de impedancia a admitancia se realiza girando el punto de impedancia 180° ($\lambda/4$) y viceversa

➤ *La línea de transmisión real*

Una línea de transmisión real presenta fenómenos tales como pérdidas o dispersión.

➤ *Pérdidas en la línea de transmisión*

La constante de propagación de la línea será un número complejo $\gamma = \alpha + j\beta$, donde α es la constante de atenuación y β es la constante de fase.

La impedancia vista en el punto $z = -l$ de la línea real cargada en $z = 0$ con una impedancia Z_L tendrá la siguiente expresión:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)}$$

El coeficiente de reflexión para una línea de transmisión con pérdidas:

$$\rho(z) = \frac{V^-}{V^+} e^{2\gamma z} = P_L e^{2\alpha z} e^{2j\beta z}$$

Comprobamos que, respecto a la expresión del coeficiente para una línea ideal, ahora aparece el término $e^{2\alpha z}$, que indica una disminución del módulo del coeficiente de reflexión conforme nos alejamos de la carga. Esto supone que los desplazamientos por la línea se traducen en el diagrama de Smith en espirales en lugar de circunferencias, de modo que conforme nos acercamos al generador la espiral se acerca al origen del diagrama de Smith.

La potencia transportada por la onda positiva en un punto z de la línea se obtendrá mediante la expresión

$$P^+ = P_0^+ e^{2\alpha z}$$

Es decir, la onda, en su recorrido por la línea de transmisión, va perdiendo potencia, y esta pérdida está relacionada directamente con la constante de atenuación.

5.2.5 Dispersión

El fenómeno de dispersión frecuencial se debe a que la constante de fase varía de un modo no lineal con la frecuencia. Este fenómeno consiste en que la velocidad con la que viaja la fase de la onda es distinta a distintas frecuencias y, por tanto unas componentes frecuenciales llegan al extremo final de la línea antes que otras, produciendo así una distorsión de la información transmitida.

Para evitar este fenómeno la dependencia de β con ω debe ser lineal, ya que en este caso la velocidad de fase es la misma a todas las frecuencias y las componentes espectrales llegan al final de la línea en el mismo orden en el que se generaron.

5.2.6 Parámetros de dispersión o parámetros S

Las cargas resistivas son fáciles de construir sobre líneas de transmisión y permiten mantener estable la mayor parte de los circuitos activos. Todo ello conduce a la necesidad de utilizar

parámetros de dispersión S como la mejor forma de representar el comportamiento de un circuito. La impedancia característica de la línea de transmisión constituye la impedancia de referencia en los parámetros S por tal razón a continuación se presenta una breve introducción de lo que estos parámetros representan en el diseño de un amplificador de bajo ruido.

Los parámetros S indican el nivel de transferencia de señal y adaptación de los puertos de cualquier componente. Los parámetros S de un componente se definen como el nivel de señal que llega a un determinado puerto procedente desde cualquier otro. Cuando hablamos de tensiones y corrientes equivalentes en una línea de transmisión, en realidad hablamos de magnitudes proporcionales a los campos eléctrico y magnético en el interior de la línea, que satisfacen dos condiciones:

- Que la relación entre la tensión y la corriente representa una impedancia característica de la línea de transmisión.
- Que el producto de la tensión corriente es la potencia que la línea transporta.

Una red de dos accesos es un circuito de microondas que se conecta al exterior mediante dos líneas de transmisión. A estas redes se les suele llamar cuadripolos.

Los parámetros S son propios del cuadripolo y de la frecuencia de trabajo y son independientes de la potencia o impedancia del generador y de las condiciones de carga del cuadripolo. De esta forma se puede escribir el sistema de Ecuaciones [4]:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

Parámetro S_{11}

Nivel de señal que se refleja en el puerto 1 por desadaptación de impedancias cuando el puerto de salida está cargado con la impedancia característica de la línea. De esta manera es posible establecer la siguiente expresión:

$$S_{11} = \frac{\text{Reflejada}}{\text{Incidente}} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

Este parámetro indica la relación de la energía reflejada respecto a la energía incidente en el puerto de entrada cuando la energía del puerto de salida a_2 es nula. Se busca que esta relación sea lo más pequeña posible, indicando que la energía reflejada hacia la fuente sea mínima.

Parámetro S_{12}

El parámetro coeficiente de transmisión inverso, (S_{12}) indica la cantidad de energía que se refleja del puerto de salida al puerto de entrada, es decir, es la transferencia de señal desde el

puerto 2 hasta el puerto 1 cuando la entrada se encuentra cargada. A este parámetro suele llamársele también aislamiento. Se define de la siguiente forma:

$$S_{12} = \frac{\text{Transmitida}}{\text{Incidente}} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0}$$

Parámetro S_{22}

El parámetro de reflexión a la salida (S_{22}), o coeficiente de reflexión inverso, indica el nivel de señal que se refleja en el puerto 2 por desadaptación de impedancias cuando el puerto de entrada está cargado con la impedancia característica. Entonces se establece la expresión para el parámetro S_{22} como:

$$S_{22} = \frac{\text{Reflejada}}{\text{Incidente}} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0}$$

Parámetro S_{21}

El parámetro, coeficiente de transmisión directo (S_{21}), indica la ganancia que se ha de tener en el dispositivo. Es la transferencia de señal desde el puerto 1 hasta el puerto 2 cuando la salida se encuentra cargada. Este parámetro podemos definirlo como:

$$S_{21} = \frac{\text{Transmitida}}{\text{Incidente}} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

Definiciones de ganancia de dos puertos

Como ya se ha mencionado los parámetros que tienen más importancia en la evaluación de la calidad del amplificador son la figura de ruido y la ganancia, por eso es de suma importancia hablar del cálculo que se debe realizar para la obtención de los valores adecuados que se desea tenga el amplificador a la frecuencia de interés. Sin embargo deben ser calculados a partir de los parámetros de dispersión.

Considerando una red arbitraria de dos puertos con matriz de dispersión S conectada a una fuente y a impedancias de carga Z_S y Z_L , respectivamente, como se muestra en la siguiente figura. Se pueden definir y derivar las expresiones para los tres tipos de ganancia en términos de los parámetros S de una red de dos puertos y los coeficientes de reflexión Γ_S y Γ_L , de la fuente y la carga [6].

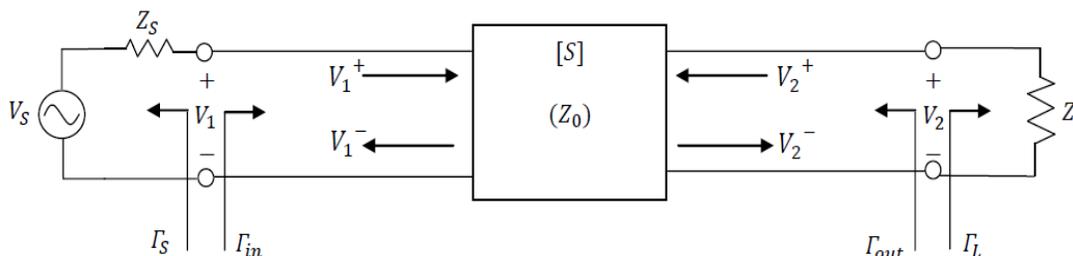


Figura 5 Red arbitraria de dos puertos conectada a una fuente y a impedancias de carga

En la figura el coeficiente de reflexión visto hacia la carga es:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Mientras que el coeficiente de reflexión visto hacia la fuente es:

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}$$

Donde Z_0 es la impedancia característica de referencia de los parámetros S de los dos puertos de la red.

En general, la impedancia de entrada de los dos puertos de la red no coincidirá con el coeficiente de reflexión dado por Γ_{in} , el cual puede ser determinado por el siguiente análisis. Con la definición de los parámetros S y el hecho de que $V_2^+ = \Gamma_L V_2^-$, tenemos:

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ = S_{11}V_1^+ + S_{12}\Gamma_L V_2^- \quad \text{a.}$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ + S_{22}\Gamma_L V_2^- \quad \text{b.}$$

Eliminando V_2^- de a. y dividiendo V_1^-/V_1^+ se tiene:

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0},$$

Donde Z_{in} es la impedancia observada en el puerto 1 de la red. Similarmente, el coeficiente de reflexión observado en el puerto 2 de la red es:

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

5.2.7 Estabilidad

La estabilidad o la resistencia a la oscilación de un amplificador de microondas es uno de los más importantes objetivos de diseño. La estabilidad se puede determinar a partir de los parámetros S, la red de adaptación a la entrada y a la salida y las terminaciones del circuito.

Las condiciones de estabilidad establecen que la potencia reflejada en los puertos del amplificador debe ser menor que la potencia incidente, los puertos del amplificador deben ser en modulo menores que uno. Cuando el amplificador cumple las condiciones de estabilidad para todo valor de impedancias de fuente y carga se dice que el amplificador es absolutamente estable. Si se cumplen las condiciones solo para ciertos valores restringidos de impedancia el amplificador es potencialmente estable. En caso contrario es inestable [6].

Diseño del amplificador de bajo ruido usando parámetros S y parámetros de ruido del transistor

A frecuencias de microondas, los transistores son modelados como red de dos puertos y descritos por su matriz de parámetros de dispersión (parámetros S), ya que estos parámetros

pueden ser medidos en un circuito de prueba con líneas de entrada, salida de 50Ω y aplicándole voltajes y corrientes de polarización adecuados. Se asume que la impedancia característica Z_0 como 50Ω es la más utilizada en sistemas de radio. El fabricante del transistor es quien proporciona los parámetros S en las hojas de especificaciones, pero estos suelen cambiar dependiendo de la polarización, la temperatura y de transistor en transistor. También puede llevarse a cabo la caracterización completa del dispositivo activo, para ello es necesario emprender una campaña amplia de medición de parámetros S con distintos puntos de polarización.

El primer paso en el diseño del amplificador es considerar la estabilidad del dispositivo, usando las condiciones de K y Δ para verificar la estabilidad incondicional, y graficar los círculos de estabilidad si el dispositivo es potencialmente inestable. Las secciones de entrada y de salida son diseñadas para dar un valor particular de ganancia o figura de ruido [7].

Diseño del Amplificador de Bajo Ruido

Además de la estabilidad y la ganancia, otra consideración importante para el diseño de RF o un amplificador de microondas es su figura de ruido. Generalmente no es posible obtener una figura de ruido mínima y una ganancia máxima en un amplificador. Esto se puede obtener usando los círculos de ganancia y de la figura de ruido para seleccionar una compensación entre los dos.

5.2.8 Factor de Ruido y Figura de Ruido

El factor de ruido (F) y la figura de ruido (NF, de Noise Figure) son cifras que indican cuanto se deteriora la relación de señal a ruido cuando una señal pasa por un circuito o una serie de circuitos. El factor de ruido no es más que un cociente de relaciones de potencia de señal a ruido en la entrada entre la relación de potencia de señal a ruido en la salida. La definición matemática del factor de ruido es:

$$F = \frac{\text{Relacion de potencia de señal a ruido en entrada}}{\text{Relacion de potencia de señal a ruido en salida}} = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}} \geq 1 (\text{adimensional})$$

Donde

S_i y N_i corresponden a la potencia de la señal y el ruido de entrada respectivamente

S_o y N_o corresponde a la potencia de la señal y el ruido de salida respectivamente

Por definición la potencia de ruido de entrada es la potencia de un resistor acoplado a $T_0 = 290^0 K$

$$N_i = kT_0B$$

Donde

N_i es el ruido de entrada

k es la constante de Boltzman igual a $1.38 \times 10^{-23} \frac{J}{K}$

T₀ es la temperatura de trabajo

B es el ancho de banda de trabajo

La figura de ruido es el factor de ruido expresado en dB, y es un parámetro de uso común para indicar la calidad de un receptor. La definición matemática de la figura de ruido es:

$$NF (dB) = 10 \log \frac{\text{Relacion de potencia de señal a ruido en entrada}}{\text{Relacion de potencia de señal a ruido en salida}}$$

$$NF (dB) = 10 \log F$$

En esencia, el coeficiente de ruido indicado cuanto se deteriora la relación señal a ruido cuando una forma de onda se propaga desde la entrada hasta la salida de un circuito. Si un circuito no tiene ruido en absoluto, y no agrega ruido adicional a la señal, la relación de señal a ruido en la salida será igual al de la entrada. Para un circuito perfecto y sin ruido, el factor de ruido es 1 y la cifra de ruido es 0 dB.

Un circuito electrónico amplifica por igual señales y ruido, dentro de su banda de paso. Por consiguiente, si el amplificador es ideal y sin ruido, las señales de entrada y la de ruido se amplifican igual, y a la salida la relación de señal a ruido será igual a la de la entrada. Sin embargo los amplificadores en realidad no son ideales. Por consiguiente el amplificador agrega ruido generado internamente a la onda y reduce la relación general de señal a ruido. El ruido más predominante es el térmico, que se genera en todos los componentes eléctricos. Por lo anterior, todas las redes, amplificadores y sistemas agregan ruido a la señal y así reducen la relación general de señal a ruido, a medida que la señal avanza por ellos [8].

Introducción al software Microwave office

Reconocido por su interfaz de usuario intuitiva, la arquitectura única de software Microwave Office integra potentes, herramientas y tecnologías con herramientas específicas de la aplicación de las compañías asociadas innovadoras de AWR para llevar sus diseños de alta frecuencia

fácilmente. Desde el diseño de captura (esquemático y el diseño) hasta el equilibrio armónico y simulación en tiempo-dominio para la síntesis, la optimización, la extracción y verificación de EM, el software Microwave Office representa el futuro del diseño de alta frecuencia.

La ventaja de AWR es sencilla: un modelo de uso intuitivo que ofrece una excepcional experiencia de usuario, combinado con un flujo de diseño abierto que es compatible con herramientas de terceros y que se traduce en soluciones más atractivas. Estos rasgos únicos del software de AWR potencian la productividad del usuario eliminando los errores y las redundancias de diseño.

El programa *Microwave Office* es una herramienta software que permite simular y optimizar la respuesta de un circuito en tecnología planar –*stripline*, *microstrip*...-. Los parámetros físicos del circuito son definidos a priori por el usuario mediante un “esquemático” (*circuit schematics*): en él se define el tipo de sustrato a emplear y las dimensiones físicas del diseño, tales como longitudes, anchuras y grosores de las líneas, así como la forma global del circuito o la disposición de las interconexiones entre los distintos componentes.

El simulador de Microwave Office usa técnicas orientadas a objetos para resolver los circuitos. Permite obtener soluciones en tiempo real, como la sintonización de elementos circuitales. Además, consta de una herramienta de optimización y análisis de campos.

Para desarrollar una simulación Microwave Office, primeramente, se debe crear un proyecto nuevo *File>New Project* al que se le añadirán los diferentes esquemáticos de los circuitos a resolver *Project>Add Schematic*.

Las unidades de los elementos del circuito deberán ser fijadas a la hora de diseñarlo. Ello se realiza a través del menú de opciones del simulador *Options>Project Options*. Para poder representar las soluciones que se obtienen será necesario desplegar gráficas. Este apartado resulta muy importante, debido a la gran cantidad de medidas que se permiten representar.

Las gráficas las establecemos a través de la ruta *Project>Add Graph* y se añade la medida a representar a través de *Project>Add Measurement*.

Entre las herramientas más útiles del simulador se encuentra la que permite sintonizar un elemento circuital. Esta opción se obtiene a través del menú *Simulate>Tune*, seleccionando el elemento a sintonizar. A través de la opción *Simulate>Tune Pool*, se puede variar el valor del elemento deseado. Gracias a la posibilidad que ofrece el simulador, se pueden obtener resultados en tiempo real a la vez que varía el valor del elemento circuital deseado.

Una vez realizado el diseño inicial y definido el esquemático en el entorno de trabajo de *Microwave Office*, la respuesta del circuito puede ser simulada en aquellos puntos de frecuencia que el usuario haya definido previamente, es decir, el dispositivo puede ser caracterizado eléctricamente mediante la representación gráfica de la matriz S –matriz de parámetros de dispersión-, o, si se prefiere, mediante la matriz de impedancias o de admitancias. Después de

simularlo, el diseño puede ser optimizado de forma automática para mejorar la respuesta del dispositivo.

El software microwave office es una poderosa herramienta para el análisis y diseño de circuitos de alta frecuencia. El software cuenta con una interface gráfica para diseñar circuitos compuestos de diagramas y estructuras electromagnéticas, además permite generar layouts de los circuitos.

La ventaja de AWR es sencilla: un modelo de uso intuitivo que ofrece una excepcional experiencia de usuario, combinado con un flujo de diseño abierto que es compatible con herramientas de terceros y que se traduce en soluciones más atractivas. Estos rasgos únicos del software de AWR potencian la productividad del usuario eliminando los errores y las redundancias de diseño.

Evaluación Del Software

AWR ofrece la posibilidad de evaluar gratuitamente durante 30 días su paquete de software de diseño de alta frecuencia. Este periodo de evaluación le permite probar las últimas características de su entorno de diseño para simular circuitos, diseñar sistemas y realizar verificaciones mediante análisis electromagnéticos

Capacidades:

- Entrada de diseño esquemático / layout

- Lineal y simulación de circuitos no lineales
- Análisis de EM
- Síntesis, optimización y análisis de rendimiento
- Comprobación de la norma de diseño / layout vs esquemática (RDC / LVS)

Aplicaciones:

- Circuitos integrados de microondas (MICS)
- Países de ingresos medios monolíticos (MMICs) (pequeña señal y de potencia de RF)
- Placas de circuitos impresos RF (PCB)
- Conjuntos de microondas integrados

5.3 MARCO CONCEPTUAL

Amplificador Un amplificador en general está compuesto por uno o varios dispositivos de ganancia, redes de adaptaciones y de acoplamiento de DC en la entrada y en la salida. El amplificador puede hacer que señales muy pequeñas sean amplificadas introduciendo la menor cantidad de ruido y distorsión. Idealmente el amplificador no añade ruido ni distorsiona la señal de ningún modo, sin embargo los dispositivos no son ideales y por lo tanto hacen que las señales se degraden

Amplificador a bajo ruido (LNA) es un amplificador electrónico utilizado para amplificar señales débiles (por ejemplo, capturado por una antena). Por lo general se encuentra muy cerca del dispositivo de detección para reducir las pérdidas en la línea de alimentación. El LNA es un componente clave que se coloca en el front-end de un receptor de radio de circuito. Por «fórmula Friis, el general de figura de ruido (NF) del receptor frente a la gama está dominado por las pocas primeras etapas (o incluso sólo la primera etapa).

Carta de Smith Es una ayuda gráfica que permite representar coeficientes de reflexión, impedancias y coeficientes de onda estacionaria sobre un conjunto de curvas normalizadas.

Estabilidad La estabilidad de un amplificador (su oposición a oscilar) es una consideración muy importante a la hora del diseño, y puede estar determinada por los parámetros S, las redes de adaptación, y las terminaciones. Dicho sea esto, es importante mencionar que la estabilidad depende de la frecuencia, así que un amplificador puede ser estable a ciertas frecuencias y hacerse inestable a otras frecuencias, manteniendo las mismas impedancias de generador y carga.

Líneas de transmisión Una línea de transmisión es un sistema de dos conductores ideales inmersos en un dieléctrico perfecto con sección transversal constante. Se caracterizan habitualmente por un parámetro con dimensiones de resistencia que recibe el nombre de *impedancia característica*, y que se define como el cociente entre la tensión y la corriente en ausencia de ondas reflejadas, esta impedancia es un número real en una línea sin pérdidas. La impedancia característica estándar que más se utiliza en las líneas de transmisión de alta frecuencia es de 50 Ohm.

Parámetros S son propiedades usadas en ingeniería eléctrica, ingeniería electrónica, e ingeniería de sistemas de comunicación y se utilizan para describir el comportamiento eléctrico de redes eléctricas lineales cuando se someten a varios estímulos de régimen permanente por pequeñas señales.

Ruido En un dispositivo semiconductor el movimiento aleatorio de portadores produce señales de voltaje y corriente que varían aleatoriamente en el tiempo (*noise*) y por lo tanto no existe manera analítica de describir su forma de onda en el tiempo. Las amplitudes de estas señales eléctricas aleatorias se pueden modelar como procesos estocásticos con promedio nulo y valor cuadrático medio no nulo, y para la mayoría de las aplicaciones basta con conocer sus valores rms (root mean square). Como la potencia de estas señales eléctricas es proporcional a su amplitud al cuadrado, entonces a los valores rms de estas señales de voltaje y corriente se les llama *noise power* (potencia del ruido). En general la potencia del ruido es función de la frecuencia, y a la potencia por unidad de frecuencia se le llama *densidad espectral de potencia*.

En dispositivos activos existen tres principales tipos de ruido:

- **Ruido termal** (*thermal noise*): Se genera por la agitación termal de los electrones. Su espectro de frecuencias es plano (ie, ruido blanco) en un amplio rango de frecuencias y depende directamente de la temperatura y la resistividad del medio. También se le conoce como ruido de Johnson.

- **Ruido de disparo** (*shot noise*): Se debe a la fluctuación aleatoria de los portadores que pasan a través de una barrera de potencial en un dispositivo electrónico. Por ejemplo, debido a la naturaleza discreta de los portadores que fluyen por una juntura p-n existe una corriente aleatoria que fluctúa sobre el valor promedio. Naturalmente esta corriente es directamente proporcional a la corriente de polarización del dispositivo. Al igual que el ruido termal tiene densidad espectral de potencia constante.

- **Ruido de bajas frecuencias** (*flicker noise*): Ocurre tanto en dispositivos de estado sólido como en válvulas al vacío. Se caracteriza por tener un espectro tal que la densidad espectral de energía decae proporcionalmente al inverso de la frecuencia. En general se atribuye a la dinámica caótica del sistema. También se le llama ruido rosado (*pink noise*) y $1/f$ noise.

Transistor es un dispositivo semiconductor con tres terminales utilizado como amplificador e interruptor en el que una pequeña corriente o tensión aplicada a uno de los terminales controla o modula la corriente entre los otros dos terminales.

5.4 MARCO LEGAL

En Colombia el espectro radioeléctrico ha sido definido constitucionalmente como un bien público, cuya gestión y control debe ser realizada por el Estado. Históricamente su planeación y gestión estaban a cargo del Ministerio de Comunicaciones, actualmente Ministerio de Tecnologías de Información y Comunicaciones, cuya denominación y funciones fueron modificadas con la Ley 1341 de 2009. En esta ley se determinó que la provisión de redes y servicios de telecomunicaciones es un servicio público de titularidad del Estado, que requiere una habilitación que tendrá una contraprestación a favor del *Fondo de las tecnologías de información y comunicación*. También en la ley se define que para usar el espectro radioeléctrico se requiere un permiso previo otorgado por el Min TIC, que considera la neutralidad tecnológica.

A continuación se detallan algunas de las reglamentaciones más importantes relacionadas con el espectro radioeléctrico en Colombia.

✓ *Constitución Política de Colombia, artículo 75*

Que establece, literalmente: “El espectro electromagnético es un bien público inajenable e imprescriptible sujeto a la gestión y control del Estado. Se garantiza la igualdad de oportunidades en el acceso a su uso en los términos que fije la ley. Para garantizar el pluralismo informativo y la competencia, el Estado intervendrá por mandato de la ley para evitar las prácticas monopolísticas en el uso del espectro electromagnético”.

✓ *Documento CONPES*

Relacionado con la definición de políticas y lineamientos para la administración del espectro radioeléctrico (ERE), que tiene como propósito recomendar y definir políticas claras para la planeación, gestión, control y vigilancia del uso del ERE, con el fin de llevar a cabo la administración del mismo de manera más eficiente y con un enfoque en los objetivos planteados para el año 2019, estableciendo metas parciales al 2015. Se espera que con estas políticas Colombia logre alinearse con las actividades llevadas a cabo por organizaciones internacionales, así como atender las necesidades nacionales en temas como la reducción de la brecha digital, la inclusión social, el soporte a actividades de la fuerza pública y la democratización del ERE.

✓ *Ley 1341 de 2009*

Por la cual se definen principios y conceptos sobre la sociedad de la información y la organización de las tecnologías de la información y las comunicaciones –TIC– y se crea la Agencia Nacional de Espectro entre otras disposiciones. Esta ley determina el marco general para la formulación de las políticas públicas que rigen el sector de las TIC, su ordenamiento general, el régimen de competencia, la protección al usuario, así como lo concerniente a la cobertura, la calidad del servicio, la promoción de la inversión en el sector y el desarrollo de estas tecnologías, el uso eficiente de las redes y del espectro radioeléctrico. Concretamente, regula el acceso al uso del espectro radioeléctrico, permisos para el uso del espectro, contraprestaciones económicas e inhabilidades.

✓ *Decreto 4392 de 2010*

Establece del procedimiento de selección objetiva para otorgar permisos para el uso del espectro radioeléctrico y el otorgamiento directo de permisos temporales para uso de espectro por razones de continuidad del servicio.

✓ *Resoluciones 2544 de 2009; 473 de 2010; 2190 de 2003*

Atribuyen frecuencias y bandas de frecuencia de uso libre para diferentes aplicaciones y estableciendo limitaciones a las tecnologías utilizadas [12].

Gestión y planificación del espectro

La gestión y planificación del espectro radioeléctrico son funciones del Min TIC con el apoyo técnico de la ANE, que de acuerdo con los resultados de discusiones internacionales y de grupos de expertos brinda el soporte para su planificación y gestión.

Actualmente se encuentra en desarrollo el *Manual de gestión nacional del espectro* en el cual se definen, entre otros, los aspectos jurídicos, técnicos y económicos, así como las normas y procedimientos administrativos para ejecutar la intervención, gestión y control integral del espectro radioeléctrico en el territorio nacional

Atribución de frecuencias

En la página del Min TIC se encuentra una sección con información general sobre el espectro; allí hay enlaces para acceder al documento con el *Cuadro nacional de atribución de bandas de frecuencias*, así como al gráfico del cuadro; también se encuentran enlaces a otros documentos referentes a algunos de los procesos de asignación de frecuencias en curso.

La UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones) agrupa a los países en tres regiones, para cada una de las cuales define la atribución de bandas de frecuencia en el *Cuadro de atribución internacional de bandas de frecuencia del reglamento de radiocomunicaciones*. Colombia pertenece a la Región 2 y se puede decir que la atribución de frecuencias nacionales es compatible con la atribución hecha por la UIT para dicha región, aunque con algunas diferencias. A partir de la frecuencia de 40 GHz hasta 1000 GHz la atribución de bandas de frecuencia de Colombia es idéntica a la atribución internacional.

También existen diferentes cuadros en la página web del ministerio de las (Tic) donde se pueden identificar los servicios de radiocomunicación y su distribución en las bandas de frecuencia entre 3 KHz y 300 GHz. En estos es posible identificar, por ejemplo, que la banda de 698 GHz a 806 GHz, antes atribuida al servicio de televisión, ahora se atribuye al servicio fijo a título secundario y móvil a título primario, esto como respuesta a la migración a televisión digital terrestre (TDT). También se puede observar la banda de 1900 GHz, cuya atribución corresponde a los servicios fijo y móvil a título primario y de la que recientemente se asignaron 25 GHz a tres operadores tradicionales de telefonía móvil celular en el país, haciendo necesario de su parte la recuperación de algunas porciones de estas frecuencias que previamente habían sido asignadas para WiMAX (tecnología inalámbrica punto- multipunto) con licencias vigentes en algunos casos hasta 2012 [13].

6. FORMULACIÓN DE HIPÓTESIS

Para la realización del diseño del Amplificador a Bajo Ruido (LNA) se analizarán los conceptos teóricos y metodológicos que van desde las especificaciones del transistor a usar hasta las condiciones necesarias que deben cumplir las líneas de transmisión para el diseño de las redes de acoplamiento de entrada y de salida que permitan lograr los objetivos buscados.

Con la ayuda del software Microwave Office se diseñarán las redes de acoplamiento de entrada y salida, este programa permitirá optimizar las redes para alcanzar un mínimo de ruido, con una ganancia aceptable y un acoplamiento óptimo.

Este programa también nos permitirá analizar si el transistor que se va a utilizar es estable ya que cuenta con herramientas que permiten hacer este análisis.

7. DISEÑO METODOLOGICO

La investigación a realizar es de tipo exploratoria porque se efectúa sobre un tema poco conocido por lo que sus resultados constituyen una visión aproximada del tema y sirve para aumentar el grado de familiaridad con temas relativamente desconocidos, obtener información para llevar a cabo una investigación más completa sobre un contexto particular.

En primer lugar se investigará sobre nuevas configuraciones, metodologías de diseño, técnicas de caracterización y tipos de transistores a utilizar, se escogerá una arquitectura y un transistor. En base a esta elección, se validará el modelo del transistor diseñando y construyendo el amplificador con un transistor, obteniendo sus parámetros S y realizando un estudio de la estabilidad, en caso de que este transistor sea potencialmente inestable a la frecuencia de trabajo, se realizará el diseño necesario para lograr que sea estable.

Para el diseño del amplificador se realizan los siguientes pasos:

- Recopilación y selección de información.
- Establecer las características de los elementos a utilizar.
- Seleccionar el tipo de transistor a usar y sus características.
- Ubicar la zona de estabilidad del amplificador.

-Realizar el diseño del amplificador

-Simular el amplificador

-Redacción del trabajo escrito

-Presentación final

8. DISEÑO

Para comenzar a diseñar el amplificador a bajo ruido (LNA) es necesario considerar las características que debe cumplir el diseño, para esto se debe definir algunos pasos que se siguieron para el desarrollo de este trabajo:

- ✓ Se definen los requerimientos del dispositivo, ganancia y figura de ruido.
- ✓ Se elige un transistor que opere en altas frecuencias y que tenga bajo nivel de ruido en la frecuencia de diseño.
- ✓ Se trazan los círculos de estabilidad para saber si el transistor es estable en la frecuencia de diseño.
- ✓ Diseño de las redes de acoplo a la entrada y salida.
- ✓ Optimización de los parámetros S y la figura de ruido con el apoyo de un programa de simulación.

8.1 Selección del Transistor

Para el proceso de diseño del amplificador se consideran varios puntos, el primero es buscar un transistor que trabaje a la frecuencia de operación, para nuestro caso es 3GHz. También debe contar con un bajo nivel de ruido, todas estas especificaciones serán proporcionadas por el fabricante.

Las especificaciones que el diseño debe cumplir son:

- Frecuencia de operación de 3GHz
- Figura de ruido < 0.40 dB
- Ganancia > 9 dB
- Voltaje de alimentación entre 2V y 5V
- Consumo de corriente < 10 mA

Tomando en cuenta las consideraciones técnicas y la disponibilidad en el mercado de los transistores; en la siguiente tabla se muestran los parámetros más importantes de ganancia y ruido de 5 modelos de transistores que se han escogido para el diseño del proyecto.

Modelo del transistor	Figura de ruido Nf min (dB)	Ganancia (dB)	Voltaje	Corriente
MGF1423B	2,3	11	3	10
MGF1923	2,3	11	3	10
MGF4953A	0.40	13,5	2	10
MGF4319G	0.50	12.0	2	10
MGF4714CP	1.00	11	2	10

Tabla 1 *Características de los transistores seleccionados*

Se analizó cada uno de los transistores, sus características los márgenes de frecuencias en donde operan de mejor manera, dentro de este margen se incluyó la frecuencia de interés. La ganancia con la que cuentan varían entre los 11 y 13.5 dB, dependiendo del modelo y marca. Se puede observar que la figura de ruido mayor tiene un valor de 2.3, para este caso se requiere que la figura de ruido sea lo más mínima posible para no degradar significativamente la señal deseada.

Después de analizar cada uno de los modelos el que presenta mejores condiciones es el transistor **MGF4953A** ya que nos ofrece la mayor relación de ganancia y figura de ruido mínima, lo cual no quiere decir que los otros amplificadores no sean aptos sino que el que mejores condiciones ofrece es el escogido.

CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR

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

Los parámetros S, los parámetros de ruido así como otras especificaciones técnicas dadas por el fabricante están detallados en los anexos.

Parámetros S del dispositivo a una frecuencia de 3 GHz en forma gráfica:

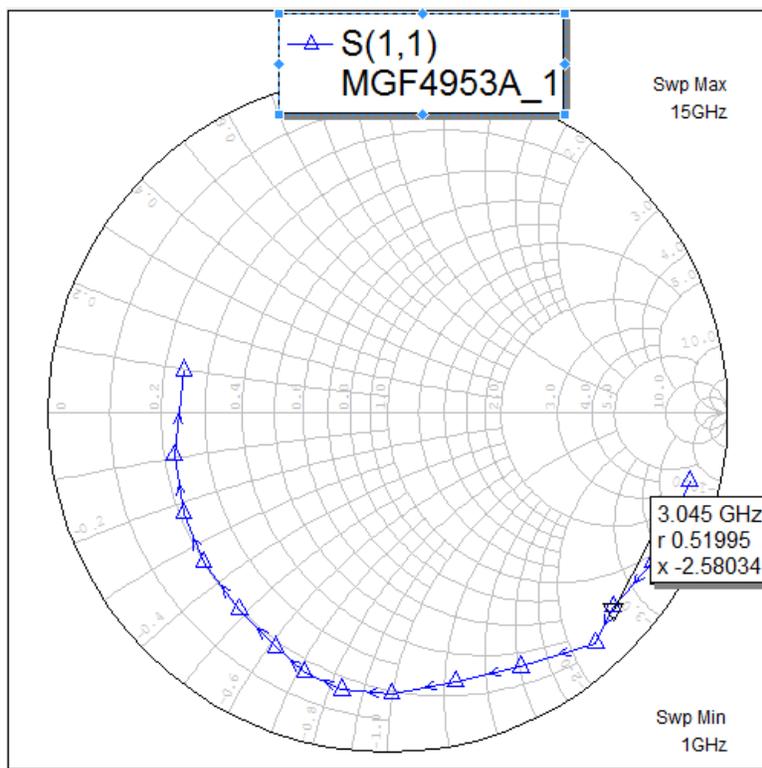


Figura 6 Parámetros S_{11} en la carta de Smith

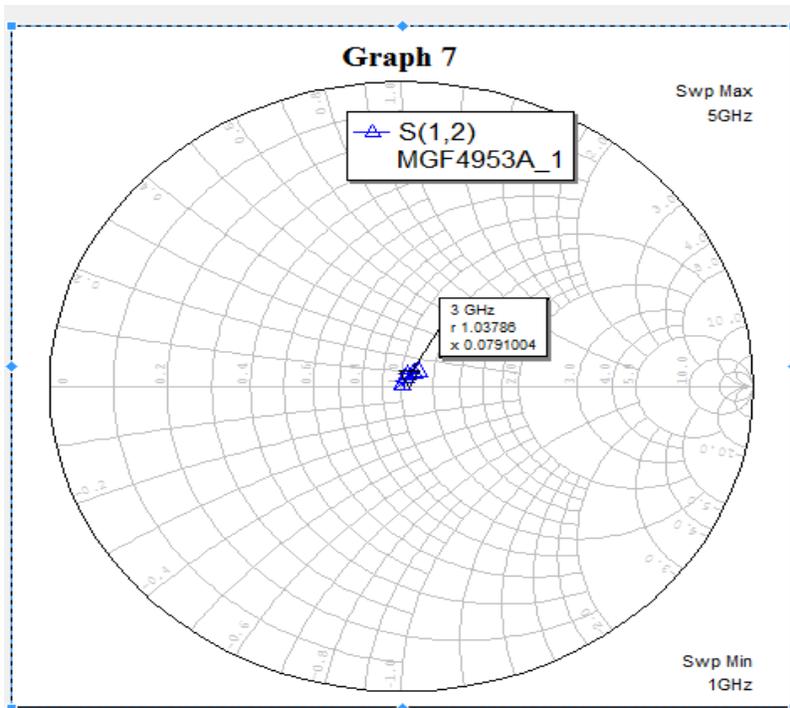


Figura 7 Parámetros S_{12} en la carta de Smith

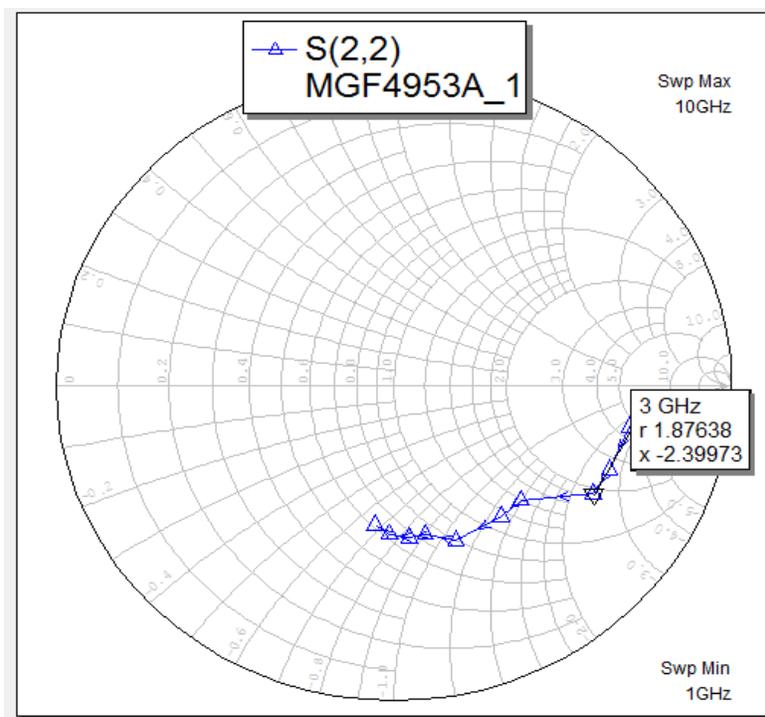


Figura 8 Parámetros S_{22} en la carta de Smith

Estas graficas representan los valores de cada uno de los parámetro S a una frecuencia de 3GHz los cuales nos muestra la ubicación en la carta de Smith y nos dan un parámetro al momento diseñar las redes de acoplo y hacer su respectiva optimización para alcanzar un buen desempeño del dispositivo.

La representación de los parámetros S son muy importantes en el diseño del amplificador ya que estos describen la potencia de una onda que nos permiten definir relaciones de entrada - salida de una red en términos de ondas viajeras indican el nivel de transferencia de señal y adaptación de los puertos de cualquier componente. Los parámetros S de un componente se definen como el nivel de señal que llega a un determinado puerto procedente desde cualquier otro, todo esto dependiendo de la frecuencia que se trabaje.

- S11 y S22 son los coeficientes de reflexión a la entrada y la salida
- S12 y S21 son las ganancias de transferencia en sentido directo e inverso

8.1.2 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 termino Factor de Estabilidad de Rollet K y una cantidad intermedia delta (Δ)

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

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

Se calculó el factor de estabilidad para una frecuencia de 3GHz y los resultados fueron:

El transistor tiene los siguientes parámetros S a 3GHz:

$$S_{11} = 0.875 \angle -40.7^\circ$$

$$S_{12} = 0.043 \angle 62.2^\circ$$

$$S_{21} = 4.796 \angle 142.7^\circ$$

$$S_{22} = 0.682 \angle -30.1^\circ$$

$$|S_{11}| = 0.663 - 0.57j$$

$$|S_{11}| = 0.874$$

$$|S_{22}| = 0.59 - 0.342j$$

$$|S_{22}| = 0.68$$

$$S_{11} S_{22} = 0.59675 \angle -70.8^\circ$$

$$S_{11} S_{22} = 0.196 - 0.563j$$

$$S_{12} S_{21} = 0.206 \angle 204.9^\circ$$

$$S_{12} S_{21} = -0.1868 - 0.0899j$$

$$S_{12} S_{21} = 0.207$$

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} = (0.196 - 0.563j) - (-0.1868 - 0.0899j)$$

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} = 0.196 - 0.563j - 0.1868 + 0.0899j$$

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} = 0.0092 - 0.4731j$$

$$|\Delta| = 0.473$$

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

$$K = \frac{1 - |0.874|^2 - |0.68|^2 + |0.473|^2}{2|0.207|}$$

$$K = \frac{1 - 0.7638 - 0.4624 + 0.223}{0.414}$$

$$K = 0.3124$$

Un segundo método para el cálculo de estabilidad, es el método gráfico y se implementa utilizando el software Microwave office en el cual se incluyen los parámetros S.

Una ventaja de este método es la de poder apreciar el factor de estabilidad sobre un intervalo de frecuencias muy amplio.

Una vez agregado los datos los cuales son importados en el software microwave office en formato de un archivo de datos con la extensión “.s2p” se procede a realizar el circuito que contenga estas características en un esquemático, como lo muestra la siguiente figura.

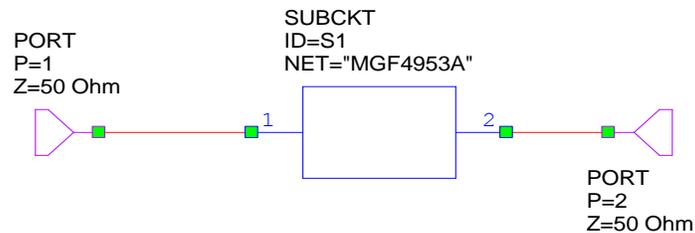


Figura 9 Subcircuito del MGF4953A

Para obtener la estabilidad del dispositivo sobre un rango de frecuencias, se logra la gráfica de estabilidad mediante el software MWO en el rango de 1GHz a 15GHz, ya que se debe conocer la estabilidad fuera de la banda de operación para asegurar el funcionamiento óptimo del circuito.

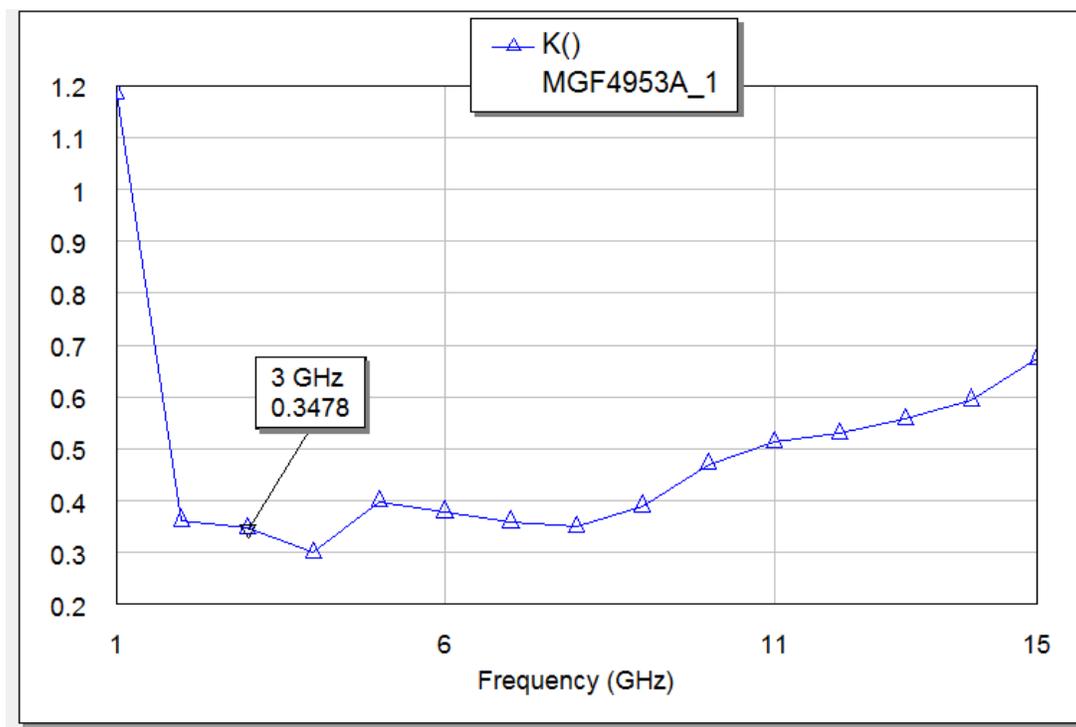


Figura 10 Estabilidad del MGF4953A

Los resultados obtenidos por ambos métodos son similares, la estabilidad obtenida por el método analítico es de 0.3124 y la estabilidad obtenida por el método gráfico para una frecuencia de 3 GHz es de 0.3478. Se observa que $K < 1$. Esto significa que el dispositivo es “condicionalmente estable”, una característica no deseable para el diseño, la solución para este fenómeno en este caso se deberá realizar un estudio de las zonas de estabilidad del circuito a través de los círculos de estabilidad para la frecuencia de diseño.

Representación en la Carta de Smith los círculos de estabilidad a la entrada y a la salida del dispositivo para la frecuencia de trabajo de 3 GHz

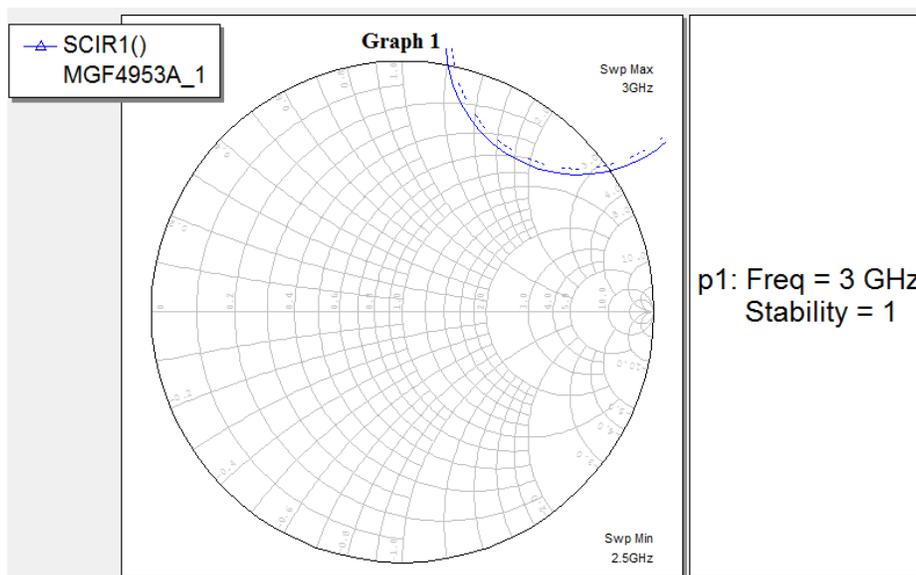


Figura 11 Círculo de estabilidad de fuente

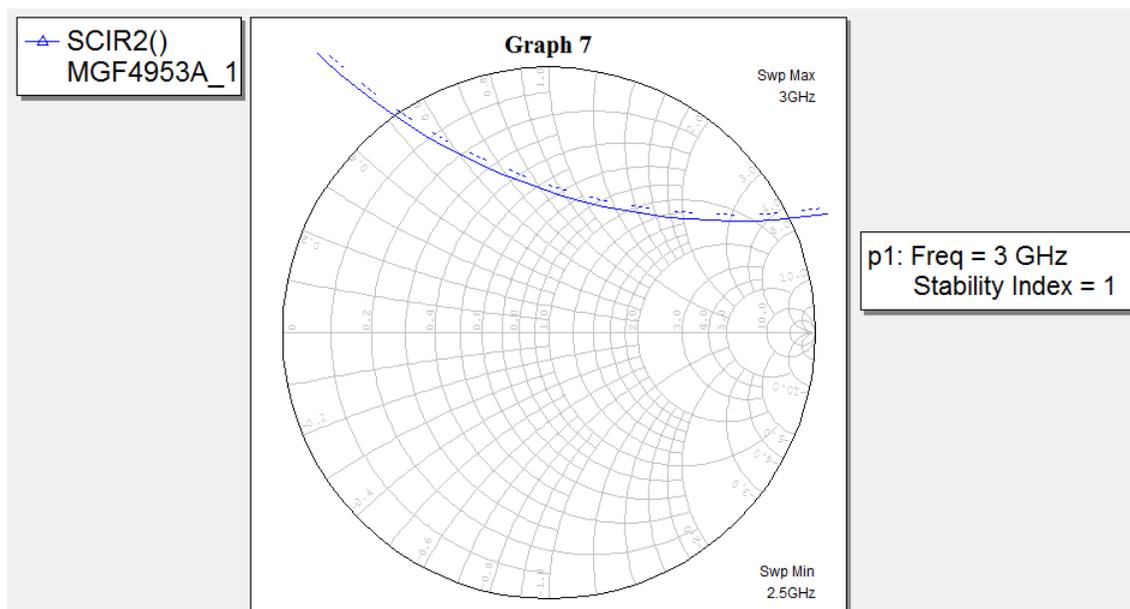


Figura 12 Círculo de estabilidad de carga

La zona de la Carta de Smith que delimita el tramo de línea continua de los círculos de estabilidad representa la región estable y la línea discontinua “encierra” la región inestable. Como se puede observar en las figuras se confirma que el transistor no es incondicionalmente estable, ya que los círculos definen zonas inestables en la carta de Smith. Sin embargo, se manifiesta que el diseño de mínimo ruido es posible, debido a que el coeficiente de reflexión para el mínimo ruido se encuentra en la zona estable.

Estas graficas son indispensables en el diseño ya que si el dispositivo resulta no cumplir con los criterios de estabilidad, nos mostraran las regiones en las cuales podemos trabajar para llevarlo a cumplir la estabilidad que deseamos en el diseño.

8.2.3 Circuito de Polarización

La red de polarización puede determinar el desempeño final del amplificador ya que si las condiciones de operación cambian, el desempeño en RF se afectara por lo cual es necesario seleccionarla adecuadamente. Un diseño correcto de la red de polarización debe compensar los efectos que puedan ocasionarse por la tolerancia de los componentes y la sensibilidad a otros parámetros como la temperatura, por lo tanto, a continuación se mostrara el diseño de la red 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. Con esta polarización aseguramos que el dispositivo trabaje en la región lineal y donde el ruido es mínimo según las especificaciones del fabricante.

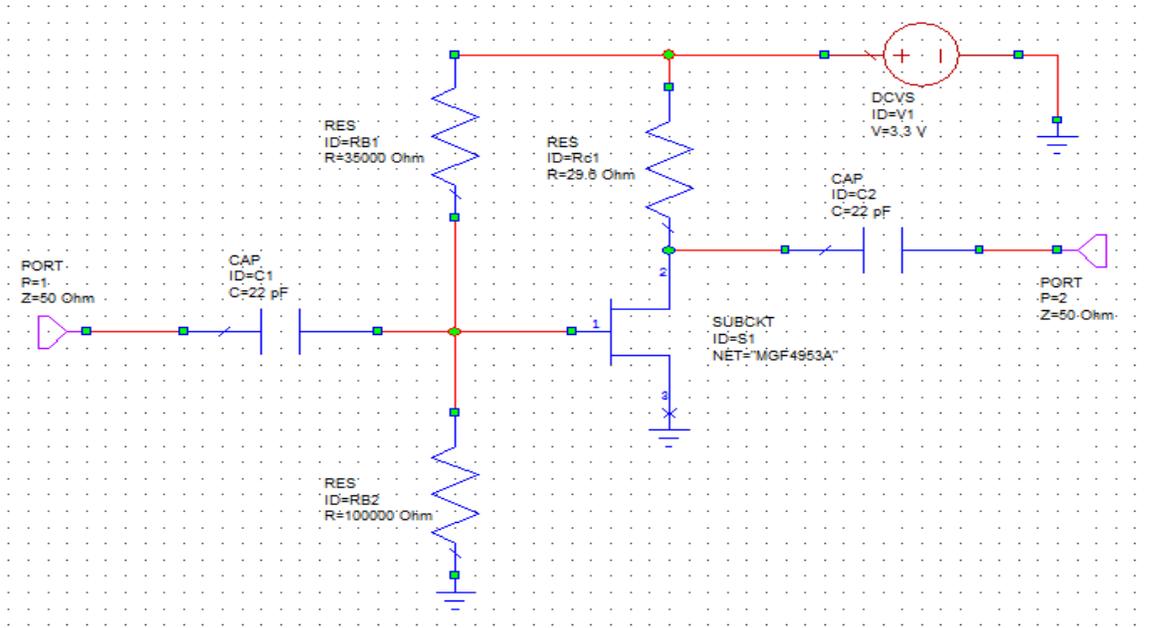


Figura 13 Circuito de Polarización

En la figura 8.2 se muestra el diagrama de conexión del circuito de polarización para el transistor MGF4953A y los valores que se obtuvieron para cada uno de los componentes fueron los siguientes:

$$V_{gs} = V_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_d}{I_{dss}}} \right)$$

Para el transistor MGF4953SA donde la corriente I_d es de 10mA con una $I_{dss} = 60\text{mA}$ y una tensión $V_p = -0.5$ el voltaje V_{gs} será de -0.296 V

De esta manera la resistencia R_s se calcula de la siguiente forma

$$R_s = \frac{-V_{gs}}{I_d} = 29.6\Omega$$

Para los valores de R_d y de V_{dd} se deberá cumplir la formula

$$V_{dd} = V_{ds} + I_d(R_d + R_s)$$

El valor de R_d será de 37Ω y a partir de él se obtendrá el de V_{dd}

$$V_{dd} = 2.61$$

Los capacitores C_1 y C_2 de la figura 13 ayudaran al aislamiento del circuito en referencia de la señal de entrada y salida.

Es necesario revisar la estabilidad del circuito polarizado por lo que en la figura 14 se presenta la estabilidad de dicho circuito.

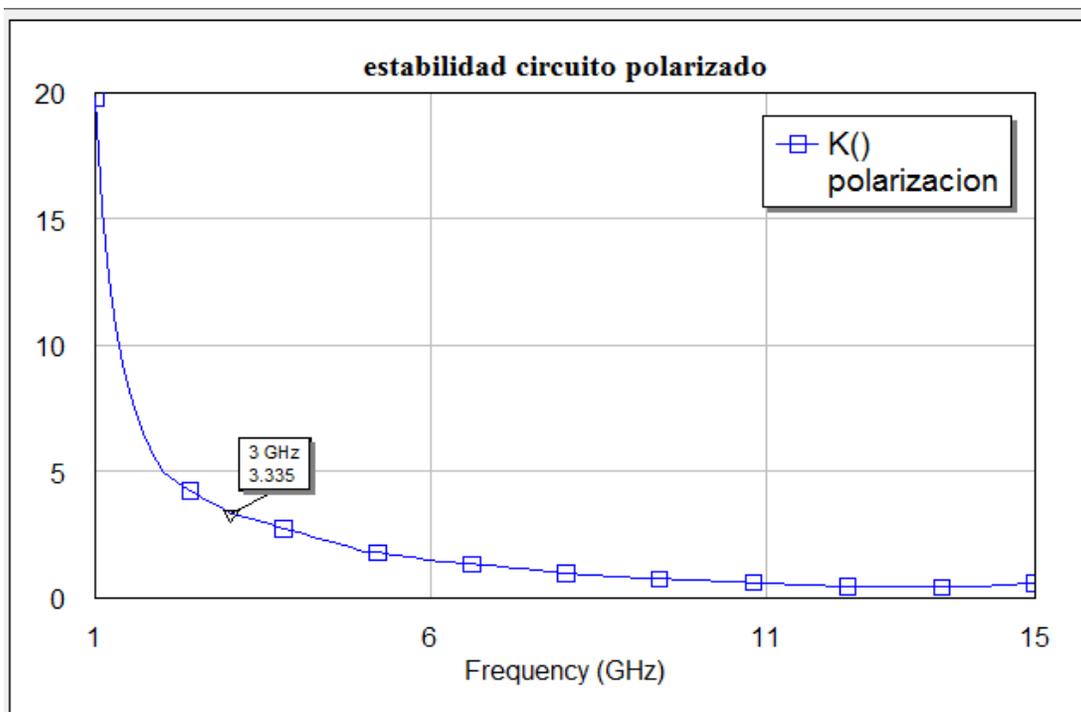


Figura 14 Estabilidad Mejorada

De la figura 14 se aprecia que la estabilidad se mejora de una forma 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 ayudara a acoplar el sistema con otros sistemas.

Redes De Acoplo

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

acoplara la impedancia de salida del circuito con la carga de 50Ω como se muestra en la figura 15

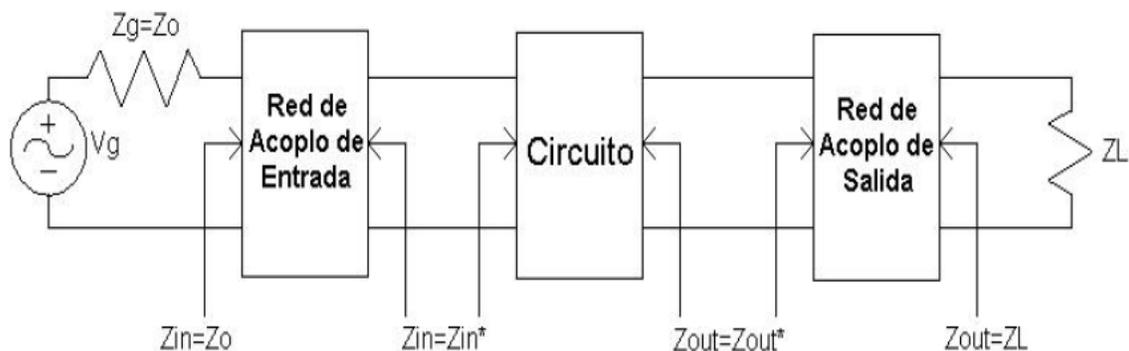


Figura 15 Etapas de Acoplo

Como el diseño está 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 más utilizada frecuentemente es la topología de L o pasa bajas y es mostrado en la figura 16

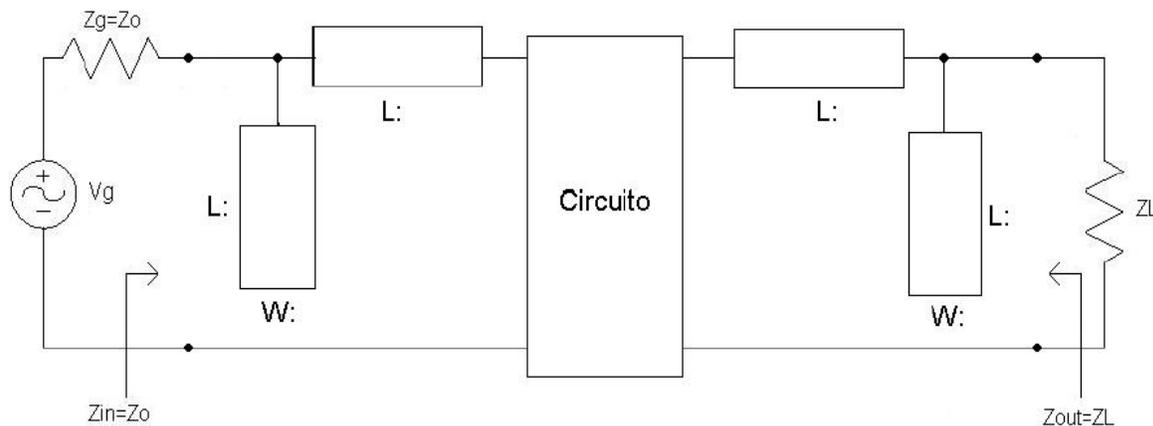


Figura 16 Topología de Acoplo

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 microcinta.

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

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

Se llevara a cabo este procedimiento con la ayuda de una herramienta del software MWO llamada TxLine mostrada en la figura 17

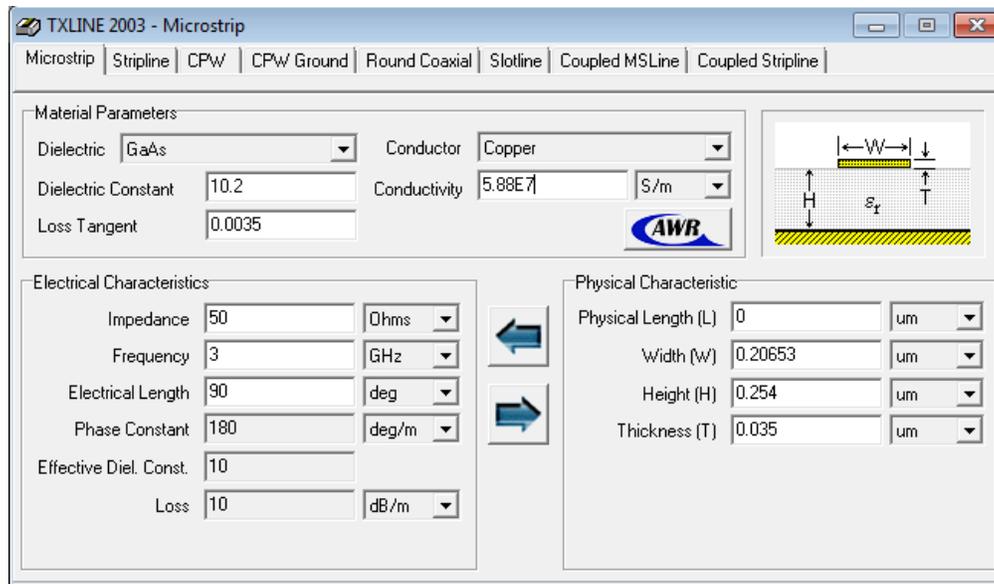


Figura 17 Herramienta TxLine

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 implementara y con ello todas sus características.

Tales características como el grosor de la capa conductora T (thicknees) y el grosor de la capa de 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 permisividad 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 Stups lo cual es importante para la reducción del sistema.

Para el sistema se selecciona el sustrato con el modelo RO3010 el cual es un material con núcleo cerámico diseñado especialmente para aplicaciones de microondas, las principales características que presenta son:

PARAMETRO	VALOR
ϵ_r	10,2
δT	0,0035
H	0,254mm
T	0,035mm

Tabla 2 *Características del material RO3010*

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

8.2.4 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 con las etapas de acoplo con sus respectivas longitudes.

El circuito implementado se muestra en la figura 18

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

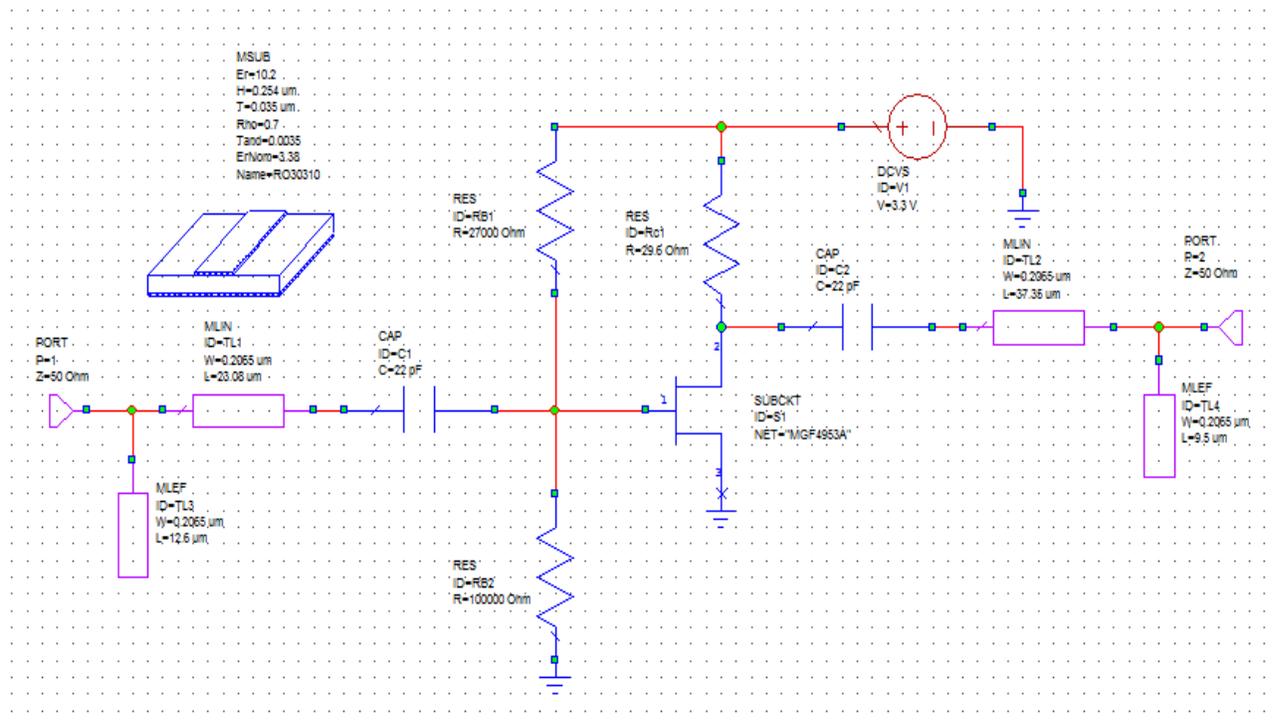


Figura 18 Implementación del circuito

Con la ayuda del software se calculan las siguientes pruebas:

Estabilidad

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

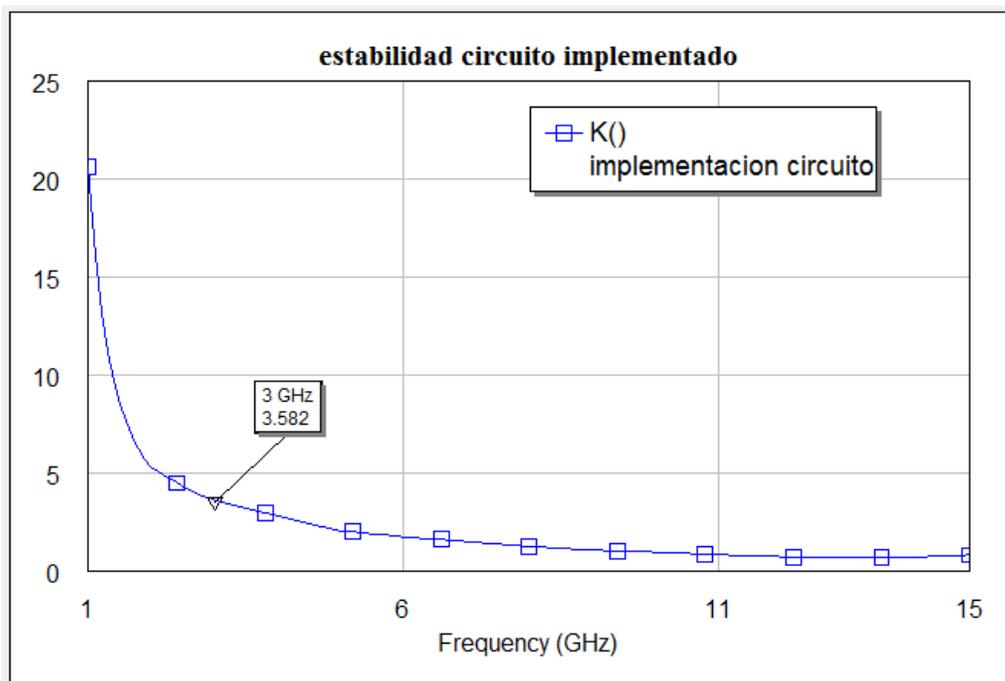


Figura 19 Estabilidad del circuito implementado

De la figura 19 se puede observar cómo se mejora la estabilidad del circuito implementado con las etapas de acoplo.

Ganancias

En la figura 20 se muestran las ganancias del circuito implementado en donde se observan la ganancia máxima y la ganancia total en la frecuencia de 3Ghz.

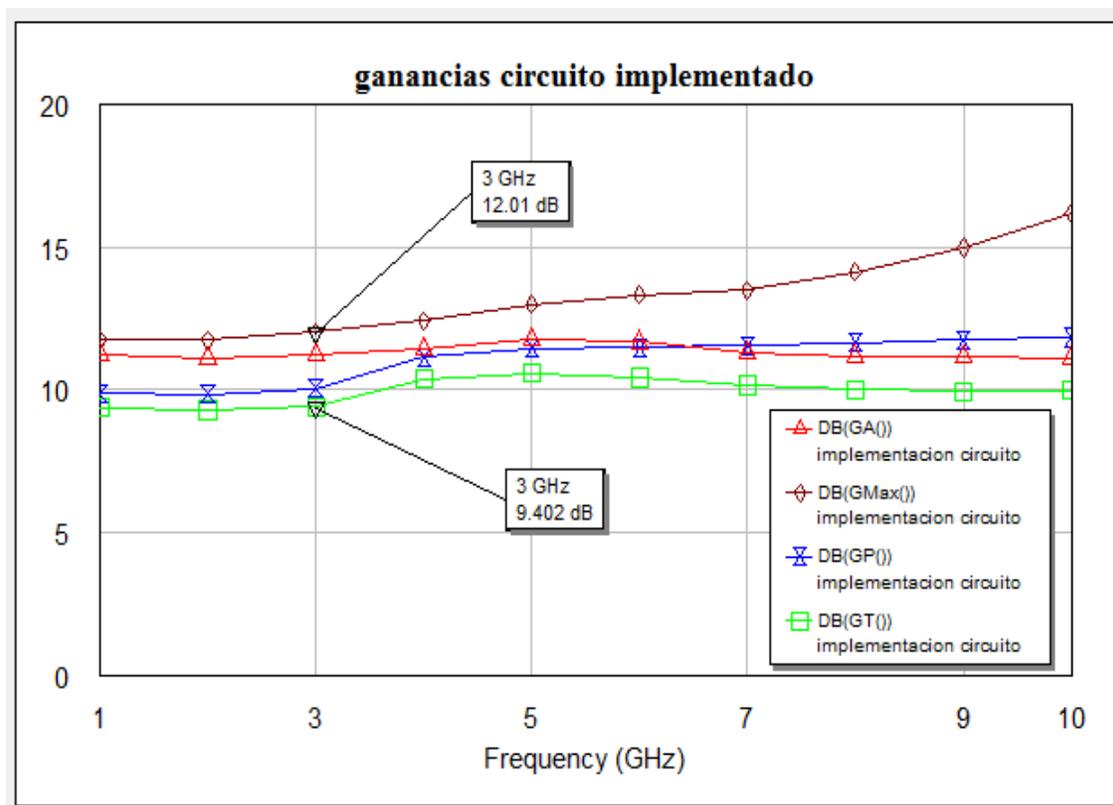


Figura 20 Ganancias del Circuito implementado

Para obtener la máxima ganancia en la frecuencia de 3GHz es necesario optimizar el circuito para observar una mejor respuesta del sistema.

8.2.5 Optimización

La optimización consiste en modificar algunos parámetros del circuito con el objetivo de encontrar una mejor respuesta. Gracias al diseño de las etapas de acoplo, el circuito puede ser optimizado a partir de ellas, ya que las micro cintas ofrecen la facilidad de modificar longitudes o anchos de pista de una manera sencilla, teniendo gran impacto en la respuesta del sistema. 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 utilizara la herramienta del software 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.

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.

Se varían estas longitudes con el objetivo de encontrar una mejor respuesta del circuito. Existe 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 y ganancias se muestran en las figuras (21 y 22)

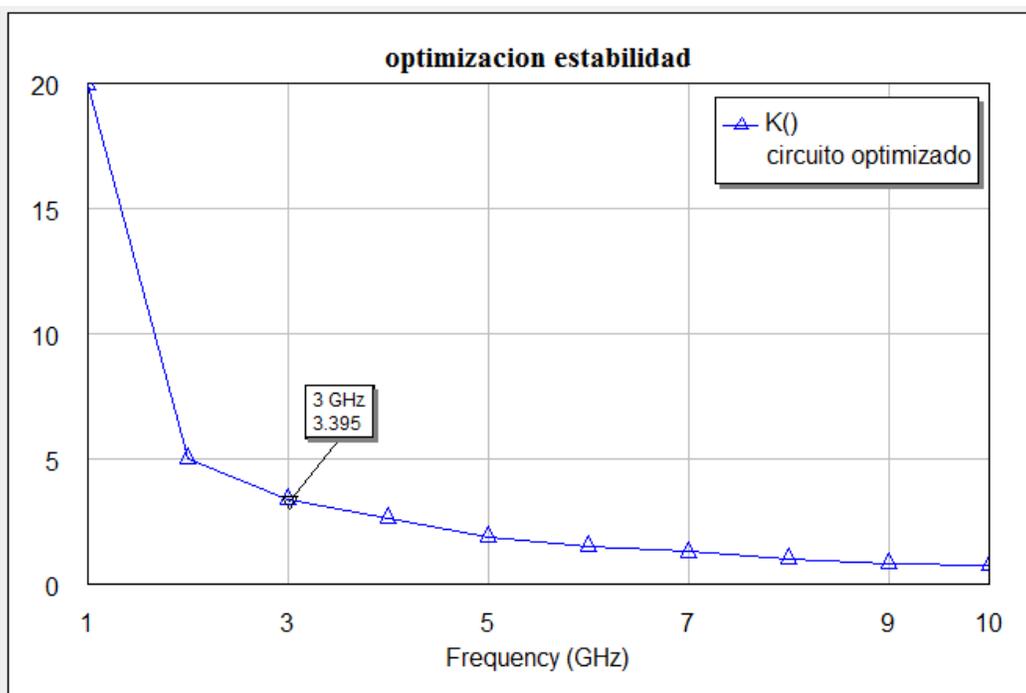


Figura 21 Estabilidad Optimizada

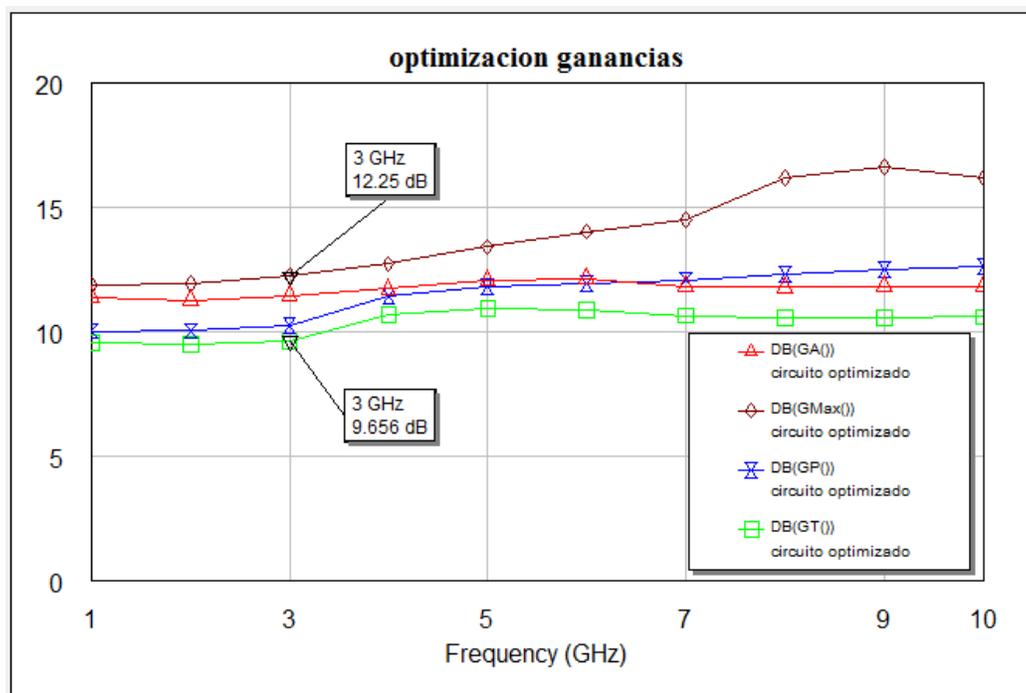


Figura 22 Ganancias Optimizadas

De las gráficas anteriores se observa la estabilidad y las ganancias optimizadas y en la figura 23 se observa el circuito optimizado

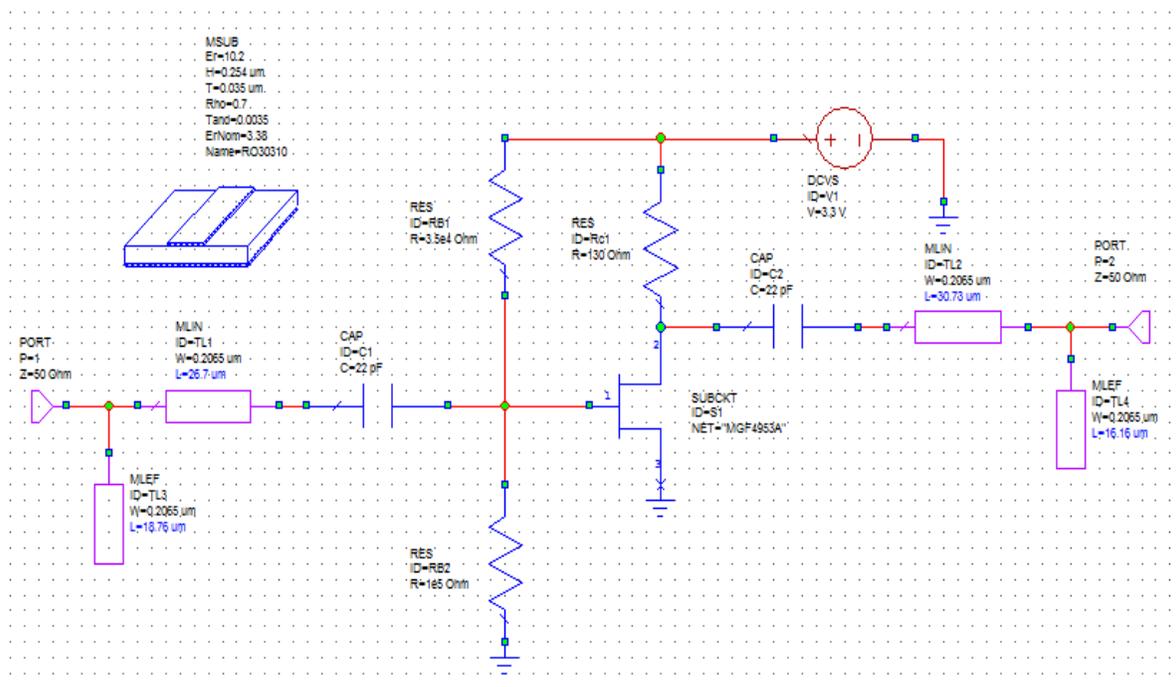


Figura 23 Circuito Optimizado

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 con el diseño de las etapas de acoplo, solo falta hacer una prueba más, el ruido del sistema.

8.2.6 Figura de Ruido

El ruido es una de las características más importantes cuando se evalúa el desempeño de un sistema, porque determina el nivel mínimo de señal que puede ser detectado por el receptor. El ruido está presente en todos los sistemas RF y de microondas, puesto que siempre existirá una potencia de ruido siendo introducida a través de la antena receptora desde un ambiente externo, así como generado internamente por el circuito receptor.

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

Para el caso del transistor MGF4953A que es un transistor de bajo ruido como característica integrada del transistor muestra los siguientes datos de ruido con respecto a diferentes frecuencias y a una corriente de 10mA.

Parámetros de ruido del transistor MGF4953A ($T_a=25^\circ\text{C}$, $V_{DS}=2\text{V}$, $I_D=10\text{mA}$)

Freq (GHz)	NFmin (dB)
1	0,16
2	0,18
3	0,20
4	0,22
6	0,25
8	0,29

Tabla 3 *Datos de ruido transistor MGF4953A*

De la tabla se observa que para una frecuencia de 3GHz y con una corriente de 10mA, el valor de la figura de ruido es de 0.20 dB.

La figura de ruido ha sido el parámetro más importante que se tomó en consideración al momento del diseño. En la figura 24 podemos observar el comportamiento del ruido medido en el amplificador en función de la frecuencia y es comparado con la figura de ruido del transistor propuesto y se observa los resultados de figura de ruido a una frecuencia de 3GHz en el circuito es de 0.293 dB y la del transistor es de 0.2023, lo cual significa que el sistema completo presenta una figura de ruido menor a la del diseño. También se puede apreciar un excelente comportamiento en ruido en toda la banda de frecuencias de medición, alcanzando una figura de ruido menor a 1 dB, lo cual demuestra las bondades de la tecnología GaAs en ruido.

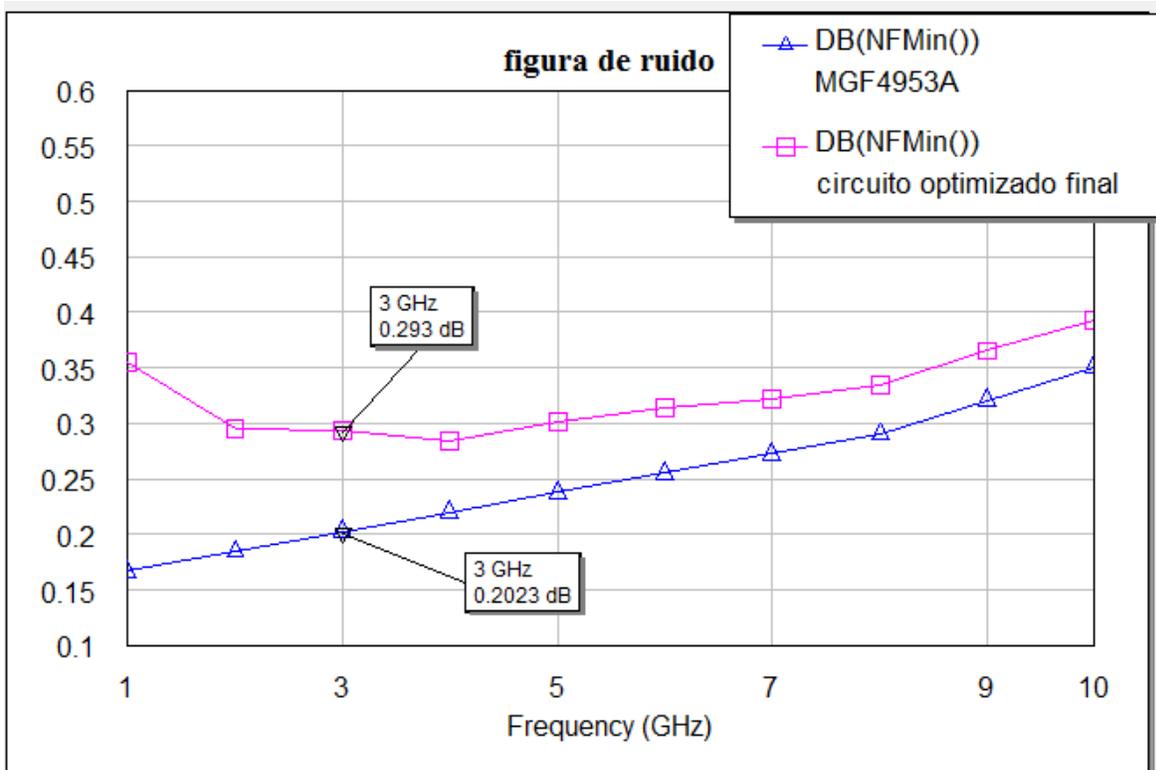


Figura 24 figura de ruido del transistor y del circuito final

8.2.7 Implementacion en Layout

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

Este hecho involucra una nueva optimización del circuito, ya que se agregan pequeñas partes al circuito debido a que cada elemento tiene diferentes anchos. Para esto será necesario utilizar las herramientas del software con las cuales se puede diseñar el circuito, así como definir las posiciones óptimas en las cuales se pueda conseguir el tamaño más reducido del circuito.

Implementacion

Con la implementacion del circuito en layout, es necesario añadir algunos conversores de tamaño entre los elementos del circuito; estos conversores deben ser diseñados con la ayuda del editor de librerias.

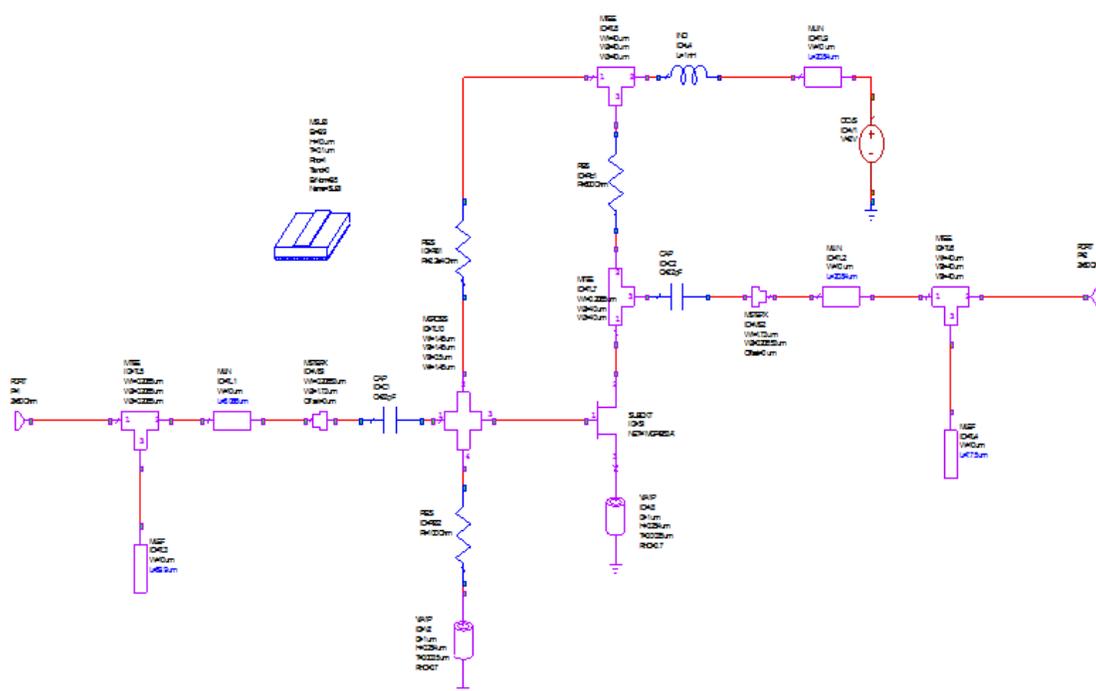


Figura 25 Circuito con conversores de tamaño

En el proceso de creación del layout de un componente se tienen en cuenta sus dimensiones físicas. Éstas vienen definidas en la hoja de características, ofrecida por el fabricante. Teniendo en cuenta los parámetros físicos del transistor empleado en el diseño, se elabora su layout del mismo modo, se realiza el layout de resistencias.

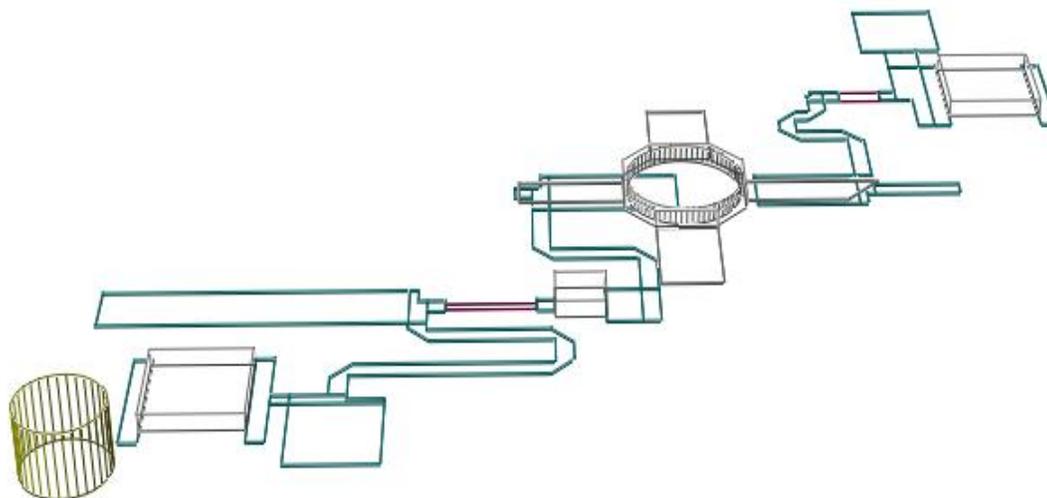


Figura 27 layout del circuito en 3D

CONCLUSIONES

Se llevó a cabo el diseño y simulación de un amplificador a bajo ruido que opera a una frecuencia de 3GHz obteniendo la mínima figura de ruido de 0.293 dB y maximizando la ganancia en 9.656 dB, cumpliendo los objetivos que se propusieron.

Es indispensable la cuidadosa selección de los componentes y materiales a utilizar para la óptima realización del diseño ya que las características de estos componentes pueden verse reflejadas en el desempeño final y la respuesta de este al implementarlo en un sistema de comunicaciones.

La utilización del circuito es muy variada dentro del área de las comunicaciones y de acuerdo a la banda de frecuencias y dependiendo de los requerimientos, este circuito puede emplearse para el desarrollo de sistemas de comunicaciones con diferentes características de funcionamiento, siguiendo los pasos propuestos en este trabajo.

Se evidencia el excelente comportamiento de los transistores en cuanto a la figura de ruido en toda la banda de frecuencias, desde 1 a 12 GHz alcanzando una figura de ruido menor a 1dB lo cual demuestra excelentes propiedades de la tecnología GaAs en ruido.

Al aumentar la figura de ruido en la etapa se observó una tendencia entre las diferentes frecuencias ya que el aumento presentado fue muy poco por lo que esta clase de transistores de tecnología GaAs son fundamentales en el diseño de amplificadores mostrando un ganancia aceptable en las diferentes frecuencias y por ende en el diseño.

RECOMENDACIONES

Estudiar aspectos importantes de los amplificadores de bajo ruido, como estructuras o componentes que sean alternativas y que pueden proporcionar también resultados interesantes para su estudio. Es de interés también el estudio del modelado en pequeña y gran señal de este tipo de estructuras.

Búsqueda de sustratos en los que sea posible la construcción de amplificadores con tecnología de microcinta, línea de strip y guía de onda coplanar, donde se dispone de una variedad de modelos que describen el comportamiento a frecuencias elevadas (dispersión y discontinuidades).

Se pueden seguir diferentes líneas de diseño en las cuales no se involucre el esquema de amplificadores, y son el 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.

Se propone como siguiente paso en el diseño de estos sistemas, la implementación en tecnologías de circuitos integrados (MMIC' S), lo que involucra el modelado y diseño de circuitos en una muy alta escala de integración.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Boyd, D. (2000 29 August). *Practical Noise Figures Measurements and Analysis for Low Noise Amplifier Designs*. Agilent Technologies Inc.
- [2] Miranda, J. M. (1990). *Ingenieria de Microondas tercera edicion*. Prentice Hall.
- [3] Guillermo, G. (USA). *Microwave Transistor Amplifiers. Analysis and Design*. 1997: Prentice Hall 2nd Ed.
- [4] Miranda, J. M. (1992). *Ingenieria de Microondas Tecnicas Experimentales*. Prentice Hall tercera edicion.
- [5] Alejandro, S. R. (2001 93 p.). *Metodologia de la Investigacion*. Bogota: 1 ed Orion Editores Ltda.
- [6] David M. Pozar, *Microwave and RF Design of Wireless Systems*, Jhon Wiley & Sons INC.
- [7] Davedra K. Mishra, *Radio Frequency and Microwave Communications Circuits*, Jhon Wiley & Sons INC.

[8] Tomasi, W. (1994). *Sistemas de Comunicaciones Electronicas*. USA: Prentice Hall.

[9] Augusto, B. T. (2006). *Metodologia de la Investigacion*. Mexico: 2 ed Pearson.

[10] Padin S., Woody D. P., Stern J. A., LeDuc H. G., Blundell R., Tong C.-Y. E., Pospieszalski M. W.; "An Integrated SIS Mixer and HEMT IF Amplifier"; MTT, 1996.

[11] Daniel L., Terrovitis M.; "A Broadband Low-Noise-Amplifier"; Microwave Circuit Design Projects, University of California at Berkeley, May 1999.

[12] Agencia Nacional del Espectro *Documento de consulta pública para definir la política del espectro radioeléctrico* Bogotá: ANE, junio de 2011 www.ane.gov.co/apc-afiles/35383137643637613966333438336638/Documento_de_consulta_publica_para_definir_la_politica_del_ERE_1.pdf

[13] Agencia Nacional del Espectro *Estudios previos banda 1900GHz* Bogotá: ANE, abril de 2011 www.ane.gov.co/apc-afiles/30653965346361386366633062643033/estudiosprevios1900_18042011.

[14] Agencia Nacional del Espectro *Principales avances del Gobierno 2006 -2010*

Bogotá: ANE, 2011 www.ane.gov.co/apc-aa-

files/39373235356530353036626665383236/Informe_de_gesti_n.pdf

[15] Ministerio de Tecnologías de Información y Comunicaciones, *Cuadro Nacional*

de Atribución de Bandas de Frecuencias 2010 Bogotá: Min TIC, 2010

archivo.mintic.gov.co/mincom/documents/portal/documents/root/espectro

[%20radioelectrico/CuadroNacionalAtribucionBandasdeFrecuencias2010.pdf](http://archivo.mintic.gov.co/mincom/documents/portal/documents/root/espectro%20radioelectrico/CuadroNacionalAtribucionBandasdeFrecuencias2010.pdf)

ANEXOS

Datos Técnicos del Transistor MGF4953A

June/2004

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>

MGF4953A/MGF4954A

SUPER LOW NOISE InGaAs HEMT (Leadless Ceramic Package)

DESCRIPTION

The MGF4953A/MGF4954A super-low noise HEMT (High Electron Mobility Transistor) is designed for use in C to K band amplifiers.

The lead-less ceramic package assures minimum parasitic losses.

FEATURES

Low noise figure @ f=12GHz
 MGF4953A : NFmin. = 0.40dB (Typ.)
 MGF4954A : NFmin. = 0.60dB (Typ.)

High associated gain @ f=12GHz
 $G_s = 13.5\text{dB}$ (Typ.)

APPLICATION

C to K band low noise amplifiers

QUALITY GRADE

GG

RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

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

ORDERING INFORMATION

Tape & reel 3000pcs./reel

Outline Drawing

Fig.1

MITSUBISHI Proprietary

Not to be reproduced or disclosed
 without permission by Mitsubishi Electric

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=25°C)

Symbol	Parameter	Ratings	Unit
V_{GDO}	Gate to drain voltage	-4	V
V_{GSO}	Gate to source voltage	-4	V
I_D	Drain current	60	mA
PT	Total power dissipation	50	mW
T_{ch}	Channel temperature	125	°C
T_{stg}	Storage temperature	-65 to +125	°C

Keep Safety first in your circuit designs!

Mitsubishi Electric Corporation puts the maximum effort into making semiconductor products better and more reliable, but there is always the possibility that trouble may occur with them. Trouble with semiconductors may lead to personal injury, fire or property damage. Remember to give due consideration to safety when making your circuit designs, with appropriate measure such as (i) placement of substitutive, auxiliary circuits, (ii) use of non-flammable material or (iii) prevention against any malfunction or mishap.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit	
			MIN.	TYP.	MAX		
$V_{(BR)GDO}$	Gate to drain breakdown voltage	$I_G=-10\mu\text{A}$	-3	--	--	V	
I_{GSS}	Gate to source leakage current	$V_{GS}=-2\text{V}, V_{DS}=0\text{V}$	--	--	50	μA	
I_{DSS}	Saturated drain current	$V_{GS}=0\text{V}, V_{DS}=2\text{V}$	15	--	60	mA	
$V_{GS(off)}$	Gate to source cut-off voltage	$V_{DS}=2\text{V}, I_D=500\mu\text{A}$	-0.1	--	-1.5	V	
gm	Transconductance	$V_{DS}=2\text{V}, I_D=10\text{mA}$	--	70	--	mS	
G_s	Associated gain	$V_{DS}=2\text{V},$	12.0	13.5	--	dB	
NFmin.	Minimum noise figure	$I_D=10\text{mA}$					
		f=12GHz	MGF4953A	--	0.40	0.50	dB
			MGF4954A	--	0.60	0.80	dB

MITSUBISHI

(1/5)

June/2004

June/2004

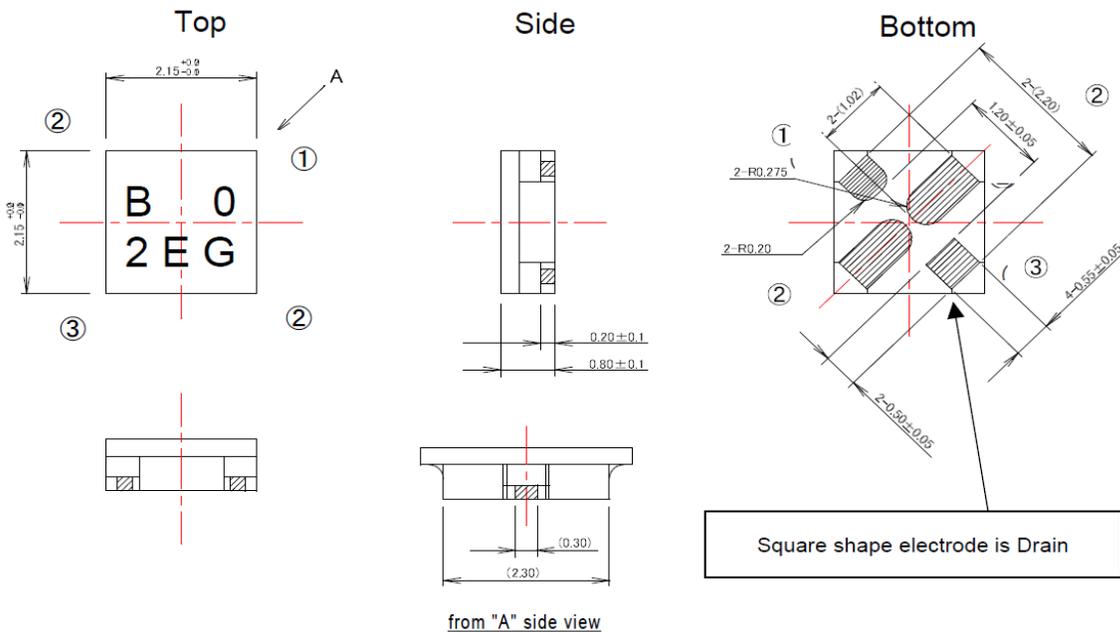
MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>

MGF4953A/MGF4954A

SUPER LOW NOISE InGaAs HEMT (Leadless Ceramic Package)

Fig.1

Unit : mm



- ① Gate
- ② Source
- ③ Drain

MITSUBISHI

(2/5)

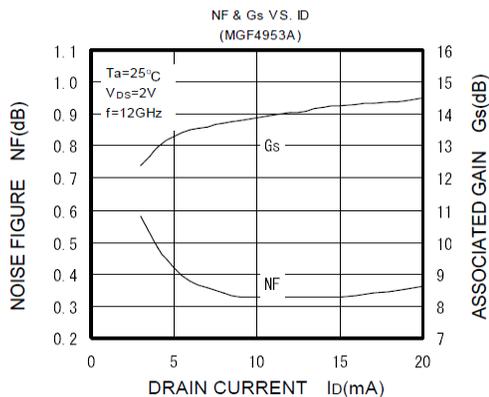
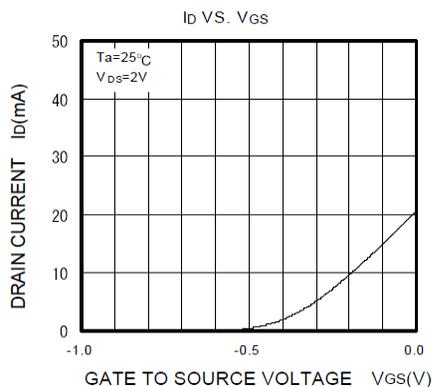
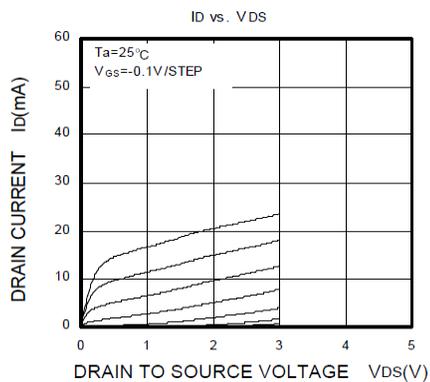
June/2004

June/2004

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>
MGF4953A/MGF4954A

SUPER LOW NOISE InGaAs HEMT (Leadless Ceramic Package)

TYPICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C)



MITSUBISHI

June/2004

 MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>
 MGF4953A/MGF4954A

SUPER LOW NOISE InGaAs HEMT (Leadless Ceramic Package)

S PARAMETERS

(Ta=25°C, VDS=2V, ID=10mA)

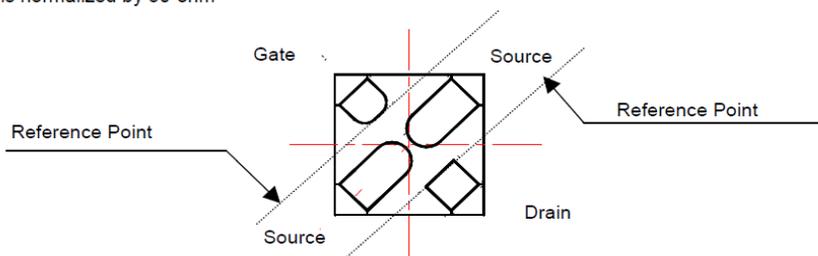
Freq (GHz)	S11		S21		S12		S22	
	(mag)	(ang)	(mag)	(ang)	(mag)	(ang)	(mag)	(ang)
1	0.911	-12.7	4.924	168.1	0.008	70.3	0.709	-10.7
2	0.894	-29.2	4.806	155.3	0.031	68.8	0.691	-22.7
3	0.875	-40.7	4.796	142.7	0.043	62.2	0.682	-30.1
4	0.858	-53.9	4.672	131.6	0.061	49.4	0.652	-41.7
5	0.830	-66.5	4.524	121.2	0.066	42.9	0.639	-49.6
6	0.797	-77.7	4.308	109.5	0.073	33.5	0.631	-58.5
7	0.770	-87.0	4.114	101.1	0.080	26.2	0.628	-64.4
8	0.751	-94.2	3.984	90.8	0.089	22.1	0.625	-71.0
9	0.727	-103.0	3.886	81.4	0.090	17.4	0.624	-76.1
10	0.713	-110.8	3.881	75.0	0.101	9.2	0.628	-80.4
11	0.686	-119.9	3.886	66.0	0.110	2.2	0.612	-87.5
12	0.636	-132.8	3.937	54.7	0.120	-4.6	0.581	-94.3
13	0.590	-146.6	4.078	45.0	0.127	-13.0	0.540	-101.0
14	0.538	-165.8	4.163	31.5	0.136	-25.2	0.485	-112.5
15	0.507	-170.2	4.239	18.9	0.144	-35.8	0.396	-122.4
16	0.506	140.8	4.238	4.5	0.151	-48.2	0.283	-137.3
17	0.552	110.4	4.067	-10.5	0.151	-62.0	0.159	-162.3
18	0.625	86.0	3.791	-26.5	0.145	-74.0	0.076	120.8
19	0.696	65.9	3.428	-40.5	0.137	-85.8	0.164	54.1
20	0.745	50.8	3.045	-54.3	0.118	-97.6	0.271	31.6
21	0.791	38.2	2.677	-66.5	0.109	-106.8	0.375	20.9
22	0.794	28.2	2.281	-76.2	0.102	-114.0	0.455	14.3
23	0.776	18.4	1.984	-84.5	0.091	-118.9	0.539	8.5
24	0.802	11.0	1.828	-93.8	0.078	-127.7	0.607	5.7
25	0.796	2.9	1.626	-102.1	0.071	-130.2	0.675	2.1
26	0.799	-8.5	1.424	-114.5	0.064	-138.3	0.730	0.9

NOISE PARAMETERS

(Ta=25°C, VDS=2V, ID=10mA)

f (GHz)	Gamma-opt		Rn (ohm)	NFmin. (dB)	Gs (dB)
	Magn.	Angle			
4	0.64	52.7	0.27	0.22	18.3
8	0.61	103.5	0.15	0.28	15.9
12	0.55	146.4	0.06	0.35	13.5
14	0.51	161.9	0.04	0.39	12.5
18	0.41	175.3	0.03	0.48	11.0
20	0.35	-177.3	0.05	0.55	10.5

Note) Rn is normalized by 50-ohm



MITSUBISHI

(4/5)

June/2004

June/2004

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>

MGF4953A/MGF4954A

SUPER LOW NOISE InGaAs HEMT (Leadless Ceramic Package)

Requests Regarding Safety Designs

Mitsubishi Electric constantly strives to raise the level of its quality and reliability. Despite these concerted efforts, however, there will be occasions when our semiconductor products suffer breakdowns, malfunctions or other problems. In view of this reality, it is requested that every feasible precaution be taken in the pursuit of redundancy design, malfunction prevention design and other safety-related designs, to prevent breakdowns or malfunctions in our products from resulting in accidents involving people, fires, social losses or other problems, thereby upholding the highest levels of safety in the products when in use by customers.

Matters of Importance when Using these Materials

1. These materials are designed as reference materials to ensure that all customers purchase Mitsubishi Electric semiconductors best suited to their specific use applications. Please be aware, however, that the technical information contained in these materials does not comprise consent for the execution or use of intellectual property rights or other rights owned by Mitsubishi Electric Corporation.
2. Mitsubishi Electric does not assume responsibility for damages resulting from the use of product data, graphs, charts, programs, algorithms or other applied circuit examples described in these materials, or for the infringement of the rights of third-party owners resulting from such use.
3. The data, graphs, charts, programs, algorithms and all other information described in these materials were current at the issue of these materials, with Mitsubishi Electric reserving the right to make any necessary updates or changes in the products or specifications in these materials without prior notice. Before purchasing Mitsubishi Electric semiconductor products, therefore, please obtain the latest available information from Mitsubishi Electric directly or an authorized dealer.
4. Every possible effort has been made to ensure that the information described in these materials is fully accurate. However, Mitsubishi Electric assumes no responsibility for damages resulting from inaccuracies occurring within these materials.
5. When using the product data, technical contents indicated on the graphs, charts, programs or algorithms described in these materials, assessments should not be limited to only the technical contents, programs and algorithm units. Rather, it is requested that ample evaluations be made of each individual system as a whole, with the customer assuming full responsibility for decisions on the propriety of application. Mitsubishi Electric does not accept responsibility for the propriety of application.
6. The products described in these materials, with the exception of special mention concerning use and reliability, have been designed and manufactured with the purpose of use in general electronic machinery. Accordingly these products have not been designed and manufactured with the purpose of application in machinery or systems that will be used under conditions that can affect human life, or in machinery or systems used in social infrastructure that demand a particularly high degree of reliability. When considering the use of the products described in these materials in transportation machinery (automobiles, trains, vessels), for objectives related to medical treatment, aerospace, nuclear power control, submarine repeaters or systems or other specialized applications, please consult with Mitsubishi Electric directly or an authorized dealer.
7. When considering use of products for purposes other than the specific applications described in these materials, please inquire at Mitsubishi Electric or an authorized dealer.
8. The prior consent of Mitsubishi Electric in writing is required for any reprinting or reproduction of these materials.
9. Please direct any inquiries regarding further details of these materials, or any other comments or matters of attention, to Mitsubishi Electric or an authorized dealer.

MITSUBISHI

(5/5)

June/2004