



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL DE FRECUENCIA
DE MODOS DUALES PARA APLICACION DE ESTANDARES
SECUNDARIOS DE FRECUENCIA**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO ELECTRICO ELECTRONICO**

PRESENTA:

RUBEN ORTIZ LOA

DIRECTOR DE TESIS:

ING. NIKOLAY SHTIN



CIUDAD UNIVERSITARIA

JUNIO DEL 2007

Dedicatoria

Dedico esta tesis a la
Universidad Nacional Autónoma de
México en especial a su facultad
de ingeniería por los
conocimientos que me brindó en mi
desarrollo profesional y humano.

Esta tesis también es para mi
familia por su apoyo y
comprensión en especial a mi papa
que lo recuerdo con mucho
cariño...

Agradecimientos

A mi mama y papa Elena y Rubén por el cariño la confianza, consejos y el apoyo que me ha dado en todo momento.

A me hermana Elena por sus consejos, ayuda y cariño en todo así como compartir, momentos importantes y ser una persona muy especial e importante para mí...

A todos mis primos y mi tío Juan que con sus consejos y ayuda han contribuido en mi desarrollo.

Al Ing. Nikolay A. Shtin por su amistad, apoyo, paciencia y todos los conocimientos que me transmitió.

De igual forma a todas esas personas que son importantes para mí y que han llegado a mi vida y han estado ahí cuando las he necesitado.

Índice

Introducción	3
Método	6
Objetivo	7

1. Amplificador 12

1. Diseño del amplificador	12
1.1 Selección del elemento activo	13
1.2 Diseño del amplificador para la banda ancha	21
1.3 Método de compensación de reactivancias	28
1.4 Teoría y cálculo para una red Π de tres líneas de cuarto de onda	33, 39
1.5 Teoría y cálculo para una red de adaptación de dos líneas de cuarto de onda	43
1.6 Ganancia	51

2. Simulación y Caracterización del amplificador 56

2.1 Simulación y caracterización del amplificador	56
2.2 Caracterización del amplificador	65

3. Mezcladores 68

2. Mezcladores	68
3.1 Teoría de mezcladores	69
3.2 Tipos de mezcladores	72
3.3 Ruido en mezcladores	77

4. Divisor de frecuencia 80

3. Diseño del divisor de frecuencia	80
4.1 Teoría de filtros direccionales	82
4.2 Simulación del divisor	85

Conclusiones 88

Bibliografía 90

Apéndice 91

INTRODUCCION:

El oscilador de péndulo compensado, construido a principios del siglo XX, es considerado como el primer estándar de frecuencia, cuya estabilidad relativa era alrededor de una parte en 10^7 , ya que se permitía usarlo como referencia en mediciones de frecuencia y de tiempo con una exactitud aceptable.

En el siglo pasado el problema del mejoramiento en la exactitud de la medición del tiempo y la frecuencia, tuvo gran impacto en el desarrollo en una área importante de la electrónica y la física aplicada como es el control de la frecuencia en osciladores de señales armónicas. Así, la necesidad de creación de los estándares de tiempo y frecuencia llevó al primer descubrimiento de gran importancia en esta área de los resonadores piezoeléctricos de cristal de cuarzo, cuyas propiedades permiten crear los osciladores eléctricos con una muy alta estabilidad de frecuencia. Los primeros estándares de frecuencia relativa, tuvieron una estabilidad de alrededor de unas partes en 10^{-8} . Pero el veloz avance en tecnología de fabricación de resonadores y el desarrollo de las técnicas avanzadas de estabilización de frecuencia hasta unas partes en 10^{-13} .

Aproximadamente medio siglo después, los osciladores electrónicos resonantes de cristal de cuarzo fueron descubiertos. El resultado del desarrollo de ellos fue el mejoramiento en la estabilidad de los estándares de frecuencia, hasta unas partes en 10^{-15} .

Actualmente, a inicios del siglo XXI, el avance en el mejoramiento de estabilidad en frecuencia alcanzó más de siete órdenes de magnitud de lo que ofrecían los primeros estándares. Dicho avance fue posible con la creación de patrones atómicos y con el desarrollo de las técnicas de manipulación y enfriamiento de los átomos por luz láser; las cuales permitieron obtener una incertidumbre de frecuencia relativa excepcional, de 10^{-15} y eso hizo que los patrones atómicos llegaran a ser los estándares primarios de frecuencia y de tiempo [1].

Es de notar que la definición de un segundo de unidad de tiempo es establecida como la duración de 9 192 631 770 periodos de la radiación asociada a la transición hiperfina del estado base del átomo de cesio 133.

Sin embargo la estabilidad de la frecuencia a corto plazo de los patrones atómicos de frecuencia puede ser afectada por las inestabilidades y ruidos que provienen de los circuitos electrónicos de un oscilador local u oscilador de interrogación. Actualmente los osciladores más estables se hacen con base en resonadores de monocristales de zafiro que poseen un factor de calidad muy alto y que permiten disminuir el ruido de fase de un oscilador de microondas a un nivel muy bajo. El problema actual, para este tipo de osciladores, es la disminución de todos los componentes de ruido que contiene la salida del oscilador. Últimamente, con el desarrollo de la tecnología de SiGe, se abrieron nuevas posibilidades para el diseño de los dispositivos de microondas de muy bajo ruido de fase.

DEFINICION DEL PROBLEMA

Ruido de Fase en un oscilador

Como otros circuitos analógicos, los osciladores son susceptibles al ruido. El ruido presentado por el oscilador es generado por los componentes del propio oscilador o por medios externos esto influye en la frecuencia y la amplitud de la señal de salida. En muchos casos la disturbancia de la amplitud es insignificante o no importante y solo la desviación aleatoria de la frecuencia es considerada. Esto último también puede ser visto como una variación aleatoria del periodo o desviación del cruce por cero, para mantener su estabilidad a lo largo del tiempo.

Para una señal periódica, sinusoidal, nominal, podemos escribir $x(t) = A\cos[\omega_c t + \Phi_n(t)]$, donde $\Phi_n(t)$ es un pequeño exceso de fase, aleatorio, representando variaciones en el periodo.

La función $\Phi_n(t)$ es llamada ruido de fase. NOTA: para $|\Phi_n(t)| \ll 1\text{rad}$, tenemos que $x(t) \approx A\cos\omega_c t - A\Phi_n(t)\sin\omega_c t$; esto es, el espectro de $\Phi_n(t)$ es trasladado a $\pm\omega_c$.

En aplicaciones de RF, el ruido de fase es usualmente caracterizado en el dominio de la frecuencia. Un oscilador sinusoidal operando idealmente a una frecuencia ω_c presenta un espectro que asume la forma de un impulso; mientras que para el oscilador real, el espectro exhibe faldas alrededor de la frecuencia central.

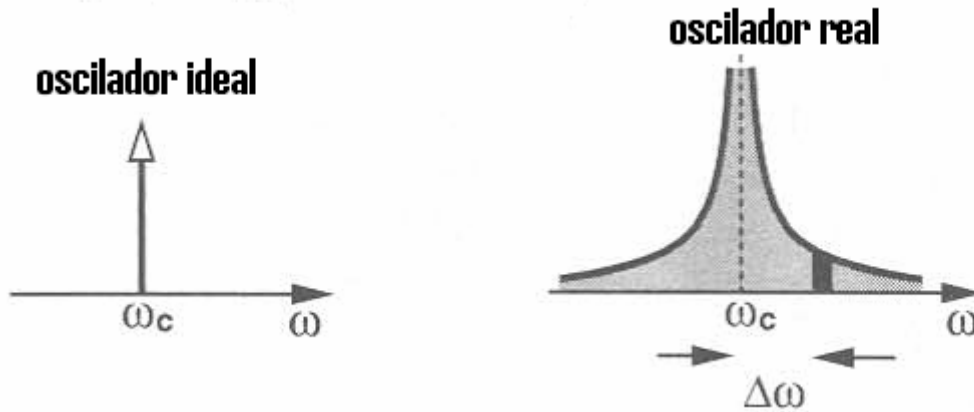


Fig. I Espectro de salida ideal y real de los osciladores

El ruido de fase se puede considerar como una desviación de la frecuencia central $\Delta\omega$ con respecto a ω_c .

La solución para el problema de disminución del ruido de corto plazo en los patrones de frecuencia puede ser encontrada en osciladores de muy bajo ruido de fase basados en un resonador de monocristal de zafiro, el cual con la aplicación de enfriamiento criogénico puede tener un factor de calidad de alrededor de 10^9 . Un factor de calidad de tal orden permite eliminar casi por completo el ruido de fase de un oscilador, pero el problema de estabilidad de su frecuencia con la temperatura requiere una solución adicional.

En este caso, el problema grave es la fuerte dependencia de frecuencia resonante del resonador con la temperatura. Según los cálculos, para alcanzar una estabilidad de frecuencia al nivel requerido (menor a 10^{-13}) es necesario controlar la temperatura de resonador con la precisión del orden de unos micro-Kelvines. Las soluciones tradicionales de este problema se encuentran en las técnicas de compensación térmica y aislamiento térmico del resonador.

Hace poco una nueva técnica de estabilización de la frecuencia del oscilador de zafiro fue descubierta, la cual se basa en la realización de un sistema de control de frecuencia, utilizando propiedades de anisotropía de los diferentes modos resonantes del resonador de zafiro [2], [3]. Particularmente, en el resonador de zafiro se excitan dos modos ortogonales que tienen diferentes coeficientes de frecuencia en temperatura y la señal que se forma mezclando las señales de estos modos puede ser utilizado para la implementación de un sistema de control de frecuencia de oscilador en temperatura de muy alta precisión.

Aparte de la estabilización de la frecuencia con temperatura, el implemento de dicho sistema de control de frecuencia de modos duales puede permitir bajar el nivel de ruido de fase de un oscilador de microondas a menos de -160 dBc/Hz en la frecuencia de Fourier de 1 kHz.

Así, para esta tesis se propone hacer el diseño de unos dispositivos de microondas de muy bajo ruido de fase que podrían ser utilizados para un sistema de control de frecuencia de modos duales de un oscilador que opera en la frecuencia de 9.192 GHz.

METODO:

Se propone empezar la investigación con el análisis de tecnologías y técnicas del diseño de dispositivos de microondas de bajo ruido de fase. Este análisis servirá para el diseño de dispositivos de microondas de bajo ruido de fase y para generar soluciones, las cuales podrían ser aplicadas para cumplir los objetivos del diseño.

El siguiente paso será el diseño del amplificador de microondas para la banda de 4.6 GHz con ultra bajo nivel de ruido de fase. Después del diseño del amplificador se propone hacer el diseño de un dispositivo más complejo tal como un divisor de frecuencia. Para las tareas de optimación y verificación de los diseños se utilizará software especializado para simulación de circuitos no lineales.

En la figura II observamos todo el sistema de un oscilador de modos duales.

SISTEMA DE CONTROL DE FRECUENCIA DE MODOS DUALES

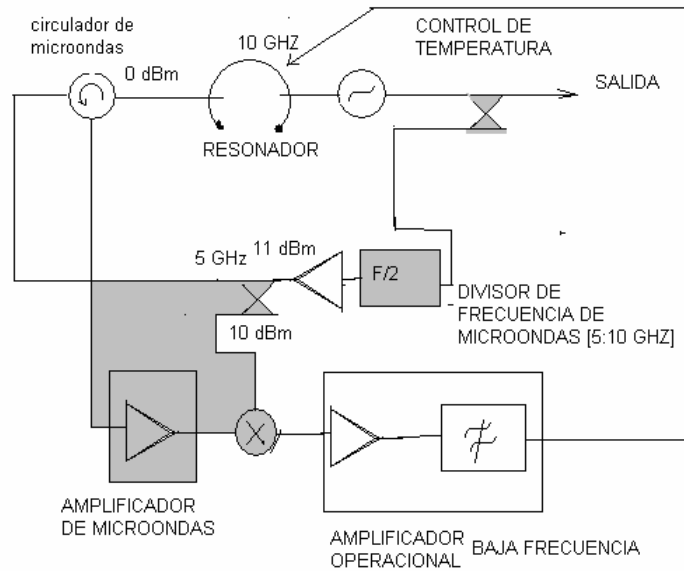


Fig. II. Oscilador de microondas con el sistema de control de frecuencia de modos duales.

En esta figura, la parte sombreada muestra los bloques que se van a diseñar en este trabajo de tesis, cuidando que el nivel de ruido de fase para la parte de microondas sea en el rango de $-160 \dots -165$ dBc/Hz a 1 kHz de frecuencia de Fourier.

El funcionamiento de este sistema supone excitación en el resonador de zafiro de 2 modos ortogonales con las frecuencias resonantes de 4.6 GHz y de 9.2 GHz. El circuito principal de oscilador trabaja en la frecuencia de 9.2 GHz mientras el sistema adicional de control de frecuencia utiliza otra señal con la frecuencia de 4.6 GHz. Para la implementación dentro de este sistema de un discriminador de fase que tiene que operar con dos señales de la misma frecuencia, surge la necesidad de transferir una frecuencia a otra ya sea multiplicando por 2 la frecuencia más baja o dividiendo entre dos la frecuencia más alta. Considerando que el factor de calidad del resonador en la frecuencia de 4.6 GHz es aproximadamente 2 veces más alto que en la frecuencia de 9.2 GHz (normalmente un resonador de zafiro tiene factor de calidad alrededor de **300,000** y **150,000** en las frecuencias de 4.6 GHz y 9.2 GHz respectivamente) por tal motivo concluimos que desde este punto de vista es más conveniente dividir la frecuencia más alta entre 2 ya que si multiplicáramos la frecuencia más baja disminuiría nuestro factor de calidad aproximadamente en dos veces.

OBJETIVO

Diseño de un sistema de control de frecuencia de modos duales para aplicación en estándares secundarios de frecuencia con base en un amplificador de muy bajo ruido de fase (-150 dB) que servirá para disminuir el ruido del detector de fase (llamado amplificador predetectoral) que ha su vez será la base para el diseño del divisor de frecuencia con base en los dispositivos de microondas de bajo ruido (-150 dB) que permitirá dividir la frecuencia de 9.2 GHz a 4.6 GHz con la característica de principal ser de muy bajo ruido de fase(-167 dB).

DESARROLLO DEL PROBLEMA

La división de frecuencia se puede conseguir de las siguientes distintas maneras: (i) la generación paramétrica subarmónica usando varactores de acción de bomba, (ii) explotación de fenómenos de almacenamiento de carga de de en SRDs, (iii) mezclador con realimentación (regenerativa) en divisores de frecuencia, (iv) fenómenos transitorios en el tiempo en diodos de disparo, (v) divisores digitales de frecuencia, (vi) injection-locked (ILOs), y (vii) phase-locked loops (PLL) incorporando multiplexores en realimentación. Las características para cada uno de estos métodos son:

- (i) Los divisores con base en varactores tienen la banda de operación relativamente pequeña (hasta 20%) y requiere unos elementos pasivos y un varactor o un diodo paramétrico especial (muy difícil de conseguir) con un factor de calidad alto; aparte de esto requiere de una alta potencia de entrada y tiene una pérdida de conversión de ~12 dB [4].
- (ii) El método de división de frecuencia con SRDs ha recibido poca atención en su desempeño e **inestabilidad de operación**, pero existen algunos diseños y prototipos [5].
- (iii) Los divisores usando el método regenerativo (Miller) tiene hasta 30% de ancho de banda, buena estabilidad de

operación, muy bajo nivel de ruido de fase y son extensamente utilizados en sistemas de comunicación actuales, siendo el método utilizado para el desarrollo de este trabajo [6].

- (iv) Todas estas técnicas tienen problemas de ruido de fase y su banda de operación es solo de 5% a 8 %.
- (v) Los divisores digitales son extensamente usados y proveen el ancho de banda fraccional arriba de ~100%, pero tiene desventajas de alto consumo de energía y pobre desempeño en el ruido de fase. Los circuitos integrados comerciales tienen el ruido alrededor de -140 dBc/Hz a 1 kHz.
- (vi) Los divisores de ILO a veces se relacionan con el inciso (iii), pero ILO, siendo un oscilador sincronizado, es libre de correr y también puede exhibir un comportamiento caótico. Su nivel de ruido de fase no es muy bueno comparado con los otros tipos de divisores [6].
- (vii) Este método corresponde a la aplicación tradicional y convencional del PLL, pero difícil de realizar en nuestro caso.

El método más comúnmente utilizado para dividir frecuencia es por medio de la utilización de lógica digital como son flip-flops de tecnología implementada con los circuitos integrados (IC) de GaAs. Existen diferentes tipos de divisores en el mercado los cuales realizan de manera eficiente con la división de la frecuencia. El problema que existe es su nivel de ruido, ya que el nivel de ruido de fase (flicker) es bastante alto como para lograr una buena estabilidad en el sistema. Por ejemplo, uno de los que se encuentran en el mercado y es relativamente fácil de conseguir es el modelo HMC361MS8G que fabrica la empresa estadounidense Hittite. Este circuito integrado es el que mejor desempeño tiene en cuestión de ruido de fase, fabricado con tecnología GaAs HBT MMIC. Este divisor tiene el nivel de ruido alrededor de -140dBc/Hz a 1 kHz de frecuencia de Fourier como lo podemos apreciar en la figura III que da el fabricante para el ruido de fase.

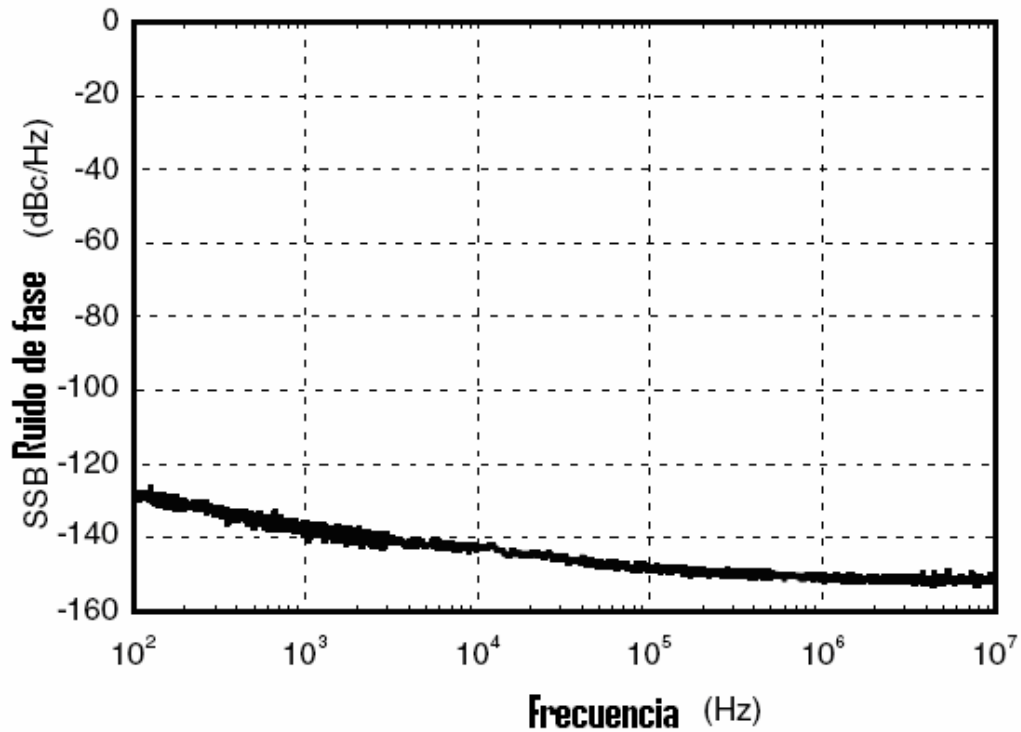


Fig. III. Ruido de fase del circuito integrado HMC361MS8G Hittite

Se puede ver en la gráfica que en la frecuencia de Fourier de 100 kHz el nivel de ruido tomado en decibeles respecto a la señal portadora es de -148 dBc/Hz y es lo mejor que se puede esperar de los divisores de este tipo.

Divisores de frecuencia regenerativos (mezclador con realimentación)

Un enfoque de la división de frecuencia útil es el sistema de control regenerativo “mezclador con realimentación” o divisor de Miller. En el siguiente esquema (Fig. IV) se muestra la estructura básica de un divisor de frecuencia con el módulo de división $1/N$.

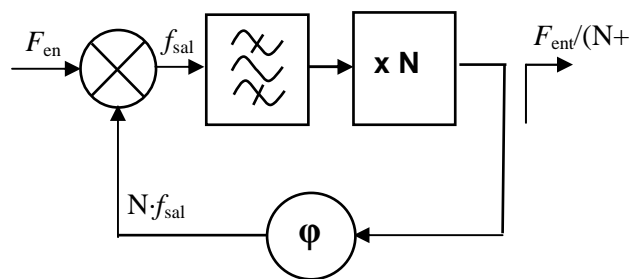


Fig. IV Esquema de un divisor de frecuencia regenerativo (RFD) con el módulo de división $1/N$.

Aquí en el mezclador se realiza la conversión de frecuencia $f_{out} = f_{in} - N \cdot f_{out}$ donde la componente espectral $N \cdot f_{out}$ se genera por medio de un multiplicador de frecuencia. Los demás productos de conversión en la salida del mezclador se rechazan por medio de un filtro de pasa-banda. Para que el divisor regenere la señal con la frecuencia $f_{in}/(N+1)$ tres condiciones deben de ser satisfechas:

1. La señal de ruido de amplitud finita debe estar presente para presentar una condición inicial para la regeneración.
2. La ganancia en señal pequeña del lazo exceder la unidad y la fase de lazo de realimentación tiene que ser proporcional a 2π .
3. Para la operación como un verdadero divisor de frecuencia regenerativo (RFD) con cero en la salida y cero en la entrada, la ganancia de lazo debe estar por debajo de la unidad cuando la entrada es retirada.

La primera condición se cumple automáticamente por lo que el ruido de amplitud siempre está presente en cualquier circuito. La segunda condición se cumple si el multiplicador de frecuencia tiene la ganancia suficiente para compensar las pérdidas de señal en el mezclador y en el filtro de pasa-banda, mientras la fase del lazo se ajusta por medio de un regulador de fase. Si la tercera condición no es requerida, el circuito actuará como un divisor de frecuencia ILO (Injection-Locked Oscillator Frequency Divider).

Si en el esquema del RFD, el multiplicador de frecuencia se reemplazado por un simple amplificador, entonces $N=2$ y en el circuito la frecuencia se divide entre dos. Para esta tesis el objetivo principal va a ser el diseñar RFD con $N=2$. Se anticipa que este diseño tiene que incluir el desarrollo de todos los elementos del RFD; es decir, el amplificador, mezclador, los filtros y todas las redes de acoplamiento.

El componente más crítico en este trabajo va a ser el diseño de los amplificadores, ya que deben cumplir ciertas características, como lo son: su ganancia, potencia de salida y ruido de fase. Así, en [7] algunos tipos de amplificadores han sido probados incluyendo los que están basados en semiconductores de nueva generación como lo son InGaP y GaAs. Así, que se debe tener la atención cuidadosa en el diseño del amplificador de bucle.

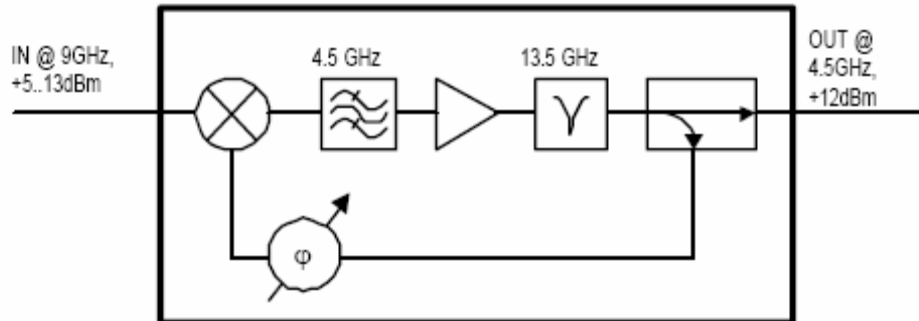


Fig. V Esquema de un divisor de frecuencia regenerativo con el módulo de división 1/2.

En la publicación a la que se hace referencia : *Phase Noise of X-Band Regenerative Frequency Dividers M.Mossammaparast, C. Macneilage, P.Stockwell, J. H.Searls Poseidon Scientific Instruments Pty Ltd, Fremantle, WA, Australia* se habla específicamente de este tema y se muestra que el ruido de fase del RFD mostrado en la fig.V es de -155 dBc/Hz a 1 kHz de frecuencia de Fourier. Como se ha ido explicando a lo largo de este trabajo es que entre menor sea el ruido de fase del divisor mejor será la estabilidad del oscilador de microondas. Se toma como ejemplo este divisor ya que también trabaja en la frecuencia de 9.2 GHz y divide entre dos a 4.6 GHz que son las características que se buscan en el diseño. En el artículo se menciona que el nivel de ruido es un valor óptimo que se puede obtener con la aplicación de los amplificadores comerciales. Así que este trabajo en su mayor parte se enfoca al diseño de un amplificador de microondas que permitirá tener una mejor respuesta del nivel de ruido de fase. Por el momento se puede anticipar la posibilidad de poder reducir ese ruido aproximadamente de -160 a 165 dBc/Hz.

CAPITULO 1

Diseño del Amplificador

METODO PARA AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO DE FASE

El desarrollo de dispositivos FET de GaAs (field effect transistor) y HEMT (high electron mobility transistor) de muy bajo ruido, y su mejora hasta el punto de obtener cifras de ruido asombrosamente bajas, era uno de los éxitos tecnológicos más importantes durante los 80s' y 90s'.

Aunque existen transistores de microondas extraordinariamente buenos, que poseen una figura de ruido de hasta 0.5 dB; sin embargo, el problema de disminución del ruido de fase todavía se considera como un reto importante para el diseño de los dispositivos de microondas. Como un ejemplo se puede mencionar que los transistores tipo GaAs FET, HEMT y PHEMT poseen un ruido muy alto en baja frecuencia [9]. Por otra parte este ruido produce la modulación de fase de la señal de alta frecuencia se amplifica el transistor y adentro del lazo de un oscilador este ruido ya se convierte en la inestabilidad de frecuencia de corto plazo. Así, que en el caso del diseño de bajo ruido de fase, muchos de los transistores FET no son aceptables y se prefiere simplemente hacer un diseño con los transistores bipolares (BJT), los cuales tienen el nivel de ruido de baja frecuencia mucho más bajo.

En este proyecto se contempla el estudio detallado y riguroso del amplificador de microondas de muy bajo ruido de fase basado en los transistores bipolares tipo HBT, SiGe en el intervalo de frecuencias de 4 a 6 GHz. Estos dispositivos, según lo indican los reportes tienen un nivel de ruido $1/f$ más bajo que los BJT de Si.

Así que, en este trabajo se realizará el desarrollo de un amplificador con basado en el SiGe (HBT) con el fin de investigar las capacidades de amplificación buscando como principal característica un comportamiento de muy bajo ruido de fase.

El diseño del amplificador se va a hacer en un rango de frecuencias lo más ancho posible lo que permitirá también incrementar la banda de operación del RFD. En este diseño de banda ancha se planea utilizar las redes de acoplamiento basadas en varias líneas de transmisión de longitud de un cuarto de onda. Según [1] dicho método de acoplamiento permite realizar la adaptación de impedancia aproximadamente en una banda de 30 a 50 %. Por otro lado se piensa que las redes de acoplamiento apropiadas pueden funcionar como un filtro de pasa-banda lo que permite simplificar el esquema del RFD quitando el filtro de pasa-banda.

Para la simulación del amplificador diseñado se va utilizar un software de análisis no lineal como el ADS (Advanced Design System) de Agilent. Este software tiene implementado el algoritmo de balance de armónicas (HB), el cual permite analizar un circuito de microondas en el régimen de señal grande y también calcula su ruido de fase y de amplitud en cualquier componente espectral del circuito lo que puede ser especialmente útil para análisis de ruido del RFD completo.

El prototipo del amplificador y todo el divisor se planea fabricar en un sustrato de microondas comercial, utilizando solamente los elementos de las líneas microstrip y también evitando los elementos como acopladores, donde hay necesidad de colocar de líneas de transmisión en ambos lados del sustrato. En otras palabras el circuito del RFD tiene que ser fácil de fabricar en nuestras condiciones y, lo más importante, muy económico.

En la etapa de la caracterización del amplificador y del divisor se van a medir las respuestas en frecuencia utilizando, probablemente un analizador de redes. También se van a intentar hacer algunas mediciones de ruido de fase.

1.1. Selección del elemento activo

Para obtener bajo nivel de ruido de fase del amplificador se propone utilizar los transistores bipolares de heterounión de silicio germanio (SiGe), que tienen un nivel muy bajo del ruido $1/f$ y ello permiten realizar un amplificador con la ganancia alrededor de 11 a 13 dB a 5 GHz. En particular se pudieron conseguir los transistores NESG2021M05 de California Eastern Laboratories (CEL), los cuales son transistores de heterounión (HBT) de SiGe y poseen todas las propiedades mencionadas.

Principales características:

- Bajo Ruido $1/f$
- Buena figura de ruido
- Alta ganancia MSG = 21.5 dB a 2 GHz
- Estabilidad en el rango de frecuencias de 2 a 8 GHz

Ruido en baja frecuencia

Como ya se mencionó, en la actualidad existen muchos transistores de microondas fabricados con diferentes tecnologías, las cuales poseen niveles de ruido de alta frecuencia extremadamente bajos. Sin embargo, el ruido de baja frecuencia en estos dispositivos es otro tipo de problema que tiene que ser considerado en este diseño. Así, en este capítulo se presenta el análisis de ruido de baja frecuencia para varios tipos de transistores. Se hará énfasis en la aplicación de los transistores bipolares de SiGe debido a su bajo nivel de todo tipo de ruidos.

Generalmente los semiconductores exhiben los siguientes tipos de ruido: ruido térmico en alta frecuencia, ruido de disparo, ruido de generación recombinación (G-R) en las frecuencias medias y ruido $1/f$ en las frecuencias bajas.

El ruido térmico es causado por el movimiento al azar de los portadores de carga y se define con una muy conocida expresión:

$$S_{term} = kTNF, \quad (1.1)$$

donde k es la constante de Boltzman, T es la temperatura y NF es la figura de ruido del transistor

El ruido de disparo se presenta en los transistores bipolares y se origina en la unión emisor-base, cuando los portadores de carga atraviesan la barrera de potencial de la unión. Este tipo de ruido se define por:

$$S_{shot} = 2i_b q, \quad (1.2)$$

donde i_b de la corriente de base y q es la carga unitaria del electrón.

El origen del ruido $1/f$ también se encuentra en esta misma unión emisor-base y se considera en este tipo de ruido esta relacionado con los procesos aleatorios de generación-recombinación de los portadores

de carga. La intensidad del ruido $1/f$ es una función de la corriente de base i_b y de la frecuencia F :

$$S_{flicker}(F) = KF \frac{i_b^{AF}}{F} \quad (1.3)$$

El ruido de generación-recombinación o el ruido G-R es una fluctuación en la corriente de semiconductor debido a las fluctuaciones del número de portadores. El nivel del ruido G-R puede ser considerado como un indicador de las impurezas y/o defectos y así mismo un indicador de calidad de un semiconductor. La intensidad de los procesos de la generación-recombinación de portadores de carga en un semiconductor depende fuertemente de la posición del nivel energético de las trampas. Las trampas lejos debajo o lejos sobre de nivel -Fermi están llenas o vacías y no modulan el número de portadores libres en el canal.

En general es más fácil evitar trampas en los dispositivos de silicio que en los dispositivos semiconductores compuestos, de especímenes de la familia III-V, y en los dispositivos de hetero-uniones como GaAlAs/GaAs. Este tipo de ruido puede ser disminuido evitando las trampas y aplicando la estabilidad superficial.

En particular todos los transistores de efecto de campo de GaAs o AlGaAs/GaAs muestran un alto nivel del ruido G-R. Los más ruidosos son los transistores HEMT. El ruido G-R en los PHEMT varía mucho para diferentes fabricantes e incluso puede ser muy bajo. Así, las mediciones hechas en la etapa experimental de este trabajo revelaron que en particular los transistores NE3201S01 del fabricante CEL no muestran este tipo de ruido en los espectros de ruido de fase tomados en las frecuencias de 5 a 6 GHz (ver el capítulo 2.2).

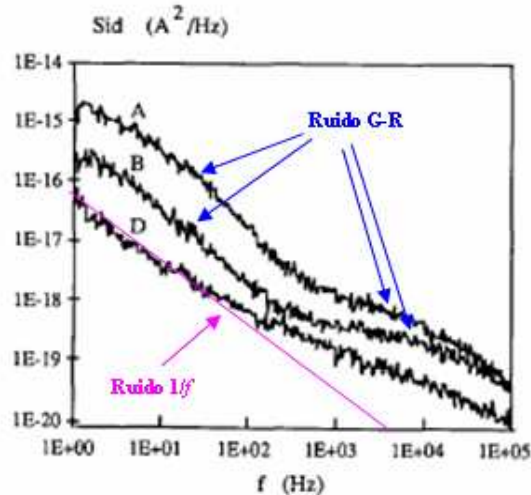
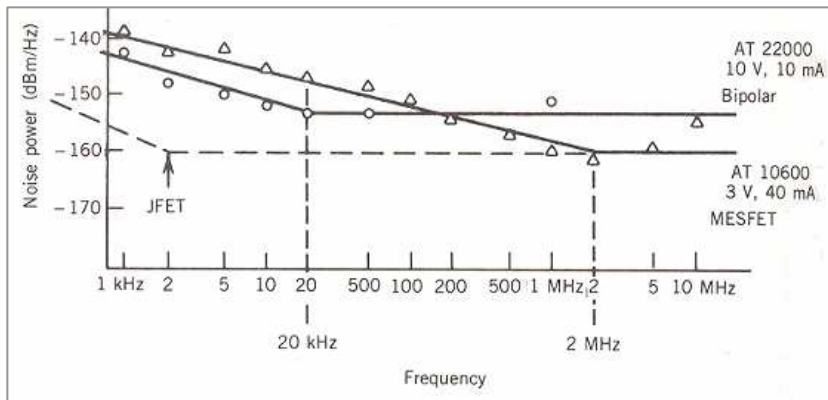
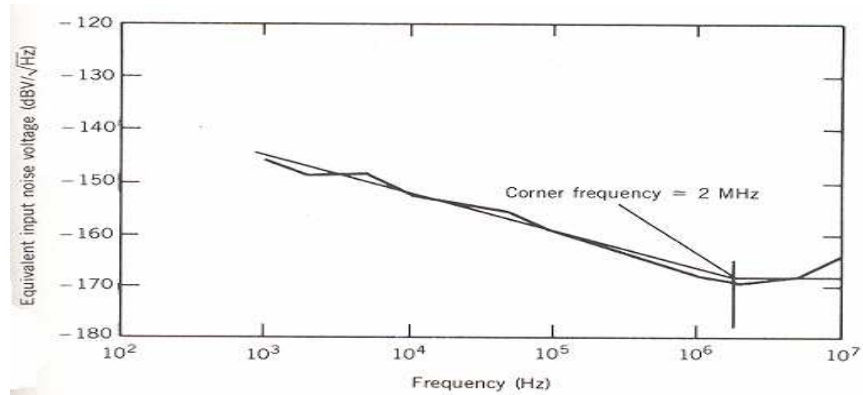


Fig. 1.1 Comparación del espectro de ruido de unos PHEMTs.

Así, la gráfica 1.1 muestra el ruido de baja frecuencia de algunos PHEMTs de diferentes estructuras. Aquí se ve que para los PHEMTs de tipo A y B el ruido G-R es muy alto y domina sobre el ruido $1/f$. Para el caso del PHEMT de tipo D, el ruido es más bajo, lo que permite ver su ruido $1/f$ cuyo nivel por cierto es muy alto. Para todos los transistores FET, HEMT o PHEMT la frecuencia donde se revela el ruido $1/f$ se observa en la figura 1.1 por arriba de 1 MHz. Debido a la alta intensidad de los ruidos de baja frecuencia que modulan la fase de la señal de alta frecuencia el ruido de fase de los transistores mencionados es muy alto.



En la gráfica de figura 1.2 podemos observar como el MESFET nos ofrece un ruido de fase en baja frecuencia de -140 dB/Hz y la frecuencia de corte de 2 MHz, en donde termina el ruido de $1/f$, y a partir de esta frecuencia comienza el ruido blanco con nivel aproximadamente de -170 dBc/Hz.

En la siguiente gráfica Fig. 1.3 podemos observar el comportamiento que tienen los transistores realizados con diferentes tecnologías como son la Bipolar, MESFET y JFET; podemos observar para cada una de ellas su frecuencia de esquina en donde para el BJT de aproximadamente 20 kHz, con un ruido de flicker casi de -150 dBc/Hz. El ruido de fase del MESFET es más alto, con una frecuencia de esquina de 2 MHz, en donde comienza el ruido blanco; por otra parte, el JFET nos ofrece un parámetro más aceptable de ruido y menor frecuencia de esquina, aproximadamente de 2 kHz.

En comparación en este tipo de transistores, el transistor que se propone para el diseño es bipolar de heterounión SiGe.

Según los objetivos del diseño, el ruido de fase se encuentra alrededor de -170 dB/Hz cuya frecuencia es de unos cuantos kHz. Esto obliga a que el ruido $1/f$ y el ruido de generación por la recombinación (G-R) sean mucho menores que para cualquiera de los dispositivos anteriores.

Para los BJTs de silicio y HBTs de SiGe, la f_c puede estar debajo de 1 a 5 kHz, mientras que para HBTs de AlGaAs/GaAs y de InP/InGaAs la f_c es a menudo 1 MHz y 200 kHz, respectivamente.

En años recientes la tecnología de SiGe dio un gran avance en el funcionamiento de los transistores de microondas. Los beneficios que ofrece esta tecnología son los siguientes: el aumento de la frecuencia máxima del transistor, disminución de la figura de ruido y del ruido $1/f$; además, disminución del consumo de potencia. Para este diseño se pone mucha atención al ruido de baja frecuencia, el cual en su mayor parte es disminuido por el ruido $1/f$ dominante. Desde este punto de vista los transistores de SiGe son la mejor opción y se espera que la aplicación de estos dispositivos permita obtener el nivel de ruido de fase requerido.

En la figura 1.4 se dan las densidades espectrales del ruido de baja frecuencia para el transistor bipolar de Si y para el HBT de SiGe. Según la gráfica para la corriente de base de 2.25 μ A ($I_c = 0.35$ mA) el HBT tiene la frecuencia de ruido $1/f$ igual a 6 kHz, mientras dicha frecuencia para el transistor bipolar es de 11 kHz.

En la figura 1.6 se muestra el ruido en baja frecuencia del HBT de SiGe fabricado por SiGe Semiconductor Inc. En esta gráfica se ve el ruido de generación-recombinación para este transistor y se observa que la frecuencia donde se revela el ruido $1/f$ es menor a 1 kHz.

En la segunda figura 1.7 se muestra el ruido de fase de un amplificador de 3.5 GHz basado en este HBT de SiGe Semiconductor Inc. Como se ve la potencia del ruido blanco es igual a -172 dBc/Hz y el ruido de flicker empieza a revelarse en la frecuencia de Fourier de 7 a 8 kHz.

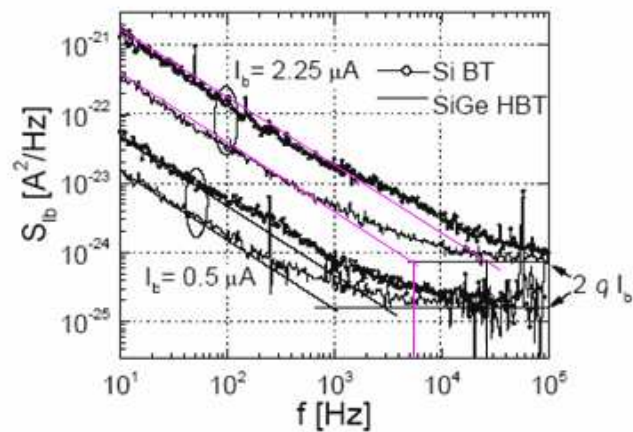


Fig. 1.4 Densidad espectral de ruido de la corriente de base vs frecuencia para unos transistores de Si y SiGe con área efectiva de emisor de $A_{eff}=0.3 \times 10$ micrómetros cuadrados para 2 diferentes corrientes de base con voltaje $V_{BC} = 0V$.

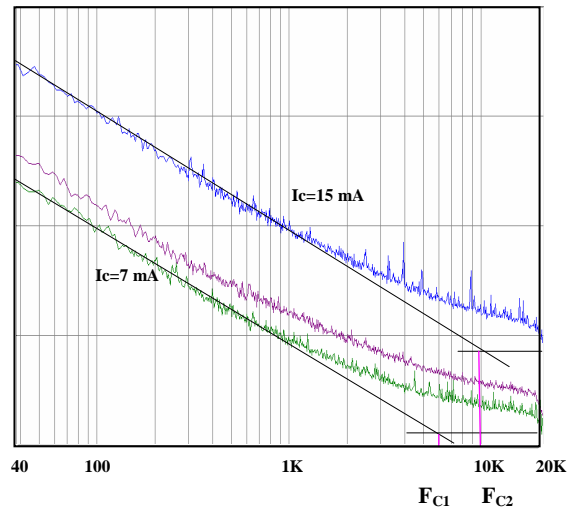


Fig. 1.8 El ruido de baja frecuencia para el HBT de SiGe NESG2030M04 de CEL. Aquí se ve que para la corriente de 15 mA, este transistor tiene la frecuencia de flicker igual a 10 kHz.

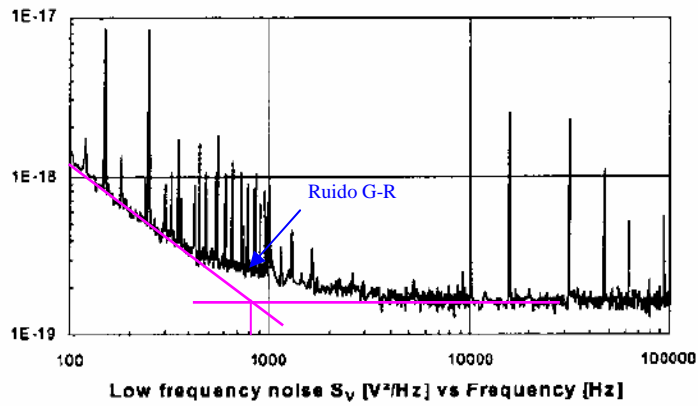


Fig. 1.6. El espectro del ruido de baja frecuencia del HBT de SiGe

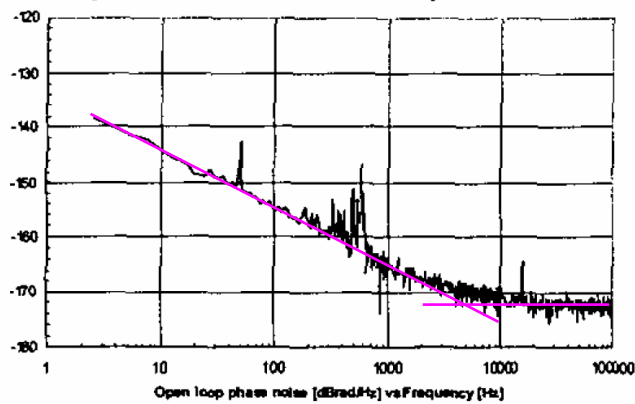


Fig. 1.7. El espectro del ruido de fase del HBT de SiGe en la frecuencia de 3.5 GHz

Los transistores comerciales de SiGe fabricados por California Eastern Laboratorios, CEL, también poseen muy buenas propiedades contra el ruido. Así, la figura 1.8 muestra los espectros de ruido obtenidos para el transistor NESG2030M04, donde se puede apreciar que para la corriente de colector de 15 mA la frecuencia de ruido $1/f$ se encuentra alrededor de 10 kHz. El ruido del transistor que fue escogido para el diseño NESG2031M05, ya que es de las mismas características.

Hay que mencionar que estas mediciones del ruido fueron hechas con un software de analizador de espectro y con una tarjeta de sonido para la PC; así que, en este caso fue difícil de medir el nivel de ruido con buena precisión pero estas mediciones permitieron determinar la frecuencia de esquina del ruido $1/f - F_c$ para diferentes corrientes de base del transistor. Teniendo estas frecuencias, uno puede calcular los parámetros del modelo del ruido $1/f$ del transistor que son AF y KF.

Ahora deducimos las ecuaciones para el cálculo de AF y KF. En la frecuencia F_c , la densidad del ruido de disparo es igual a la densidad de ruido $1/f$ lo que nos da la siguiente relación:

$$2i_b q = KF \frac{i_b^{AF}}{F_c}$$

...(1.4)

de aquí obtenemos:

$$F_c = KF \frac{i_b^{AF-1}}{2q} \quad \dots(1.5)$$

de 1.5 podemos expresar el KF:

$$\log(KF) = \log(F_c) + \log(2q) + (AF - 1)\log(i_b) \quad \dots\dots(1.6)$$

Si ahora escribimos la ecuación (1.6) para dos corrientes de base diferentes y luego restamos estas dos expresiones, obtendremos la siguiente ecuación para el AF:

$$AF = \frac{\log(F_{c1}) - \log(F_{c2}) + \log(i_{b1}) - \log(i_{b2})}{\log(i_{b1}) - \log(i_{b2})} \quad \dots(1.7)$$

Conociendo el valor de AF podemos fácilmente encontrar el KF usando (1.5) o (1.6). Se tiene que mencionar que los valores de las frecuencias de ruido en esta ecuación no son exactamente iguales a los que se obtienen en las mediciones. En este caso es necesario calcular las frecuencias de ruido usando la siguiente expresión:

$$F_c = F_c^{meas} \left(1 + \frac{1}{\beta} + 2kT \frac{G_B}{qi_b} \right), \quad \dots(1.8)$$

donde F_c^{meas} es la frecuencia de ruido $1/f$ obtenida por medio de mediciones, β es la ganancia de corriente del transistor y G_B es la conductancia de la red de base del transistor, la cual se determina por el valor de resistencia externa que se conecta en serie con la base. En nuestro caso $\beta = 200$ y R_B tenía valor de 10 kohm. Así, después de sustituir los valores $i_{b1} = 7$ mA, $F_{c1}^{meas} = 6$ kHz y $i_{b2} = 15$ mA, $F_{c2}^{meas} = 10$ kHz en (1.6) - (1.8) hallamos que $AF = 1.577$ y $KF = 8.267 \cdot 10^{-13}$. Hay que mencionar que los parámetros del modelo de ruido aquí calculados no coinciden con los que proporciona el fabricante para este tipo de transistores. Sin embargo, después de hacer simulaciones de ruido de los osciladores de microondas con estos transistores y comparar sus resultados con resultados experimentales se reveló que nuestro modelo es correcto y los datos del fabricante dan unos niveles de ruido mucho más bajos. Así que, los parámetros hallados en este capítulo se van a utilizar para todas las simulaciones posteriores de esta tesis.

1.2. Diseño del amplificador de banda ancha

En el diagrama de la figura 1.10 podemos observar los bloques con los que debe contar un amplificador de microondas. En la primera parte tenemos un generador de señal con una impedancia Z_0 y una red de entrada que sirve para acoplar la impedancia de entrada de un elemento activo, que es el bloque siguiente. Al elemento activo se le conoce como red activa y consta de un transistor de microondas representado con una matriz de parámetros de dispersión [S]. Como tercer bloque se encuentra la red de salida del amplificador que se utiliza para acoplar la carga a la red activa.

A grandes rasgos este es el contexto muy general del diseño de un amplificador de microondas.

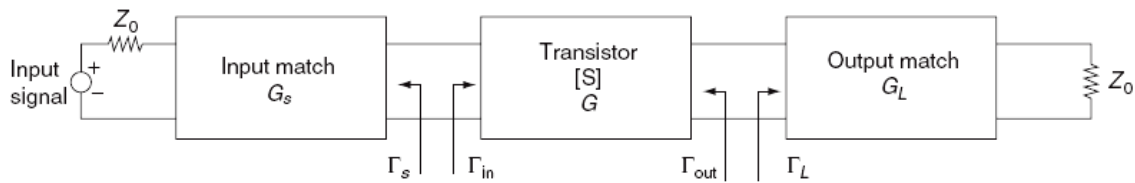
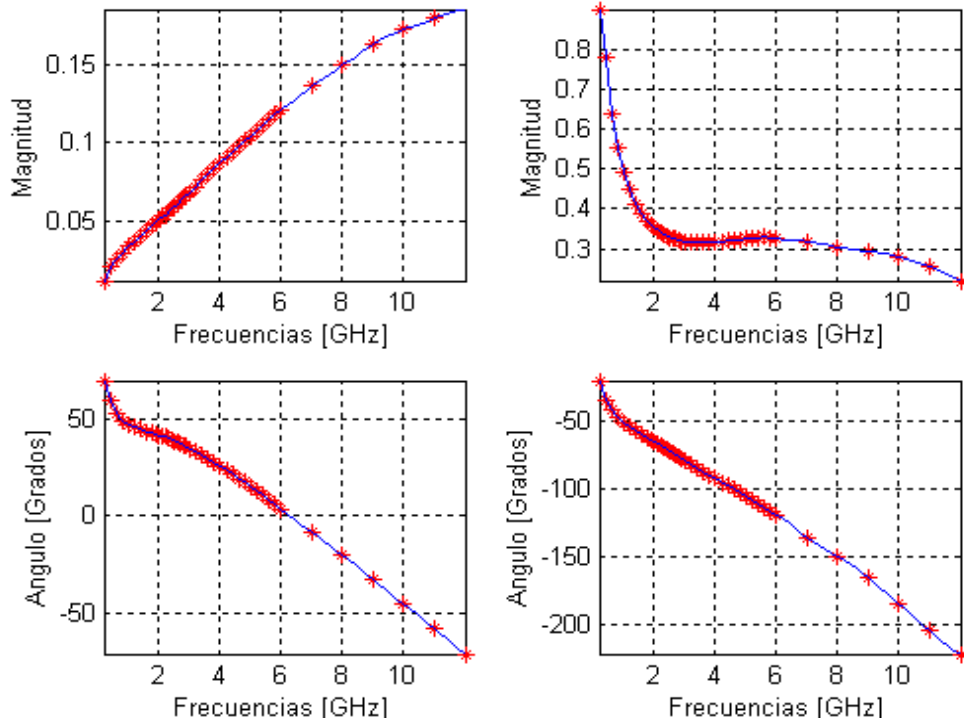


Fig. 1.10 Esquema de bloques de un amplificador de microondas

Como primer paso se hace la descripción del transistor sin ninguna red, programan con la ayuda de Matlab los parámetros de dispersión del transistor. Para eso, con base en los datos proporcionados por el fabricante, las dependencias de S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} de la frecuencia se aproximan con polinomios.

Así, en la figura 1.11 se muestran las aproximaciones obtenidas (curvas azules) para la fase y la magnitud de los parámetros de dispersión, junto con los datos del fabricante dibujados sobre las aproximaciones. Estos parámetros de dispersión fueron utilizados como la base para el cálculo de adaptación de las impedancias del transistor. Todos los cálculos posteriores fueron realizados en el programa Mathcad 11 cuyos resultados se presentan en los próximos capítulos.

Parametro s12 del transistor nesg2031m05 Parametro s22 del transistor nesg2031m05



Parametro s11 del transistor nesg2031m05 Parametro s21 del transistor nesg2031m05

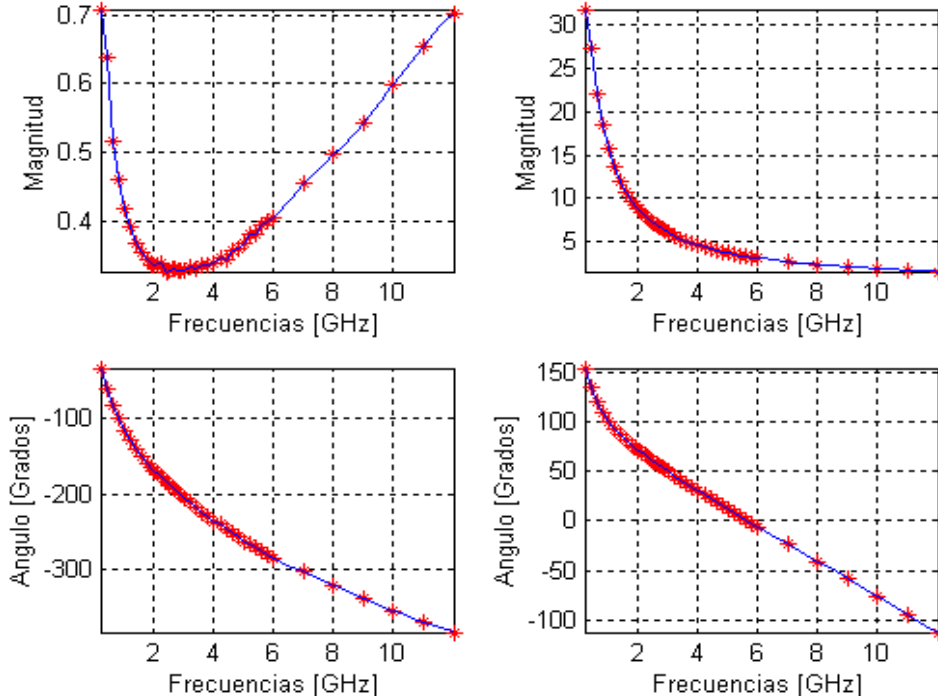


Fig. 1.11 Los parámetros S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} del transistor **nesg2031m05**.

Estabilidad

El transistor deba tener ciertas cualidades para su operación la estabilidad es una de ellas se refiere a que el transistor pueda operar y esto es basado en sus parámetros de dispersión, existen diferentes metodologías pero lo mas recomendable es tener un transistor que cumpla con la característica de estabilidad en la banda donde queremos que opere ya que es necesario en los amplificadores de microondas, existen formas de estabilizar el transistor teóricamente en toda la banda, pero al momento de implementarlas surgen muchos problemas ya que se trata de añadir una serie de configuraciones basadas en elementos como son resistencias, capacitancias e inductores que por sus valores pequeños pueden variar al momento de hacer el montaje y perder la estabilización del transistor además de que estas técnicas de estabilización no constan de fundamento alguno y son meramente intuitivas.

Es suficiente con queelijamos un transistor estable como es el caso y podemos observar en las siguientes figuras 11 y 12 respectivamente en donde se cumple que el valor del determinante delta $|\Delta|$ y la determinación de esta delta está en función de los parámetro eléctricos [S], como se muestra a continuación.

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12} \quad \dots (1.9)$$

Una de las principales características, es que este valor de delta debe de ser menor a 1, lo cual se puede corroborar en la siguiente gráfica, para el transistor.

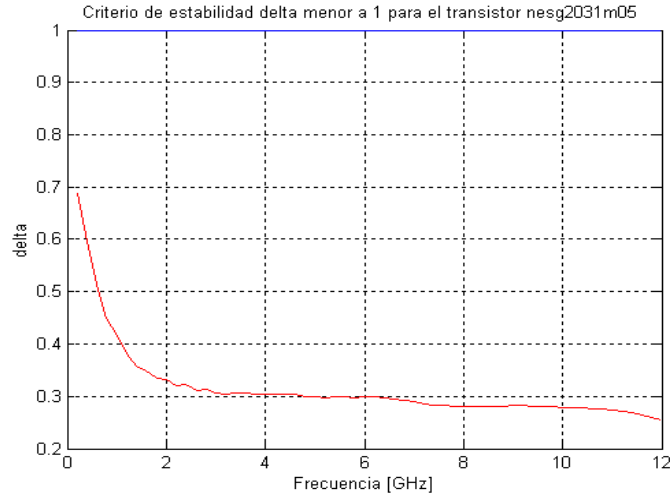


Fig. 1.12

Es importante hacer énfasis en que con base en este valor de delta podemos asegurar que se cumpla la segunda condición que es el coeficiente de estabilidad, que en sí es el que determina la estabilidad del transistor.

Para cada una de las frecuencias tenemos un valor esto significa que se aplica el determinante para los parámetros eléctricos de cada una de las frecuencias y ese es el valor dibujado en la figura 1.11.

El criterio de estabilidad K es el más importante para verificar la estabilización del transistor y, como ya se mencionó, se basa en el valor de la delta, como lo muestra la siguiente expresión:

$$k = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad \dots (1.10)$$

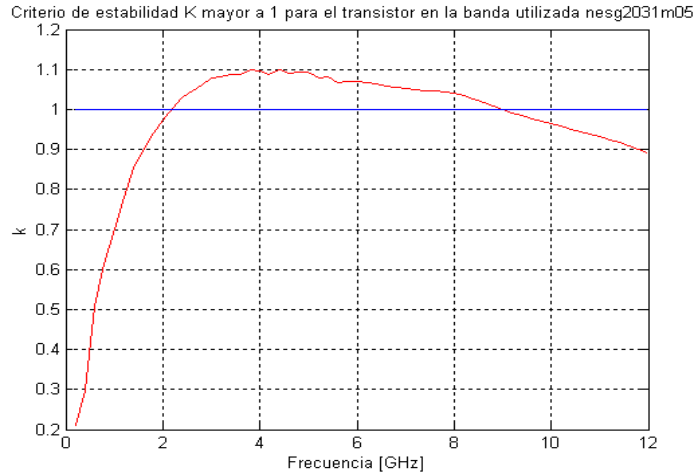


Fig. 1.13

En la figura 1.13 podemos ver que es estable el transistor en la banda de operación de aprox. (2.5 a 9) GHz la cual $k \geq 1$. Así mismo podemos concluir que en nuestra banda de operación para el diseño del amplificador que es de [4 a 6] GHz con la frecuencia central de 4.6 GHz, el transistor se comporta establemente, sin la necesidad de red alguna de estabilización.

Ya que el transistor es estable y viendo que no es necesaria una red de adaptación podemos realizar los siguientes cálculos para el diseño de amplificador de máxima ganancia.

Cálculo a máxima ganancia

El Método llamado de adaptación conjugada que permite de mayor generalidad al proceso de diseño, consiste en un transistor bilateral con S_{12} diferente de cero.

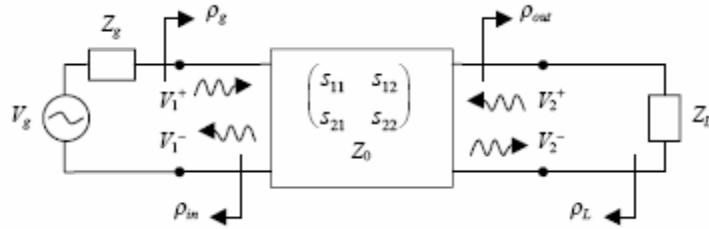


Fig. 1.14 Se muestran los voltajes reflejados, matriz de dispersión, cargas y las características generales de un amplificador.

La máxima transferencia de potencia hacia la entrada del transistor tiene lugar cuando se cumple:

$$\rho_{in} = \rho_g^* \quad \dots(1.11)$$

y la máxima transferencia de potencia desde el transistor hacia la carga ocurre cuando se verifica:

$$\rho_{out} = \rho_L^* \quad \dots(1.12)$$

Donde ρ_{in} y ρ_{out} se define como:

$$\rho_{in} = \frac{S_{11} - \Delta \rho_L}{1 - S_{22} \rho_L} \quad \dots(1.13)$$

$$\rho_{out} = \frac{S_{22} - \Delta \rho_g}{1 - S_{11} \rho_g} \quad \dots(1.14)$$

De acuerdo con los resultados (1.14) y (1.13) las ecuaciones (1.11) y (1.12) se pueden escribir como sigue:

$$\rho_g = S_{11}^* + \frac{S_{12}^* S_{21}^*}{\frac{1}{\rho_L^*} - S_{22}^*} \quad \dots(1.1a)$$

$$\rho_L^* = \frac{S_{22} - \Delta \rho_g}{1 - S_{11} \rho_g} \quad \dots(1.1b)$$

Se trata de dos ecuaciones acopladas que pueden ser resueltas algebraicamente. Sustituyendo (1.7.b) en (1.7.a) se puede obtener para ρ_g la siguiente ecuación de segundo grado:

$$(S_{11} - \Delta S_{22}^*)\rho_g^2 + \left(|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - 1\right)\rho_g + (S_{11}^* - \Delta^* S_{22}) = 0 \quad \dots(1.15)$$

Cuya solución es:

$$\rho_g = \Gamma_g = \frac{B1 \pm \sqrt{(B1)^2 - 4(|C1|)^2}}{2C1} \quad \dots(1.9a)$$

Cambiando los valores S_{11} por S_{22} y viceversa, en la ecuación (1.15) y en función de ρ_L tenemos la siguiente relación para hallar ρ_L :

$$(S_{22} - \Delta S_{11}^*)\rho_L^2 + \left(|\Delta|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}|^2 - 1\right)\rho_L + (S_{22}^* - \Delta^* S_{11}) = 0$$

Cuya solución es:

$$\rho_L = \Gamma_L = \frac{B2 \pm \sqrt{(B2)^2 - 4(|C2|)^2}}{2C2} \quad \dots(1.9b)$$

En donde $C1(1.9a)$ y $C2$ son:

$$C1 = S_{11} - \Delta(\text{Conj}(S_{22})) \quad \dots(1.10.a)$$

$$C2 = S_{22} - \Delta(\text{Conj}(S_{11})) \quad \dots(1.10.b)$$

Como se trata de un amplificador a máxima Ganancia se debe obtener el valor de las B's que se definen en las siguientes ecuaciones para así con base en estas obtener el valor de las gamas (ρ) de entrada y salida de la red activa para poder realizar el diseño

de la red de entrada y de salida del amplificador como se muestra a continuación:

$$B1 = -(\Delta)^2 + (S_{11})^2 - (S_{22})^2 \quad \dots(1.11a)$$

$$B2 = -(\Delta)^2 - (S_{11})^2 + (S_{22})^2 \quad \dots(1.11b)$$

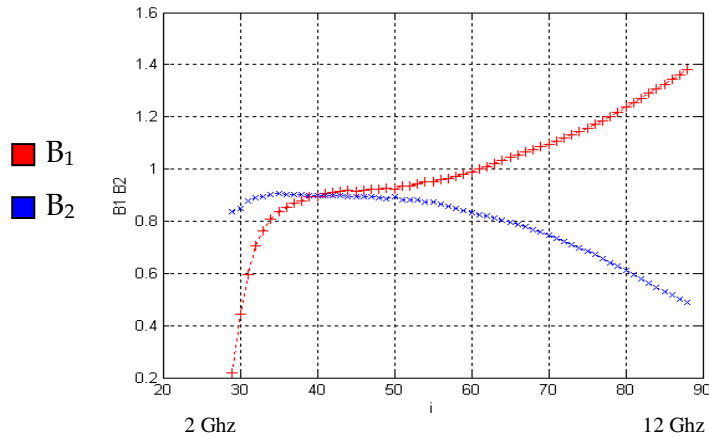


Fig. 1.15 Aquí podemos observar el comportamiento de las B's

Los valores B1, B2 son los valores de las B's dibujados en la figura 1.15, delta es el valor del determinante dado por ec. (1.9) y S_{ij} los parámetros de dispersión del transistor para cada una de las frecuencias. Con base en las B's como ya se mencionó se obtienen los coeficientes de entrada y salida haciendo uso de las siguientes expresiones:

$$\Gamma_{1m} = \rho_g = \frac{B1 - \sqrt{(B1)^2 - 4(C1)^2}}{2C1} \quad \dots(1.12.a)$$

$$\Gamma_{2m} = \rho_L = \frac{B2 - \sqrt{(B2)^2 - 4(C2)^2}}{2C2} \quad \dots(1.12.b)$$

Los coeficientes de reflexión de entrada Γ_{1m} y salida Γ_{2m} del transistor se muestran en la figura 1.16.

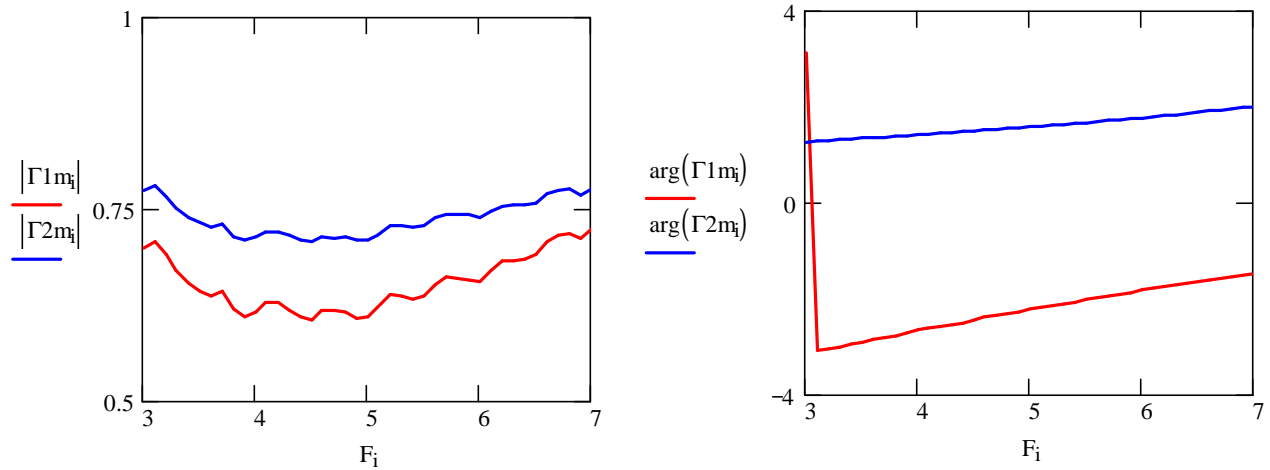


Fig. 1.16. La magnitud (a) y la fase (b) de los coeficientes de reflexión.

Posteriormente se obtienen los coeficientes de reflexión conjugados y se obtienen el valor de Z_1 y Z_2 que son la impedancia de salida y entrada del transistor:

$$Z_{1m} = Z_0 \frac{1 - \Gamma_{1m}^*}{1 + \Gamma_{1m}^*} \quad \dots(1.13.a)$$

$$Z_{2m} = Z_0 \frac{1 - \Gamma_{2m}^*}{1 + \Gamma_{2m}^*}, \quad \dots(1.13.b)$$

donde Z_0 es la impedancia de referencia, lo cual tiene un valor de 50 Ohm.

1.3 Método de compensación

La adaptación de impedancias para nuestra red activa tiene que ser en la banda de 4 a 6 GHz, y debe ser escogida entre diferentes métodos de adaptación. Para nuestro caso se utiliza el método de adaptación de impedancia de banda ancha con aplicación de varias líneas de transmisión de $\lambda/4$. A diferencia del método más conocido, basado en la utilización de la Carta de Smith, donde la banda de adaptación es muy estrecha, la técnica de adaptación que se va a utilizar en este diseño nos garantizará una banda de operación mucho más ancha.

Este método de adaptación consiste en acoplar las líneas de transmisión a nuestra red activa, mediante un circuito de compensación de impedancia y para hallar sus parámetros se necesita calcular la impedancia de entrada y salida de nuestra red activa como se muestra en la gráfica de Fig. 1.18 en donde podemos observar que para nuestra frecuencia central de diseño que es de 4.6 GHz tenemos valores complejos muy elevados. La gráfica fue obtenida de los valores de:

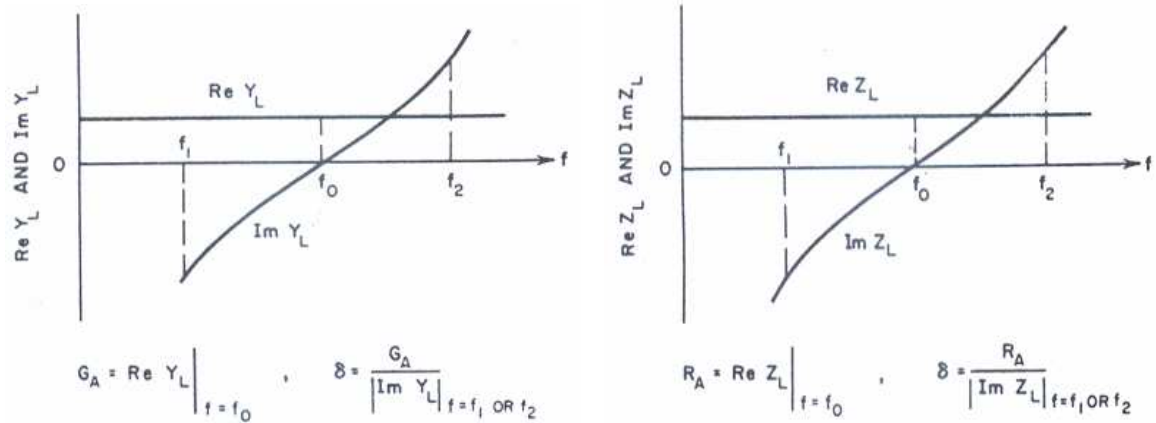


Fig. 1.17 Se muestran gráficamente las relaciones de admitancia e impedancia.

NESG2031M05 sin red de acoplamiento.

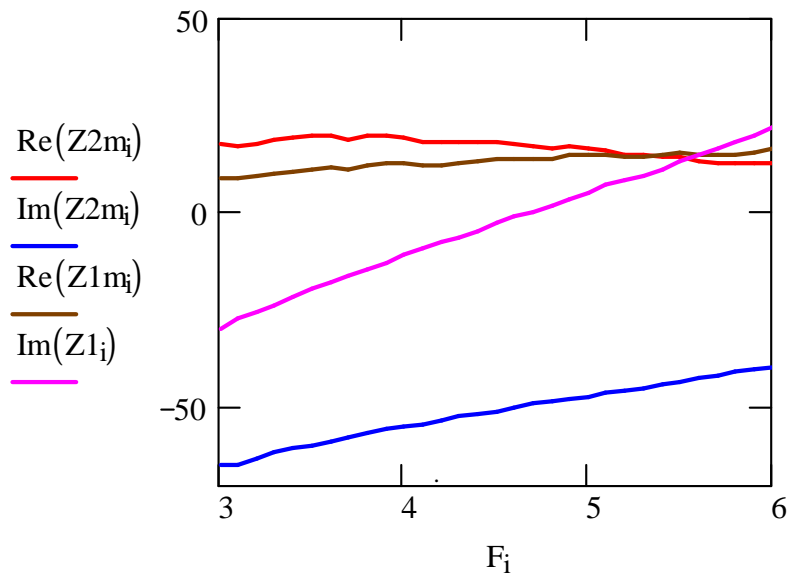


Fig. 1.18 Parte real y parte imaginaria de las impedancias de entrada y salida del transistor en el rango de frecuencias de 3 a 6 GHz.

Esto provoca que se tenga que hacer la compensación de la parte imaginaria y solo tener el valor de la impedancia activa lo cual se hace para poder realizar la transformación de impedancia en una banda de frecuencias relativamente ancha. Para esto en los terminales de la base y del colector del elemento activo se colocan los elementos reactivos adicionales.

Primero realizamos la compensación de las reactancias del transistor en la frecuencia de 4.6 GHz. Para esto tomamos los valores de impedancia calculadas en la entrada $Z_g \cong 13 + 19j$ y en la salida $Z_L \cong 17 - 50j$, que nos indican que para eliminar la reactancia de la entrada se requiere una reactancia capacitiva de $-19j$ y en la salida se requiere una reactancia inductiva de $50j$. Así, con estas reactancias adicionales se logra el equilibrio de compensación y la cancelación de partes imaginarias de las impedancias del transistor.

A continuación se presentan los cálculos para obtener el valor del capacitor de la terminal de entrada de nuestra red activa y a su vez, para la terminal de salida, el valor del inductor.

La capacitancia es igual:

$$C_1 = 1/2 * \pi * f * X_c \quad \dots(1.15)$$

Sustituyendo los valores de cada una de las variables tenemos que:

$$C_1 = (2\pi \cdot 4.6 \cdot 10^9 \cdot 19)^{-1}$$

de donde obtenemos:

$$\mathbf{C_1=1.82pF}$$

Para el inductor en la salida tenemos:

$$L_2 = X_L / 2\pi \cdot f \quad \dots(1.16)$$

Sustituyendo los valores de cada una de las variables nuevamente tenemos que:

$$L_2 = 50 / 2\pi \cdot 4.6 \cdot 10^{-9}$$

es decir:

$$L_2 = 1.73 \text{ nH}$$

Así, el diagrama esquemático queda de la siguiente manera:

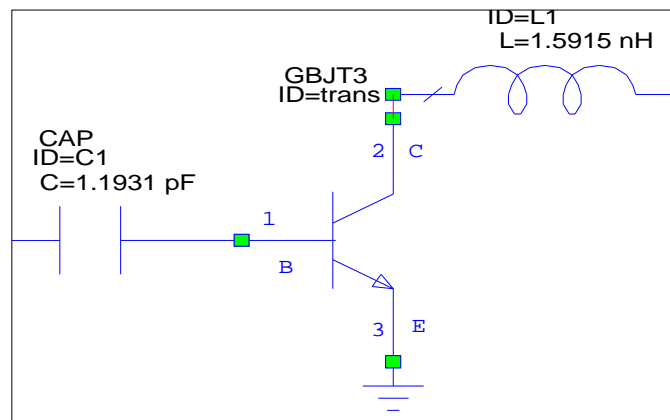


Fig. 1.19 Esquemático con elementos Calculados ya compensado.

Ya que tenemos el arreglo de compensación podemos ver como nos quedan las impedancias de entrada y salida compensadas, las cuales se muestran en la figura 1.20.

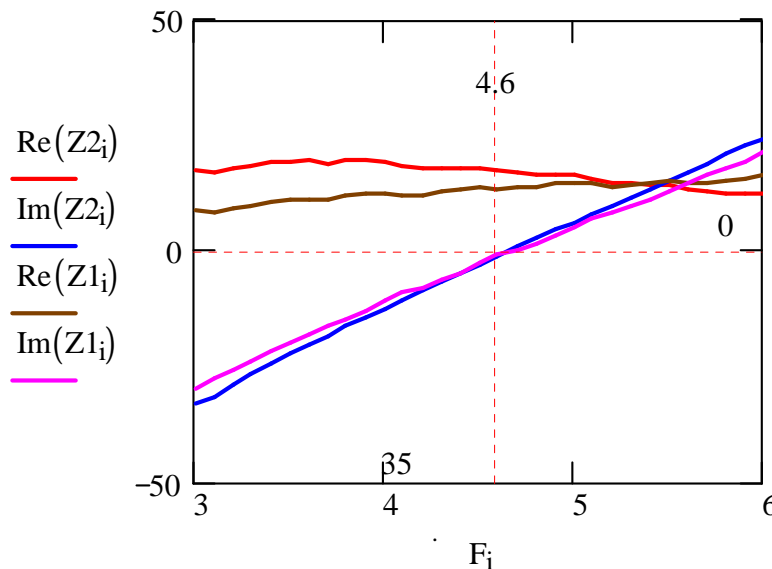


Fig. 1.20 Se observa que cuando la frecuencia es de 4.6 GHz la parte imaginaria es cero.

En esta gráfica se puede apreciar el resultado de la compensación, en donde en la frecuencia de 4.6 GHz tenemos un valor de la parte imaginaria de impedancia igual a cero.

En conclusión para esta frecuencia solo tenemos parte real de la impedancia de entrada y de salida.

NESG2031M05 con red de acoplamiento.

Después de realizar la compensación se utilizan diferentes métodos de acoplamiento para el cálculo de las líneas de transmisión, de los cuales se mencionarán 3 tipos:

1. Cálculo de las longitudes de las líneas de transmisión utilizando la Carta de Smith

Es un método muy comúnmente utilizado pero no es lo mejor ya que esto nos da una banda muy estrecha y eso en ocasiones no es muy útil. Para las cuestiones de tipo educativo es importante tomar en cuenta el método, pero ya en la implementación de armado físico del dispositivo no es recomendable. No es un método muy exacto y restringe mucho la banda de operación del amplificador; además de tener bastantes detalles de exactitud en el modelo real.

1. Método utilizando 3 líneas de transmisión.

Este método es bastante útil y da un muy buen acoplamiento, pero tiene el inconveniente de que se necesitan en su construcción física diferentes técnicas ya que el método arroja impedancias muy bajas esto obliga a utilizar diferentes técnicas de fabricación para un solo circuito como líneas coplanares o slotline.

2. Métodos utilizando 2 líneas de transmisión $\frac{\lambda}{4}$,

Como ya se había comentado, este método se basa en el diseño de una red de acoplamiento de impedancias,. Dado que el diseño que se plantea utiliza anchos de banda relativamente grandes en nuestras gráficas compensadas tenemos que encontrar los parámetros que nos serán útiles; para nuestros cálculos, los cuales son carga δ y R_A o G_A .

En resumen, la parte imaginaria de la red de adaptación es compensada de tal forma que desaparece dejando solo la parte real.

$$\text{Im}Z = 0 \Big|_{f=4.6\text{GHz}}$$

En la siguiente gráfica podemos ver la configuración y como está conformado.

1.4. Teoría de acoplamiento para la red Π con tres líneas de cuarto de onda

Esta técnica está basada en tres líneas $\lambda/4$ en serie, las cuales se encuentran a la entrada y salida del transistor en una configuración de modelo π .

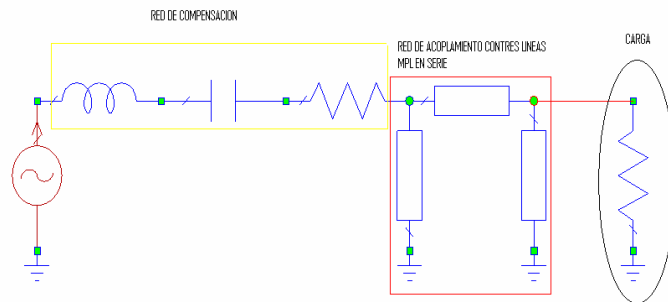


Fig. 1.21 El modelo de acoplamiento de impedancias tipo π con tres líneas $\lambda/4$

La teoría de este tipo de redes de adaptación de impedancia se da en matthei[1], donde uno puede encontrar el cálculo para una red que contiene n líneas $\lambda/4$ (Fig. 1.22).

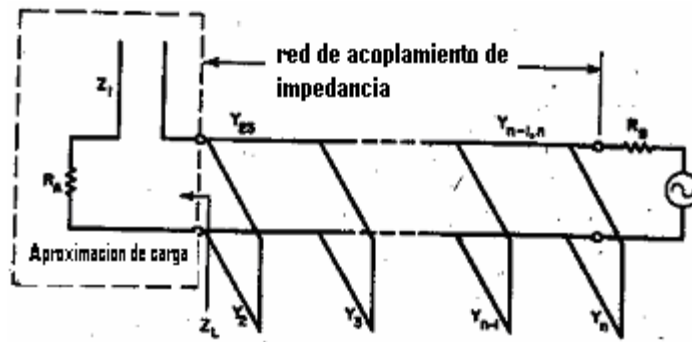


Fig. 1.22

La impedancia o admitancia característica de la carga resonante medida en la banda de frecuencia de interés y los parámetros requeridos se determinan con base en las figuras de impedancia. Como primer paso se obtiene el ancho de banda que está definido entre f_1 y f_2 . Los parámetros de R_A y δ (ver Fig. 1.22) se definen de la siguiente manera:

$$R_A = \text{Re}(Z_L) \Big|_{f=f_0} \quad \dots(1.17)$$

$$\delta = \frac{R_A}{|\text{Im} Z_L|_{f=f_1, \delta f_2}} \quad \dots$$

(1.18)

Partiendo de este valor entramos a las tablas y a la gráfica que vienen en el libro[1] y que nos proporcionan el valor de las variables g_1, g_2, g_3 .

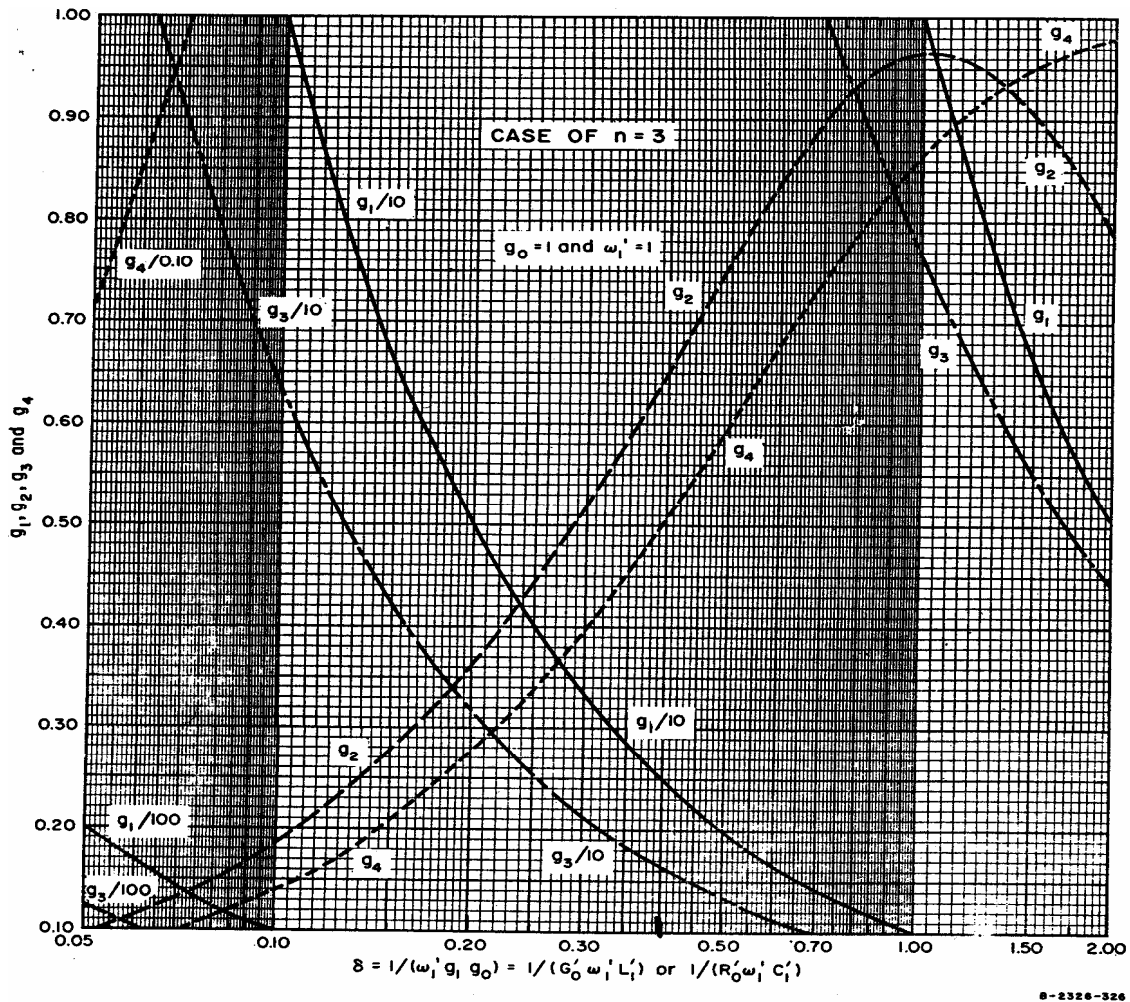


Fig. 1.23 Gráfica para obtener los valores g 's en base al orden "n" de la red

A continuación se muestran las ecuaciones de diseño para las redes de impedancia para cargas resonantes en serie.

Primeramente tenemos la resistencia del generador R_B y R_a es el parámetro de resistencia real obtenido para la frecuencia de 4.6 GHz las siguientes ecuaciones aplican solo para $n \geq 3$.

Calculando:

$$S = {}^{n-2}\sqrt{\frac{R_A}{R_B}} \quad \dots(1.19)$$

$$C_2 = g_2, \quad C_k \Big|_{k=3}^{n-1, n > 3 \text{ para } n \neq 3} = 2dg_2 S^{k-2} \quad \dots (1.20)$$

$$C_n \Big|_{n \geq 3} = g_0 g_n g_{n+1} \frac{R_A}{R_B} \quad \dots(1.21)$$

Donde d puede ser cualquier valor arbitrario en este caso se utiliza el valor de 0.3.

$$C_2 = g_2(1-d), C_2'' = dg_2 \quad \dots(1.22)$$

$$C_k' \Big|_{k=3 \text{ has } m} = C_{k-1}'' \quad C_2'' = C_k - C_k' \quad \dots(1.23)$$

Quedando de la siguiente manera:

$$G_A = \frac{1}{R_A}$$

$$\frac{J_{k,k+1}}{G_A} \Big|_{k=2 \text{ has } \tan^{-1}} = \frac{1}{g_0} \sqrt{\frac{C_k C_{k+1}}{g_k g_{k+1}}} \quad \dots(1.24)$$

$$N_{k,k+1} \Big|_{k=2 \text{ has } \tan^{-1}} = \sqrt{\left(\frac{J_{k,k+1}}{G_A}\right)^2 + \left(\frac{C_k'' \tan \theta_1}{g_0}\right)^2} \quad \dots(1.25)$$

Donde:

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{w}{2}\right) \quad \dots(1.26)$$

Y $w = (f_2 - f_1) / f_0$ un ancho de banda fraccional deseado.

Los **valores** de admitancias de los stubs son:

$$Y_2 = \frac{G_A}{g_0} w'_1 C'_2 \tan \theta_1 + G_A \left(N_{23} - \frac{J_{23}}{G_A} \right) \quad \dots(1.27)$$

$$Y_k \Big|_{k=3 \text{ hasta } n-1, n > 3} = G_A \left(N_{k-1,k} + N_{k,k+1} - \frac{J_{k-1,k}}{G_A} - \frac{J_{k,k+1}}{G_A} \right) \quad \dots(1.28)$$

$$Y_n \Big|_{n \geq 3} = \frac{G_A}{g_0} w'_1 C''_n \tan \theta_1 + G_A \left(N_{n-1,n} - \frac{J_{n-1,n}}{G_A} \right) \quad \dots(1.29)$$

Características de admitancias para la conexión de las líneas.

$$Y_{k,k+1} \Big|_{k=2, n-1} = G_A \left(\frac{J_{k,k+1}}{G_A} \right) \quad \dots(1.30)$$

Con base en la teoría desarrollada anteriormente se propone su uso para el cálculo de adaptación con tres líneas de $\lambda / 4$.

Para esto se proponen los siguientes parámetros de diseño:

$n=3$; El orden de la red

$F_c=4.6$ Ghz; La frecuencia central.

$F_L=3.5$ Ghz; Frecuencia de corte baja de la banda de adaptación.

$F_H= 5.7$ Ghz; Frecuencia de corte más alta de la banda de adaptación.

*****La red de entrada*****

Utilizando las ecuaciones de impedancia de acoplamiento sustituimos el valor de la frecuencia, obtenemos la impedancia para cada una de las frecuencias. Para F_L , la parte real es: 10.9895 [Ω] y para F_H : 14.656 [Ω]. El siguiente paso es obtener el valor de R_a con base en la ec. (1.17) la cual quedaría de la siguiente manera.

$$R_a = \frac{\text{Re}(Z_{1L}) + \text{Re}(Z_{1H})}{2}$$

Sustituyendo los valores calculados tenemos que $R_a = 12.8228 \text{ } [\Omega]$. Utilizando la ecuación (3.2) en donde escogemos la parte imaginaria de la impedancia no importando cual de las 2 frecuencias así nos lo muestra esta ecuación tenemos lo siguiente, escogiendo la frecuencia F_L $X_a = \text{Im}(Z_{1L})$ entonces $X_a = -18.2989j$

Obteniendo la **conductancia** $G_a = \frac{1}{R_a}$, tenemos que $G_a = 0.07799 \text{ } [S]$

Haciendo uso de la ecuación (1.18) tenemos que $\delta = \frac{R_a}{|X_a|}$, dando como resultado $\delta = 0.70074$, ahora es necesario obtener los parámetros g ya que contamos con una red de orden 3 entonces hacemos uso de la figura 2.9 en donde $g_0 = 1$, $g_1 = 1.4$, $g_2 = 0.9$, $g_3 = 1$, $g_4 = 0.75$.

El paso siguiente es proporcionar arbitrariamente un valor de d en este caso se escoge el valor de 0.3 ya que si se escoge un valor más grande la impedancia nos arroja un valor muy grande y no práctico para esta aplicación.

Ahora bien, continuando con la teoría anteriormente mostrada y siguiendo cada una de las ecuaciones comencemos por definir el ancho de banda fraccional que está dado de la siguiente forma

$$B_w = \frac{5.7 - 3.5[\text{Ghz}]}{4.6[\text{Ghz}]}; \quad \text{por lo tanto} \quad B_{wf} = 0.47826$$

De la ecuación (2.14) sabemos que $C_2 = g_2 = 0.9$ y de esta misma relación tenemos que $C_3 = g_0 \cdot g_3 \cdot g_4 \cdot \frac{R_a}{50} = 0.19234$.

Sustituyendo los valores de g ya obtenidos el valor de d propuesto en las ecuaciones (1.21) para C_{21} , (1.22) para C_{22} y (1.23) para C_{31} encontramos los valores de las constantes C 's.

$$C_{21} = g_2(1-d) = 0.63,$$

$$C_{22} = d \cdot g_2 = 0.27 \quad \text{y} \quad C_{31} = C_3 - C_{22} = -0.07766$$

Sustituyendo los valores C_2 , C_3 y g_0 , g_2 y g_3 en la ecuación (1.30) nos queda de la siguiente forma:

$$J_{23} = \frac{1}{g_0} \sqrt{\frac{C_2 \cdot C_3}{g_2 \cdot g_3}} = 0.43857$$

Y para la ecuación (1.25) nos queda $N_{23} = \sqrt{J_{23}^2 + \left(\frac{C_{22} \cdot \tan(\theta_1)}{g_0}\right)^2} = 0.81309$ cabe hacer notar que el valor de θ está definido en la ec. (1.26)

De las definiciones (1.27) - (1.30) la relación es de la siguiente forma:

$$Y_2 = \frac{Ga}{g_0} \cdot C_{21} \cdot \tan(\theta_1) + Ga \cdot (N_{23} - J_{23}) = 0.1538 \quad Z_{02} = \frac{1}{Y_2}$$

$$Y_3 = \frac{Ga}{g_0} \cdot C_{31} \cdot \tan(\theta_1) + Ga \cdot (N_{23} - J_{23}) = 0.01385 \quad Z_{03} = \frac{1}{Y_3}$$

$$Y_{23} = J_{23} \cdot Ga = 0.0342 \quad Z_{023} = \frac{1}{Y_{23}}$$

IMPEDANCIAS FINALES DE LA RED DE ENTRADA

$$Z_{02} = 6.50213 \text{ Ohm}$$

$$Z_{03} = 72.2015 \text{ Ohm}$$

$$Z_{023} = 29.2379 \text{ Ohm}$$

*****La red de salida*****

Este mismo procedimiento se utiliza para las impedancias finales de salida haciendo el cambio de la impedancia ya que ahora es el acoplamiento de salida o sea utilizando otro valor de R_a .

IMPEDANCIAS FINALES DE SALIDA

$$Z_{02} = 7.53609 \text{ ohm}$$

$$Z_{03} = 84.41092 \text{ ohm}$$

$$Z_{023} = 30.79267 \text{ ohm}$$

1.4 El cálculo de acoplamiento y ganancia para la red de tres líneas $\lambda/4$, del modelo II

*****Cálculo para la red de entrada*****

Haciendo uso de los parámetros anteriores:

$$L = \frac{1}{4} \left(3 \cdot \frac{10^8}{4.6 \cdot 10^9} \right), \quad \Lambda_i = 3 \cdot \frac{10^8}{F_i \cdot 10^9} \quad \text{y} \quad K_i = 2 \frac{\pi}{\Lambda_i}$$

Obtendremos la impedancia 1 y 2 de salida

$$ZT1_{out} = 7.5 \frac{\sinh(K \cdot i \cdot L)}{\cosh(K \cdot i \cdot L)}, \text{ este cálculo nos sirve para calcular } Z21$$

$$ZT2_{out} = 84.4 \frac{\sinh(K \cdot i \cdot L)}{\cosh(K \cdot i \cdot L)} \text{ nos sirven para realizar el paralelo con } Z22$$

Con estos valores se calculan

$$Z21 = \frac{ZT1_{out} Z2}{Z2 + ZT1_{out}}, \quad \text{para obtener } Z22 \text{ primero se obtiene } Z21$$

$$Z22 = 30.8 \frac{Z21 \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L) + 30.8 \sinh(K \cdot i \cdot L)}{30.8 \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L) + Z21 \cdot \sinh(K \cdot i \cdot L)}$$

$$Z_{23} = \frac{Z_{T2out} Z_{22}}{Z_{22} + Z_{T2out}}, \text{ éste es el paralelo de } Z_{22} \parallel Z_{T2out}$$

Después de realizar el paralelo se saca el valor de $\Gamma_{23} = \frac{Z_{23} - 50}{Z_{23} + 50}$

Para la red de salida se repite el procedimiento:

$$Z_{Tin1} = 6.8 \frac{\sinh(K \cdot i \cdot L)}{\cosh(K \cdot i \cdot L)}, \text{ este cálculo nos sirve para calcular } Z_{11}$$

$$Z_{Tin2} = 68 \frac{\sinh(K \cdot i \cdot L)}{\cosh(K \cdot i \cdot L)} \text{ nos sirve para realizar el paralelo con } Z_{12}$$

Con estos valores se calculan

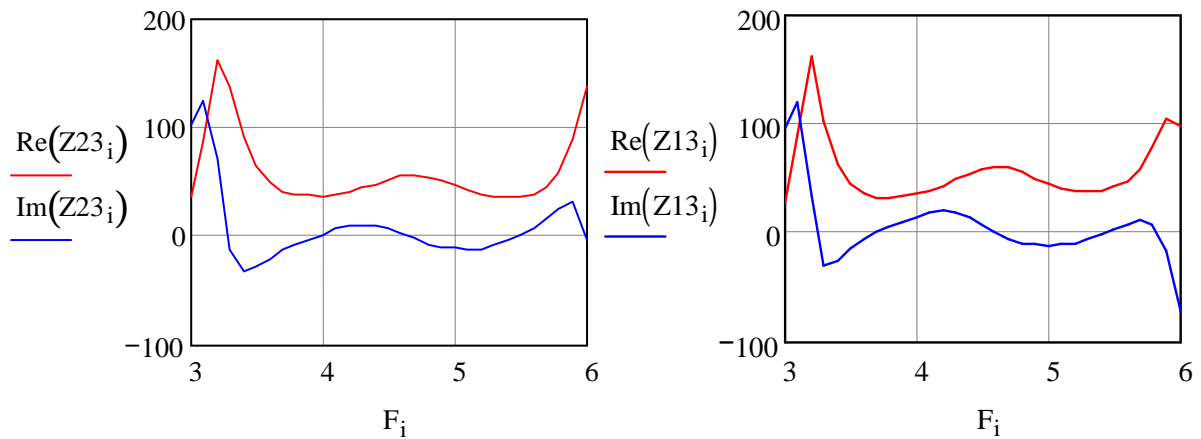
$$Z_{11} = \frac{Z_{Tin1} \cdot Z_2}{Z_2 + Z_{Tin1}}, \quad \text{para obtener } Z_{12} \text{ primero se obtiene } Z_{11}$$

$$Z_{12} = 29.2 \frac{Z_{11} \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L) + 29.2 \sinh(K \cdot i \cdot L)}{29.2 \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L) + Z_{11} \cdot \sinh(K \cdot i \cdot L)}$$

$$Z_{13} = \frac{Z_{Tin1} \cdot Z_{22}}{Z_{22} + Z_{Tin1}}, \text{ éste es el paralelo de } Z_{Tin1} \parallel Z_{12}$$

Después de realizar el paralelo se saca el valor de $\Gamma_{13} = \frac{Z_{13} - 50}{Z_{13} + 50}$

Los resultados del cálculo de impedancias de entrada y salida del amplificador se muestran en la Fig. 1.24. En estas gráficas uno puede observar que en el rango de frecuencias de 3.5 a 5.8 GHz la parte real de ambas impedancias se mantiene alrededor de 50 ohm con unas ligeras oscilaciones mientras la parte imaginaria permanece cerca del cero.



1.24
de las
del

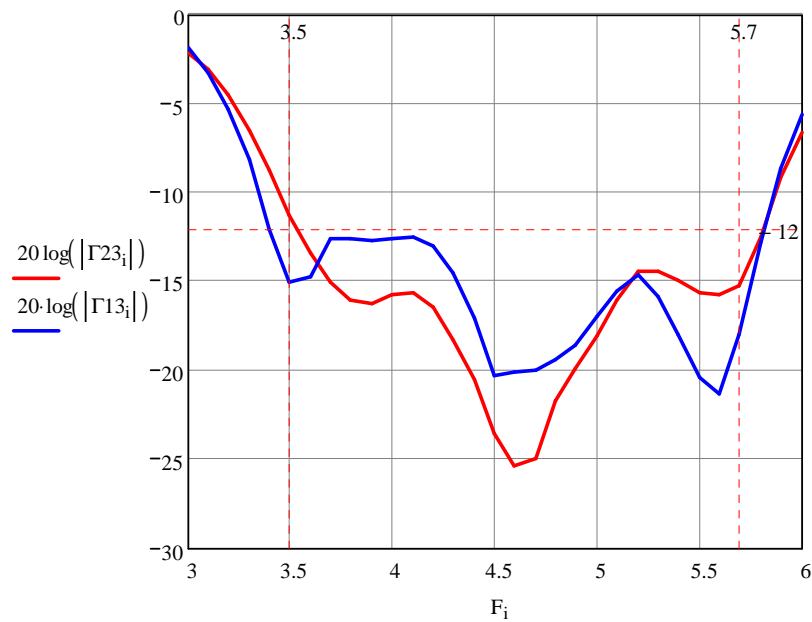


Fig.
Respuestas
impedancias

amplificador.

Para distinguir mejor la banda de adaptación del amplificador dibujamos magnitudes de las coeficientes de reflexión de entrada y salida (Fig. 2.6). El acoplamiento del amplificador se considera ser aceptable si los coeficientes de reflexión no sobrepasan -10 dB. Así, en la gráfica de Fig. 2.6 podemos observar una adaptación óptima y esto nos dice que la propuesta de la red es aceptable.

También se realizan los cálculos necesarios para ver el acoplamiento en la carta de Smith (Fig. 2.7). En esta carta el centro corresponde a la impedancia de 50 ohm y como se puede ver las impedancias del amplificador se encuentran muy cerca de este punto.

Fig. 1..25 Respuestas de los coeficientes de reflexión de entrada y salida del amplificador.

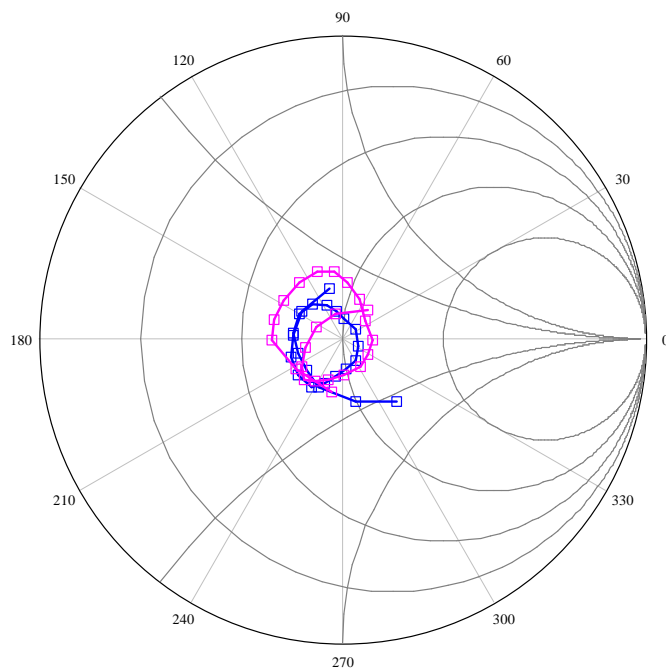


Fig. 1.26 Impedancias de entrada y salida del amplificador representadas en la carta de Smith (el cálculo se realizó teniendo como frecuencia mínima 3.5 GHz y máxima de 5.7 GHz).

Podemos concluir que con estas redes de adaptación se realiza un acoplamiento muy bueno y se corrobora que es una eficiente técnica de acoplamiento de impedancias.

La ganancia del amplificador puede ser calculada con la siguiente expresión:

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_g|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_g|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

donde Γ_g y Γ_L son los coeficientes de reflexión relacionados con las impedancias en los terminales del transistor. El procedimiento para el cálculo de Γ_g y Γ_L se puede encontrar en el capítulo 1.7. Se muestra a continuación la gráfica de la ganancia (Fig. 1.27) donde uno puede ver que la banda de operación del amplificador diseñado resultó ser casi de 3 GHz.

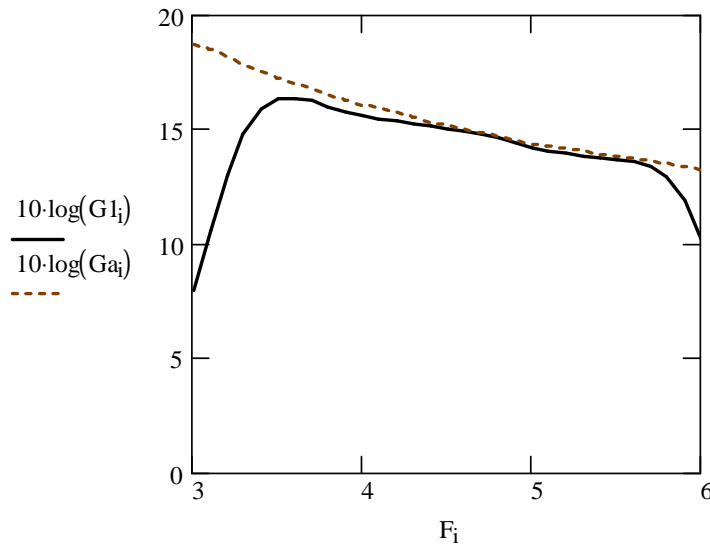


Fig. 1.27 Ganancia del amplificador adaptado y la ganancia máxima del transistor.

A pesar de las excelentes características de ganancia del amplificador podemos apreciar a simple vista la complicación física de la impedancia Z_{02} ya que este valor es demasiado pequeño para realizarse en línea microstrip ya que el ancho de la línea quedaría muy grande para las dimensiones que se manejan en estos casos ya que quedaría de un ancho de más de 10 mm y un largo de 7 mm y no sería un diseño adecuado para la línea microstrip.

Sin embargo existen formas de lograr este tipo de impedancias mediante líneas coplanares que por sus características físicas nos podrían dar impedancias pequeñas. También existen las llamadas líneas slotline que podrían ser más apropiadas para este diseño.

Para nuestro desarrollo no es factible utilizar distintas líneas ya que todo el diseño del divisor está realizado en línea micro strip y la implementación de otros tipos de líneas ya sería una cuestión de tecnología con la cual nosotros no contamos por el momento. Por lo tanto en el siguiente capítulo se realizará el desarrollo para calcular los parámetros de una red de adaptación más sencilla que ésta compuesta por dos líneas $\lambda/4$ y la cual se considera ser más fácil de realizar con las líneas microstrip.

1.5 Teoría y cálculo para 2 líneas de acoplamiento $\frac{\lambda}{4}$

En este caso la red de adaptación de líneas se conforma de 2 en serie a la entrada del amplificador y a la salida del mismo. Por lo tanto tenemos que realizar un análisis tanto de la entrada como la salida el sistema debe quedar configurado de la siguiente manera.

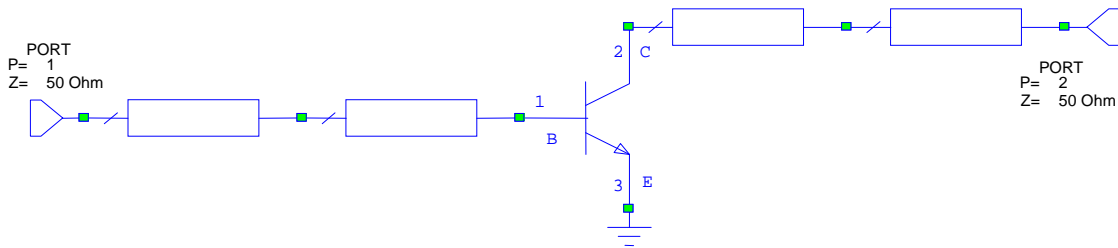


Fig. 1.28 La configuración del amplificador suponiendo que el transistor está compensado y la parte de acoplamiento son las 2 líneas micro strip tanto en la entrada como en la salida.

El método utilizado para calcular los valores de las líneas es el que se muestra a continuación.

Para la red de entrada:

Tenemos una impedancia de entrada compensada $Z_1=13.50045+0.11244i$, utilizando la siguiente relación:

$$Z_{02k} = Z_{01} \cdot \sqrt{\frac{1+\gamma}{r \cdot (1-\gamma)}}, \quad \dots(1.31)$$

en donde $(Z_{01})_k = 8+k$ y $k = 0,1..14$, $\gamma = -10^{\frac{\gamma dB}{20}}$ $\gamma dB = -20$

Ya que contamos con este valor de Z_{02k} y las anteriores expresiones

$$r = \frac{\text{Re}(Z_1)}{50} \quad \dots(1.32)$$

En la ecuación (2.12) podemos ver el significado del parámetro r basado en la impedancia de carga de 50Ω así que con el valor de la impedancia Z_1 , normalizando este valor con la impedancia de carga.

Ya que se debe hacer en toda la banda y realizar el barrido para todas las frecuencias, 0, también debemos tener en cuenta el valor de la velocidad de la luz en el vacío $c = 3 \cdot 10^8 \left[\frac{m}{s} \right]$,

$$\lambda = \frac{c}{f_c}, \quad \dots(1.33)$$

donde f_c es la frecuencia central de 4.6 GHz,

$$\text{También tenemos que } \frac{\lambda}{4} = 1, \quad \lambda_i = \tanh\left(2 \cdot \pi \cdot i \cdot 1 \cdot F_i \cdot \frac{10^9}{c}\right),$$

Con base en los datos anteriores realizamos las siguientes iteraciones polinómicas para lograr una aproximación adecuada.

La ecuación característica a la que se realiza la aproximación es la que se presenta a continuación:

$$A_{k,i} = (\lambda_i)^2 \cdot A2_{k,i} + \lambda_i \cdot A1_{k,i} + A0_{k,i} \quad \dots(1.34)$$

En esta ecuación necesitamos conocer los coeficientes $(A2, A1 \text{ y } A0)_{k,i}$

Y éstos se obtienen de la siguiente forma:

$$A0_{k,i} = Z2_i \cdot Z01_k \cdot Z02_K - 50 \cdot Z01_K \cdot Z02_K \quad \dots(1.35)$$

$$A1_{k,i} = Z01_K \cdot (Z02_K)^2 + (Z01_K)^2 \cdot Z02_K - 50 \cdot Z2_i \cdot Z01_K - 50 \cdot Z2_i \cdot Z02_K \quad \dots(1.36)$$

$$A2_{k,i} = Z1_i(Z_{02k})^2 - 50(Z_{01k})^2 \quad \dots(1.37)$$

Sustituyendo (1.35), (1.36) y (1.37) en (1.34) obtendremos el valor de ($A_{k,i}$)

También se debe obtener el valor ($B_{k,i}$), realizando algunas modificaciones básicamente del signo que precede a la impedancia de 50Ω .

La ecuación característica es prácticamente la ecuación (1.34) con la variación en la literal de los coeficientes que ahora es B.

$$B_{k,i} = (\lambda_i)^2 \cdot B2_{k,i} + \lambda_i \cdot B1_{k,i} + B0_{k,i} \quad \dots(1.38)$$

Y obteniendo los coeficientes de la misma manera:

$$A0_{k,i} = Z2_i \cdot Z01_k \cdot Z02_K + 50 \cdot Z01_K \cdot Z02_K \quad \dots(1.39)$$

$$A1_{k,i} = Z01_K \cdot (Z02_K)^2 + (Z01_K)^2 \cdot Z02_K + 50 \cdot Z2_i \cdot Z01_K + 50 \cdot Z2_i \cdot Z02_K \quad \dots(1.40)$$

2.

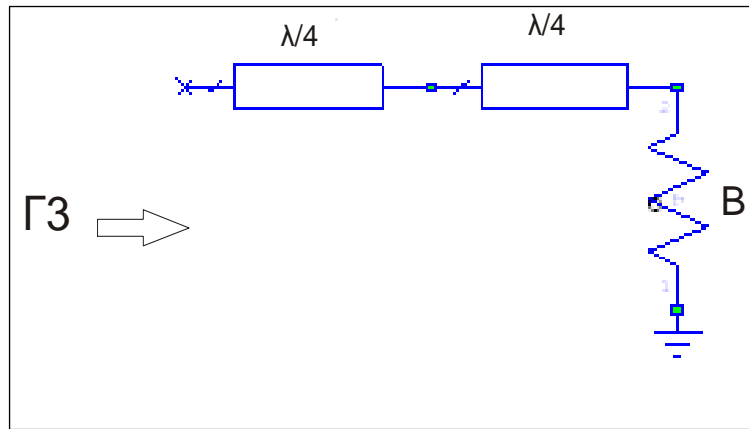
$$A2_{k,i} = Z1_i(Z_{02k})^2 + 50(Z_{01k})^2 \quad \dots(1.41)$$

Sustituyendo (1.39), (1.40) y (1.41) en (1.38) obtendremos el valor de ($B_{k,i}$).

Cabe recordar y mencionar que el valor de K varía desde el valor 0 hasta el valor 14 y la i que está en función de la frecuencia cuyo rango es el siguiente $i=[29..79]$.

Por lo tanto estas ecuaciones serán para cada valor de K y a su vez para el rango de i.

Tomando en cuenta lo anterior, y que ya tenemos el valor de cada uno de los coeficientes, realizamos la siguiente operación:



$$\Gamma_{3_{k,i}} = \frac{A_{k,i}}{B_{k,i}} \quad \dots(1.42)$$

Para obtener la gráfica logarítmica de los valores de la ecuación (1.42), le aplicamos $20 \log$ y queda de la siguiente forma:

$\Gamma_{3_{k,i}} = \frac{A_{k,i}}{B_{k,i}}$, es la gama de entrada de nuestra red y se puede ejemplificar de forma gráfica como se muestra a continuación;

Fig. 1.29 Se observa como se platea el calculo para 2 lineas microstrip.

Podemos observar que se trata de la gama de entrada para nuestra red de acoplamiento.

$$\Gamma_{3m_{k,i}} = 20 \cdot \log(|\Gamma_{3_{k,i}}|) \quad \dots(1.43)$$

Dibujando la ecuación (1.43) para la Z entrada. $Z_1=13.50045+0.11244i$ tenemos que:

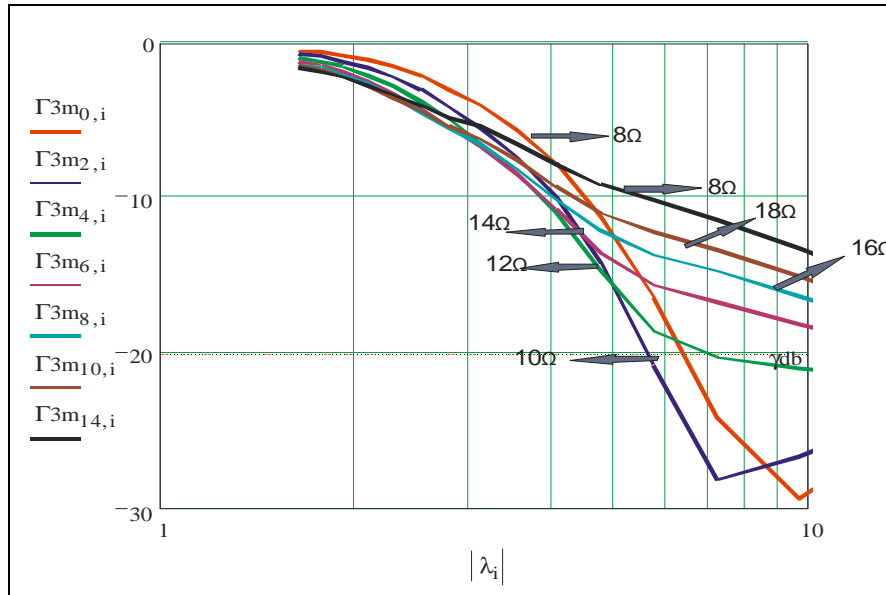


Fig. 1.30

En este caso se observan las impedancias de entrada y se escoge la de 10Ω , su respuesta es óptima.

Ahora bien dibujando la respuesta de $Z_{01}=10\Omega$ y $Z_{02}=17.40747$ tenemos el siguiente gráfico:

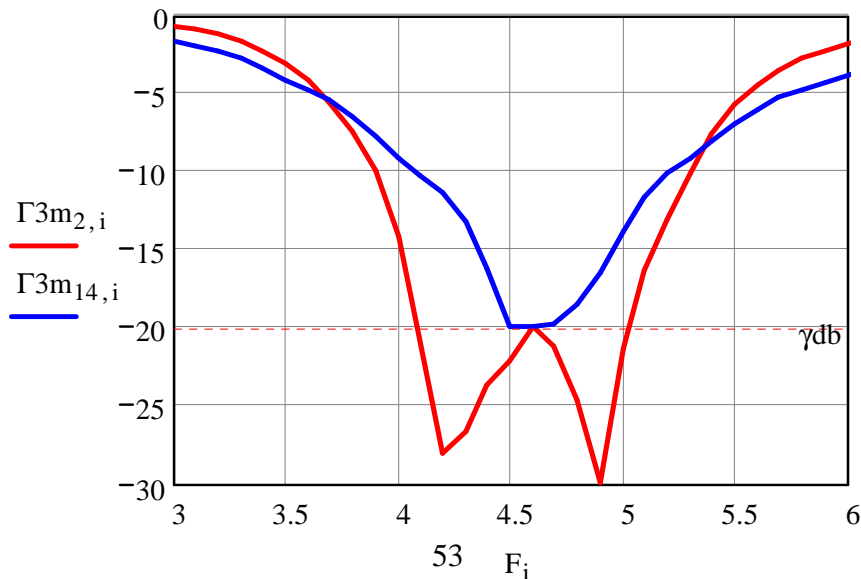


Fig. 1.31

En esta figura podemos observar que se trata de una buena aproximación así podemos decir que fue una buena opción escoger la impedancia de $10\ \Omega$ ya que gráficamente era más viable.

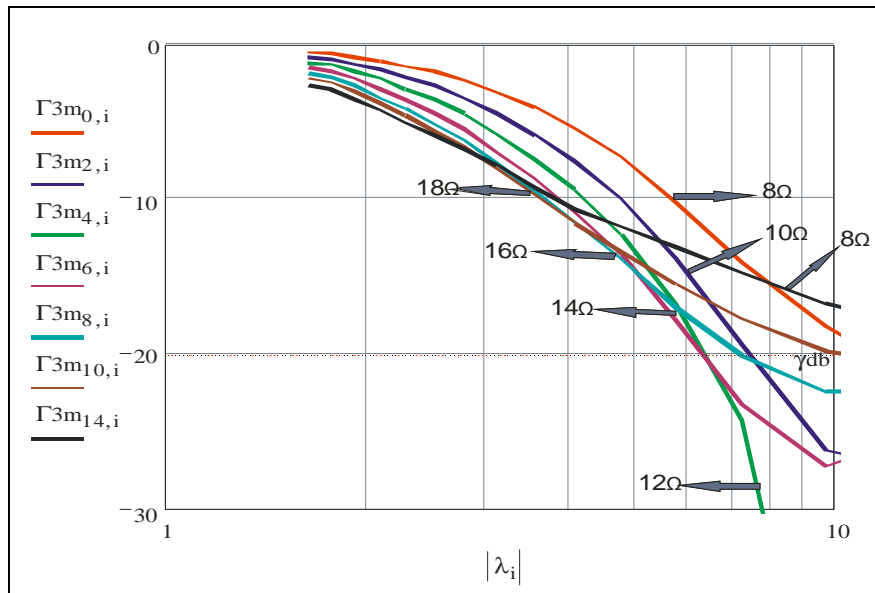


Fig. 1.32

En esta gráfica podemos observar las impedancias de salida que cruzan por el valor de -20 dB de forma aleatoria escogemos el valor de $14\ \Omega$, o sea $\Gamma_{3m_{6,i}}$

Obteniendo la respuesta del valor óptimo que se observa gráficamente y con ayuda de software podemos cuantificar y es el siguiente:

$$Z_{01_6} = 14\ \Omega \text{ y } Z_{02_6} = 21.49337\ \Omega$$

Ya contando con el valor óptimo podemos realizar la gráfica de la respuesta en magnitud con respecto a la frecuencia.

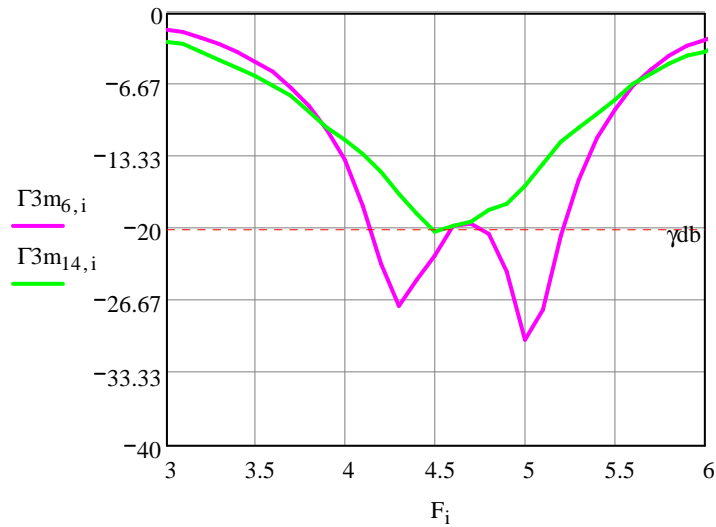


Fig. 1.33

Aquí podemos ver el resultado de la aproximación que se presenta de forma óptima.

Inevitablemente tenemos la necesidad de conocer la impedancia de entrada de la línea,

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad \dots(1.44)$$

Donde V_{in} y I_{in} son el voltaje y la corriente en las terminales de la línea a donde se aplica la excitación de la fuente.

En cuanto conocemos el coeficiente de reflexión, la impedancia de entrada de la línea es fácil de determinar.

Si nosotros nos movemos de la carga hacia la fuente de excitación la fase de la siguiente onda es avanzada γl y la onda reflejada es retrazada por la misma cantidad γl la expresión resultante para el coeficiente de reflexión de entrada es:

$$\Gamma_{in} = \Gamma_L \exp(-2j\gamma l) \quad \dots(1.45)$$

Donde Γ_{in} es el coeficiente de reflexión y Γ_L es el coeficiente de reflexión de la carga, en una línea ideal el coeficiente de reflexión no tiene cambios con respecto a la posición; solo cambios en la fase. Para encontrar la impedancia de entrada debemos recordar que aunque es

formulado para la carga es válido para cualquier punto de la línea entonces invirtiendo obtenemos:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad \dots (1.46)$$

La relación explícita es:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L \cosh(\beta l) + jZ_0 \sinh(\beta l)}{Z_0 \cosh(\beta l) + jZ_L \sinh(\beta l)} \quad \dots (1.47)$$

Utilizando los siguientes parámetros para la red de salida
t=0.995

$L = \frac{1}{4} \left(3 \cdot \frac{10^8}{4.6 \cdot 10^9} \right)$, $\Lambda_i = 3 \cdot \frac{10^8}{F_i \cdot 10^9}$ y $K_i = 2 \frac{\pi}{\Lambda_i}$ sustituyendo estos parámetros en la ecuación (1.47) la expresión queda de la siguiente manera.

$$Z_{22} = 14 \cdot \frac{Z_2 \cosh(K \cdot i \cdot L) + 14 \cdot \sinh(K \cdot i \cdot L)}{14 \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L) + Z_2 \cdot \sinh(K \cdot i \cdot L)} \quad Z_{23} = 21.5 \cdot \frac{Z_{22} \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L \cdot t) + 21.5 \cdot \sinh(K \cdot i \cdot L \cdot t)}{21.5 \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L \cdot t) + Z_{22} \cdot \sinh(K \cdot i \cdot L \cdot t)}$$

$$\Gamma_{23} = \frac{Z_{23} - 50}{Z_{23} + 50}$$

Para la red de entrada un valor de t=0.999

$$Z_{11} = 14 \cdot \frac{Z_1 \cosh(K \cdot i \cdot L) + 10 \cdot \sinh(K \cdot i \cdot L)}{10 \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L) + Z_1 \cdot \sinh(K \cdot i \cdot L)} \quad Z_{12} = 21.5 \cdot \frac{Z_{11} \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L \cdot t) + 17.4 \cdot \sinh(K \cdot i \cdot L \cdot t)}{17.4 \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L \cdot t) + Z_{11} \cdot \sinh(K \cdot i \cdot L \cdot t)}$$

$$\Gamma_{12} = \frac{Z_{12} - 50}{Z_{12} + 50}$$

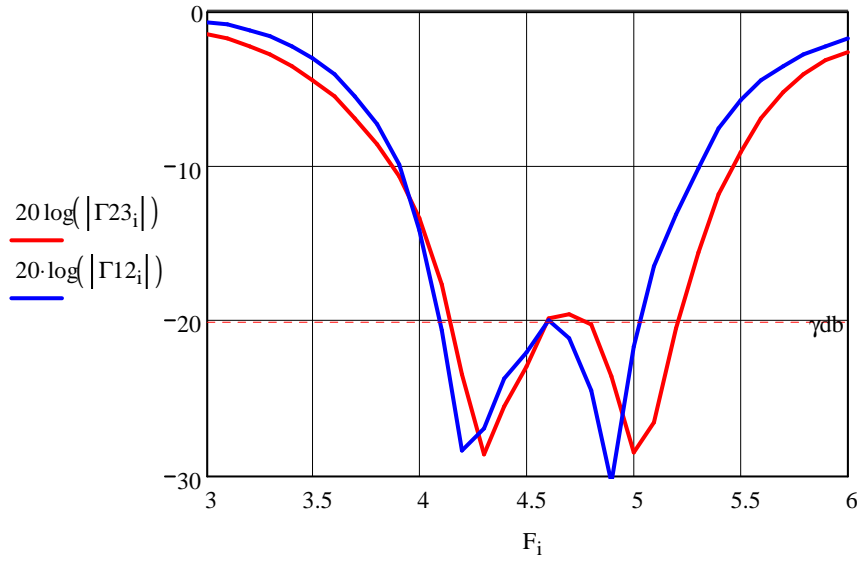


Fig. 1.34 Gráfica final de coeficientes de reflexión de entrada y salida.

En la Fig. 2.2.13 se denota un buen acoplamiento en el rango de frecuencias de 3.8 a 5.3 GHz. Lo mismo podemos observar en la carta de Smith (Fig. 2.2.14).

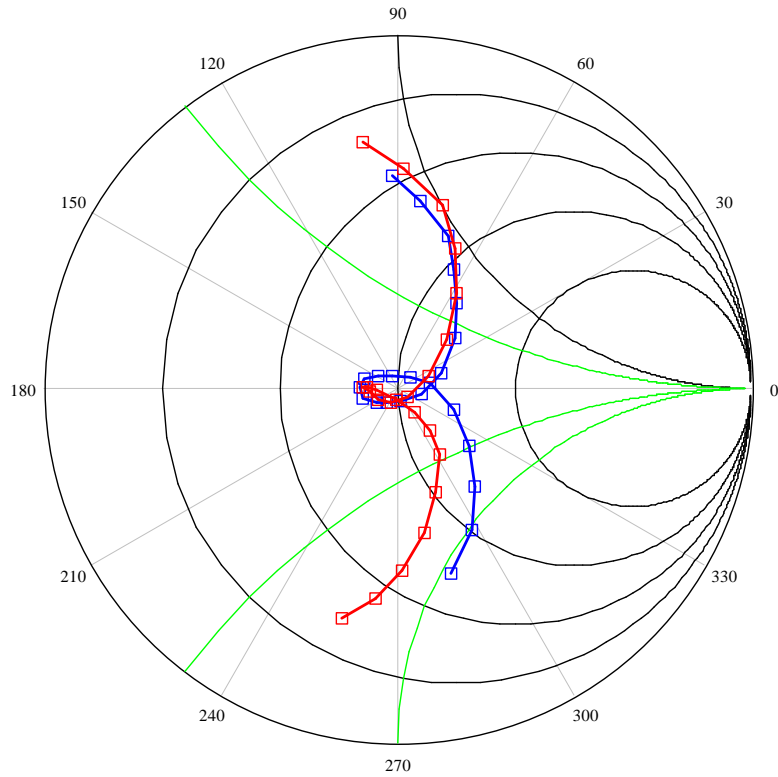


Fig.1.35 Impedancias de entrada y salida de amplificador representadas en la carta de Smith.

En esta figura podemos observar que tan adecuado es el acoplamiento en el cual la aproximación es aceptable.

1.7 Ganancia

Para este caso se obtiene primero el valor de las impedancias que se vean desde los terminales del transistor y para eso se necesita hacer el cálculo hallando impedancias en la salida de cada una de las líneas de $\lambda/4$ y las redes de compensación. Para eso vamos a utilizar la ecuación para la impedancia de la entrada de una línea de transmisión que se da como:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L \cosh(\beta l) + jZ_0 \sinh(\beta l)}{Z_0 \cosh(\beta l) + jZ_L \sinh(\beta l)} \quad \dots(1.48)$$

Para nuestro problema la impedancia de carga $Z_L = 50\Omega$ y la impedancia de la primera línea $\lambda/4$ es de $Z_0 = 17.4\Omega$ lo que nos da una impedancia intermedia:

$$Z_{11_a} = 17.4 \cdot \frac{50 \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L \cdot t) + 17.4 \sinh(K \cdot i \cdot L \cdot t)}{17.4 \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L \cdot t) + 50 \sinh(K \cdot i \cdot L \cdot t)}$$

Empleando la misma ecuación para la segunda línea $\lambda/4$ encontramos la impedancia en la entrada de la red de compensación:

$$Z_{1_a} = 10 \cdot \frac{Z_{11_a} \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L \cdot t) + 10 \cdot \sinh(K \cdot i \cdot L \cdot t)}{10 \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L \cdot t) + Z_{11_a} \cdot \sinh(K \cdot i \cdot L \cdot t)}$$

Agrupando cada una de las impedancias tendremos una impedancia equivalente que llamaremos $Z_{1_{ma}}$ y se compone como se muestra a continuación;

$$Z_{1_{ma}} = Z_{1_a} + [i \cdot 2 \cdot \pi (F_i \cdot 10^9) \cdot 0.5 \cdot 10^{-9}] + 0.5 + \frac{1}{1.1 \cdot 10^{-12} \cdot i \cdot 2 \cdot \pi (F_i \cdot 10^9)}$$

Ahora bien teniendo este valor ya procedemos a el cálculo de la gama 1 que es necesaria para la obtención de la ganancia como se pudo ver en el primer capítulo.

Haciendo uso del concepto de gama

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0}$$

Sustituimos los valores anteriormente obtenidos donde $Z_0=50$ y $Z_c=Z1_{ma}$ para que la relación se maneje de la siguiente forma:

$$\Gamma1_{ma} = \frac{Z1_{ma} - 50}{Z1_{ma} + 50} \quad \dots(1.48)$$

Al mismo tiempo se obtiene la gama 2 utilizando el mismo procedimiento con sus respectivas impedancias.

$$Z21_a = 21.5 \cdot \frac{50 \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L \cdot t) + 21.5 \sinh(K \cdot i \cdot L \cdot t)}{21.5 \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L \cdot t) + 50 \sinh(K \cdot i \cdot L \cdot t)}, \text{ volviendo a iterar}$$

$$Z2_a = 14 \cdot \frac{50 \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L \cdot t) + 14 \cdot \sinh(K \cdot i \cdot L \cdot t)}{14 \cdot \cosh(K \cdot i \cdot L \cdot t) + 50 \cdot \sinh(K \cdot i \cdot L \cdot t)} \text{ y } Z2_{ma} = Z2_a + i \cdot 2\pi \cdot (F \cdot 10^9) \cdot 1.7 \cdot 10^{-9}$$

$$\Gamma2_{ma} = \frac{Z2_{ma} - 50}{Z1_{ma} + 50} \quad \dots(1.49)$$

Graficando la ecuación (1.48) y (1.49)

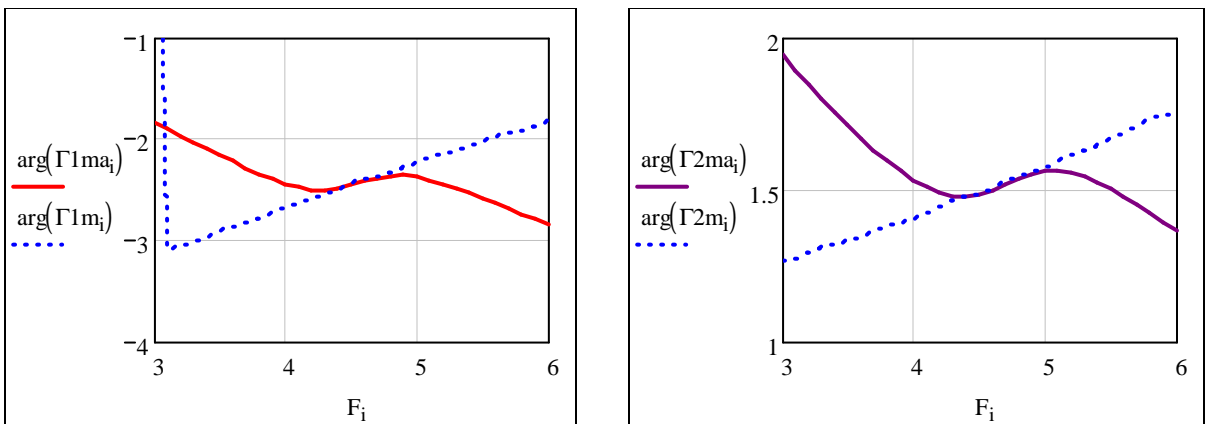


Fig. 1.36

El cálculo de la ganancia se puede ver como cualquier amplificador de una sola etapa y se puede modelar como se indica en la figura, en la que se han tenido en cuenta redes de adaptación en ambos extremos que convierten las impedancias de entrada y salida (Z_0) en impedancias de generador y carga.

La definición de ganancia más útil en un amplificador es la ganancia de transducción, ya que tiene en cuenta los efectos de desadaptación de Impedancias a la entrada y a la salida.

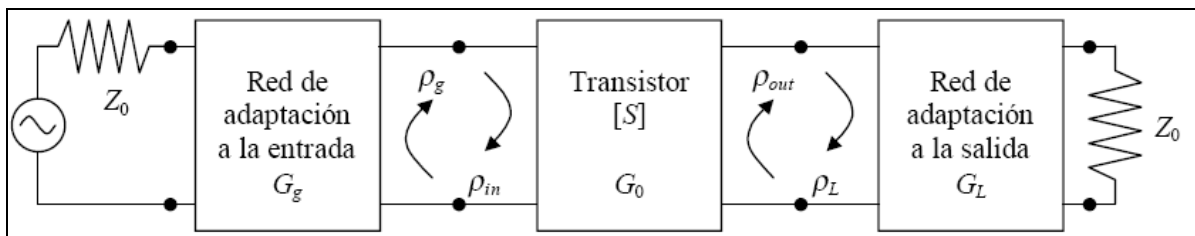


Fig.1. 37

En el caso unilateral, la ganancia de transducción se reduce a:

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_g|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_g|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad \dots(1.50)$$

La expresión (1.50) se puede escribir como el producto de tres ganancias:

$$G_T = G_g \cdot G_0 \cdot G_L \quad \dots(1.51)$$

Donde:

$$G_g = \frac{1 - |\Gamma_g|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_g|^2} \quad \dots(1.52a)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad \dots(1.52b)$$

$$G_L = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad \dots(1.52c)$$

Representan las ganancias efectivas para las redes de adaptación de impedancia a la entrada, del propio transistor y de adaptación a la salida, respectivamente.

Cuando S_{12} no puede ser despreciado se utiliza como criterio la ganancia de potencia G_p , que es independiente de la impedancia de fuente:

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_L|^2)}{\left(1 - \left|\frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}\right|^2\right) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = |S_{21}|^2 g_p \quad \dots(1.53)$$

Donde:

$$g_p = \frac{G_p}{|S_{11}|^2} = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2} = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{1-|S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}(\Gamma_L C_2)} \quad \dots(1.54)$$

y:

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad \dots(1.55)$$

Se puede demostrar que el lugar geométrico de los puntos de Γ_L que dan lugar a una misma ganancia g_p es una circunferencia cuyo centro y radio son respectivamente:

$$C_p = \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}, \quad r_p = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}g_p + |S_{12}S_{21}|^2 g_p^2}}{|1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad \dots(1.56)$$

Nótese que de acuerdo con la ecuación (1.56) todos los círculos de ganancia de potencia se apoyan en la recta de inclinación $\angle C_2^*$. Además, la máxima ganancia de potencia ocurre cuando $r_p=0$, condición que sucede cuando el círculo degenera en un punto:

$$g^2_{p,\max} |S_{12}S_{21}|^2 - 2K |S_{12}S_{21}| g_{p,\max} + 1 = 0 \quad \dots(1.57)$$

La solución de esta ecuación para estabilidad condicional, es:

$$G_{p,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad \dots(1.58)$$

El menor valor de la ganancia de potencia se corresponde con $G_p=0$, que ocurre cuando $|\Gamma|=1$.

Ahora bien definiendo que $\Gamma_{ma} = \frac{Z_{1ma}-50}{Z_{1ma}+50} = \Gamma_g$ y a su vez

$\Gamma_{ma} = \frac{Z_{1ma}-50}{Z_{1ma}+50} = \Gamma_L$ sustituyendo los valores anteriores en la ecuación

(1.50) obtenemos la gráfica de la ganancia así como la ganancia máxima G_a de la ecuación (1.58) "color verde" así las 2 gráficas se muestran a continuación

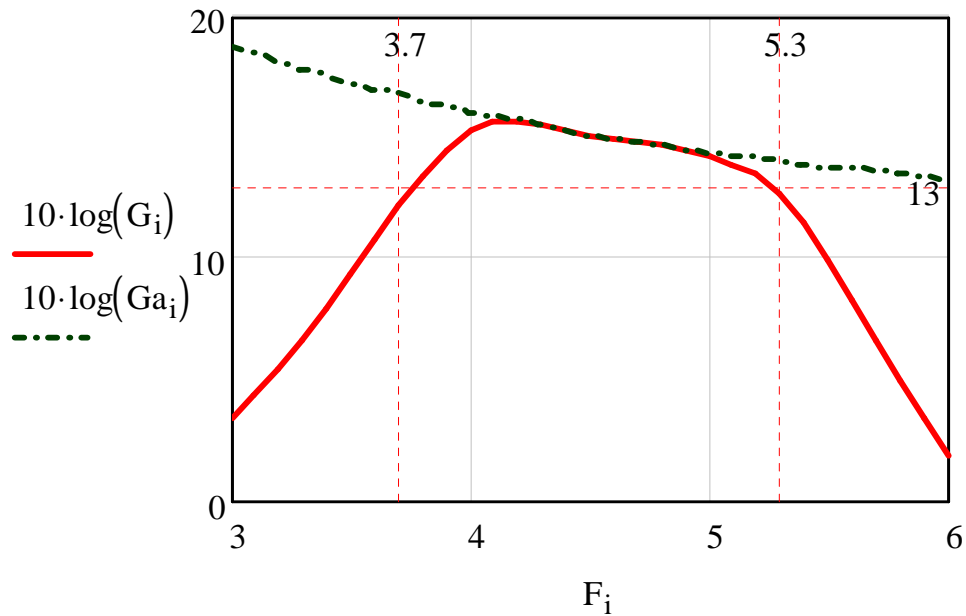


Fig. 1.38 Respuesta en frecuencia para la ganancia del amplificador adoptado y para la ganancia máxima $G_{p\max}$.

CAPITULO 2

Simulación y caracterización del amplificador

2.1 Simulaciones de ganancia y ruido de fase del amplificador

La simulación del amplificador diseñado se realizó con la ayuda del software Advanced Design System 2003 de Agilent en particular con la técnica de balance de armónicas. El objetivo de estas simulación fue el cálculo de ruido de fase del amplificador cuando éste opera en un régimen de la señal grande. El resultado muy interesante que se puede lograr por medio de simulación es la dependencia de nivel del ruido $1/f$ de la potencia de la señal en la entrada del amplificador. El espectro del ruido $1/f$ se puede calcular relativamente fácil empleando un modelo como por ejemplo en [13] si el transistor trabaja en un régimen lineal.

Pero en nuestro caso de un divisor regenerativo el amplificador trabaja con una ligera saturación, es decir, la señal en su salida supera la potencia de compresión de 1 dB y es cuando los efectos no lineales pueden afectar el nivel del ruido $1/f$.

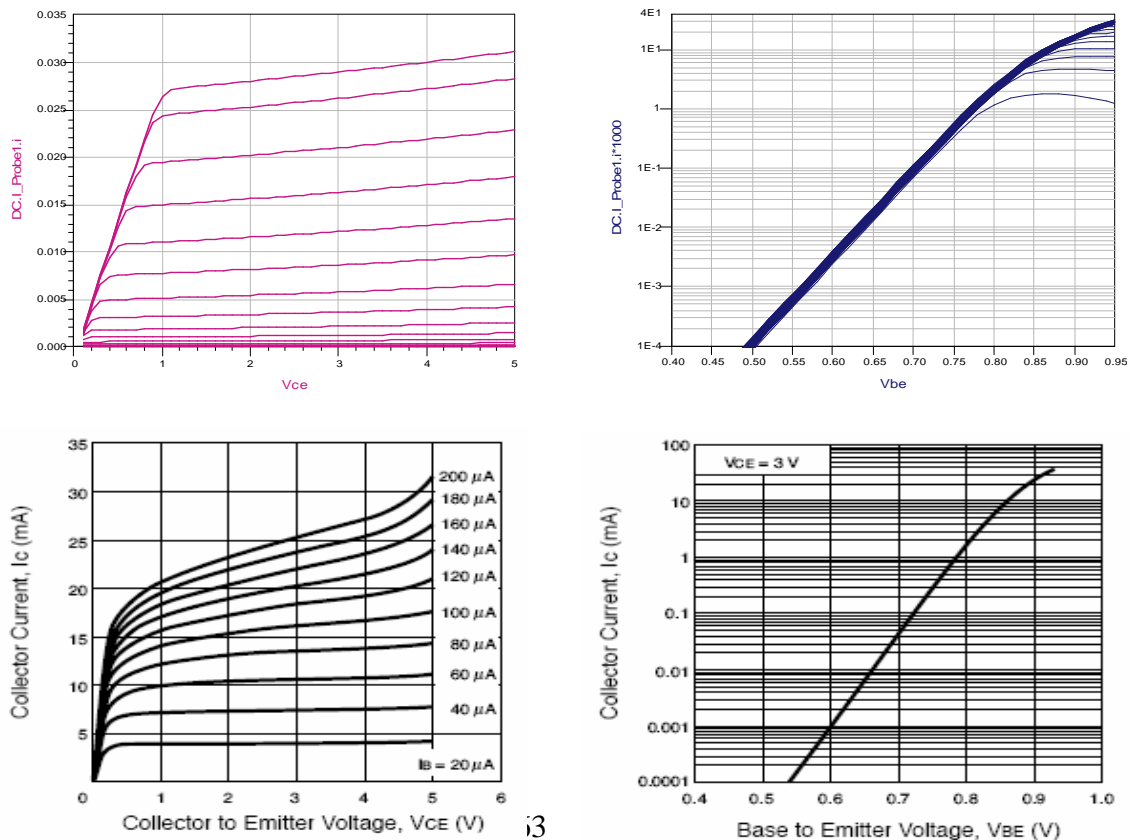


Fig. 2.1.1 Características de régimen estático simuladas (a) y proporcionadas por el fabricante (b).

Tabla 2.1

Parámetro del transistor	Valor	Unidad	Parámetro del transistor	Valor	Unidad
Corriente de saturación Is	4.429e-15	A	Capacitancia de la unión base-colector CJC	109e-15	F
Beta directa BF	200		Potencial de la unión base-colector VJC	0.67	V
Coefficiente de emisión NF	1.141		Factor exponencial de la unión base-colector MJC	0.108	
Voltaje de Early VAF	15	V	Fracción de CJC que pertenece al contacto interno de la base XCJC	1	
Limite de corriente para la beta directa IKF	31e-3	A	Capacitancia de la unión colector-substrato CJS	0	F
Corriente de saturación de la unión base-emisor ISE	5.324e-15	A	Potencial del substrato VJS	0.75	V
Coefficiente de emisión de la unión base-emisor NE	1.609		Factor exponencial del substrato MJS	0	
Voltaje de Early inverso VAR	2.7	V	Coefficiente de la capacitancia de deplexion FC	0.8	
Limite de corriente para la beta inversa IKR	26.09e-3	A	Tiempo de transito directo ideal TF	4e-12	s
Beta inversa BR	19		Coefficiente de depend-ia de polarización para el TF XTF	10	
Corriente de saturación de la unión base-colector ISC	100e-18	A	Dependencia para TF del voltaje base-colector VTF	5	V
Coefficiente de emisión de la unión base-colector NC	1.197		PTF	0.5	A
Resistencia de la base RB	1.0	Ohm	Fase para la frecuencia de $1 / (TF \times 2 \pi)$ ITF	20	grad
Resistencia del emisor RE	1.6	Ohm	Tiempo de transito inverso ideal TR	4e-12	s
Resistencia del colector RC	4.0	Ohm	Espesor de energía EG	1.11	eV
Resistencia de base mínima para los corrientes grandes RBM	50e-3	Ohm	Exponente de temperatura para la beta directa y inversa XTB	1.3	
Corriente para el punto medio de la resistencia de la base IRB	1e-4	A	Exponente de temperatura para la corriente de saturación XTI	5.2	
Capacitancia de la unión base-emisor CJE	460e-15	F	AF ver el modelo del ruido 1/f	1.577	
Potencial de la unión base-emisor VJE	768e-3	V	KF ver el modelo del ruido 1/f	8.2e-13	
Factor exponencial de la unión base-emisor MJE	64.7e-3				

Para la simulación se utilizó un modelo del transistor SPICE cuyos parámetros se tomaron de la hoja de datos del fabricante (ver Tabla 2.1). El primer paso de la simulación fue la verificación de las características de modelo del transistor en régimen estático. Las respuestas en DC obtenidas se muestran en la Fig. 2.1.1. Se puede notar que las respuestas para la corriente de colector versus el voltaje de base-emisor están en una muy buena concordancia por otro lado las respuestas de la corriente de colector versus el voltaje de colector-emisor tienen unas diferencias considerables especialmente para $V_{ce} < 1V$ y $V_{ce} > 4V$. Sin embargo las diferencias detectadas no se pueden eliminar utilizando el modelo dado del transistor. Para eso se requiere un modelo más avanzado por ejemplo VBIC donde las no linealidades de las características de transistor se describen con gran número de parámetros. De cualquier modo en esta etapa no tiene mucho caso complicar el modelo del transistor y se considera que el modelo SPICE puede ser suficiente para la simulación.

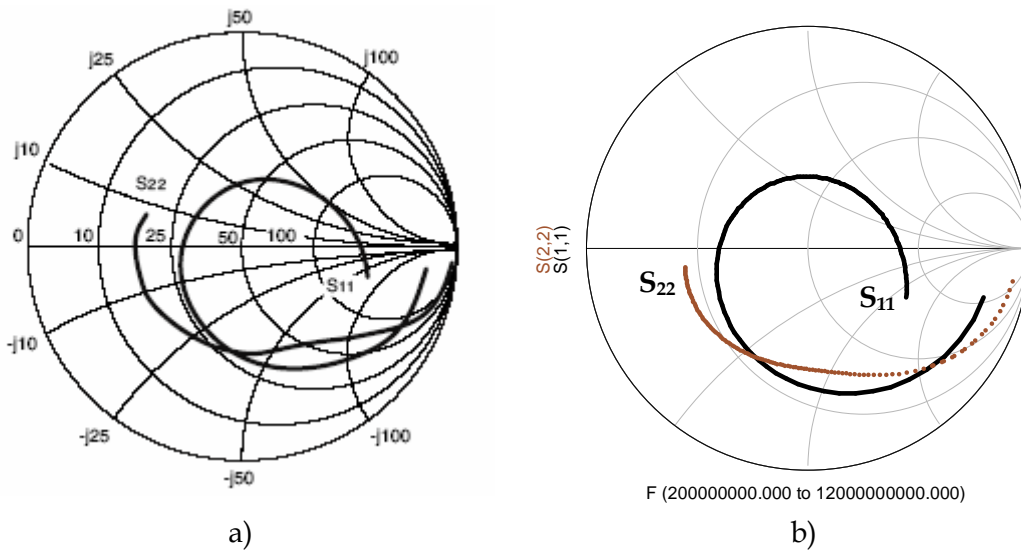


Fig. 2.1.2 Coeficientes de reflexión de entrada y salida simuladas (a) y proporcionados por el fabricante (b).

En la siguiente etapa se realizó la simulación de los parámetros de dispersión del transistor para el rango de frecuencias de 0.2 a 12 GHz y para la potencia de la señal de entrada de -20 dBm. En esta etapa se hicieron algunos ajustes de las capacitancias y inductancias del circuito equivalente del paquete del transistor. Finalmente se obtuvo buena concordancia entre los coeficientes de reflexión calculados en el simulador y los datos que proporciona el fabricante (Fig. 2.1.2).

Posteriormente se realizó la simulación del amplificador completo. Para eso se colocaron los elementos de las redes de acoplamiento de dos líneas de cuarto de onda y de las redes de compensación de reactivancias

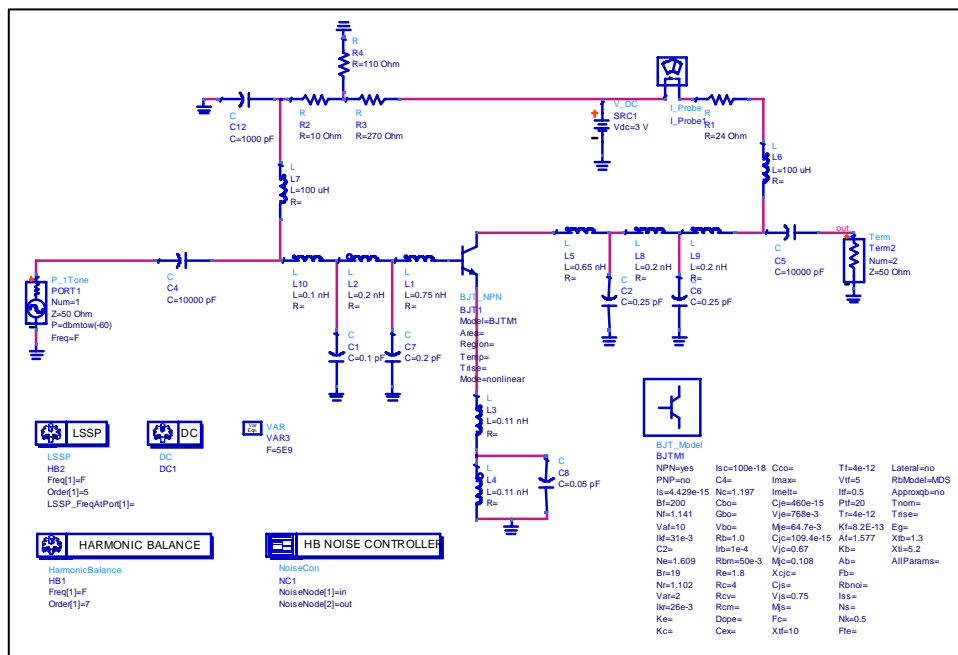


Fig. 2.1.3 Esquemático del transistor que fue creado para la simulación de los parámetros de dispersión.

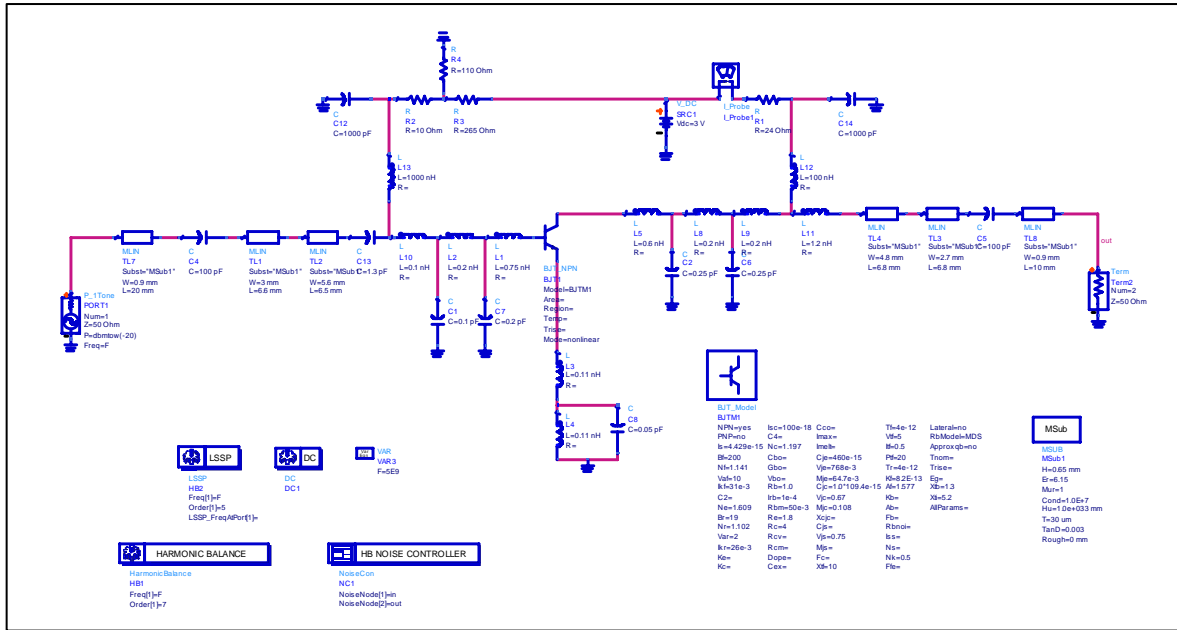


Fig. 2.1.4 Esquemático del amplificador adaptado para la simulación de ganancia y ruido de fase.

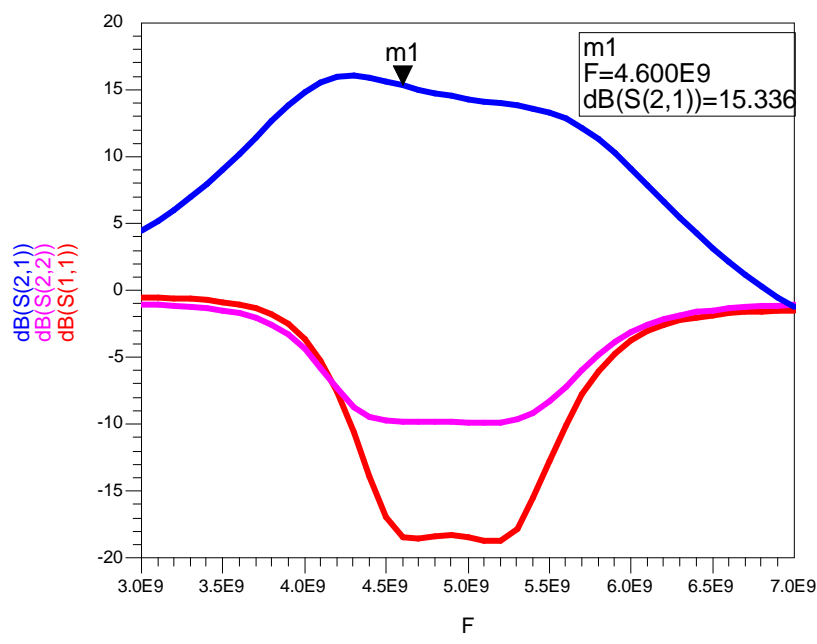


Fig. 2.1.5 Respuestas de frecuencia simuladas para la ganancia y los coeficientes de reflexión del amplificador

de transistor (Fig.2.1.4). La simulación inicial del amplificador completo fue hecha con la técnica de balance de armónicas en el régimen de la señal pequeña con la potencia de la entrada de -20 dBm. Así, las respuestas en frecuencia del amplificador calculadas se muestran en la Figura 2.1.5. Como lo podemos ver las respuestas simuladas son muy cercanas a las esperadas. Se ve que hay una buena adaptación de impedancia en la entrada del amplificador donde tenemos el coeficiente de reflexión casi de -20 dB, mientras en la salida es aproximadamente de -10 dB lo cual también es aceptable. El valor de la ganancia es un poco más grande comparando con el valor calculado teóricamente pero también es aceptable.

La técnica de balance de armónicas utilizada para la simulación también permite realizar un análisis detallado de amplificador que opera en régimen no lineal de la señal grande. Hay que mencionar que en este régimen la validez de los resultados de simulación depende mucho del modelo de transistor. Acordando que nosotros utilizamos un modelo SPICE el cual es relativamente sencillo y no describe con alta precisión algunas partes de las respuestas estáticas se considera que las simulaciones del amplificador trabajando con la señal grande puedan ser algo inexactas. Sin embargo con base en los resultados de la simulación anterior se espera que tengamos una buena aproximación incluso con este modelo.

Para probar si el modelo del transistor funciona bien en régimen de la señal grande se calcularon la potencia de salida de amplificador junto con el corriente de DC como funciones de la potencia de señal en la entrada (Fig. 2.1.6b). Si comparamos resultados de este cálculo con la gráfica dada por el fabricante para los mismos parámetros (Fig. 2.1.6a) se nota un comportamiento muy parecido pero la simulación nos da el valor $I_c(5\text{dBm})= 22\text{mA}$ y la gráfica del fabricante dice que tiene que ser 30mA. En la gráfica de dependencia de P_{out} vs P_{in} los

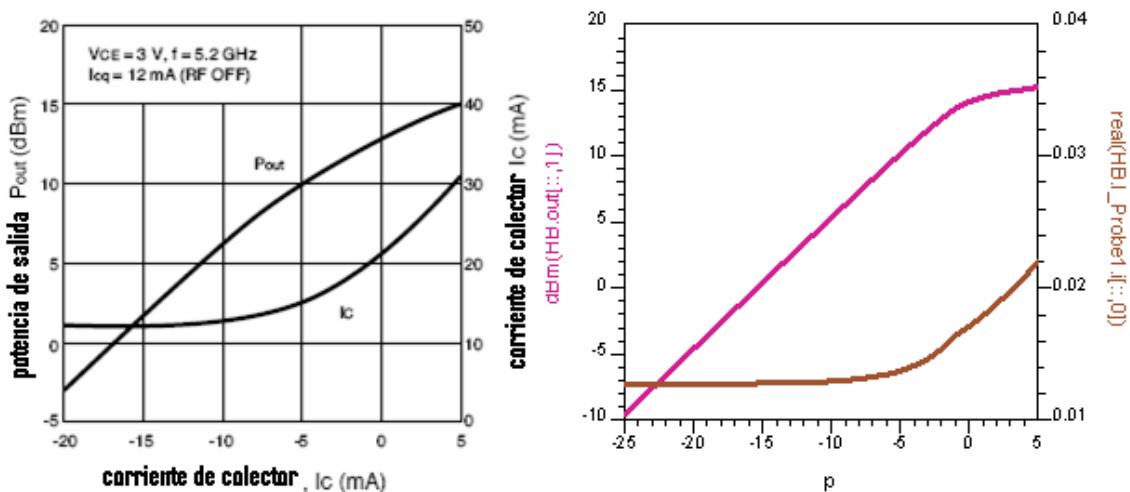


Fig. 2.1.6 Graficas de las dependencias de la potencia de salida y el corriente de colector vs la potencia de señal en la entrada.

valores iniciales y finales coinciden bien pero también se nota que la gráfica del fabricante es más lineal que la simulada.

Lo más probable, estas diferencias son el resultado de inexactitud del modelo de transistor, en particular de las

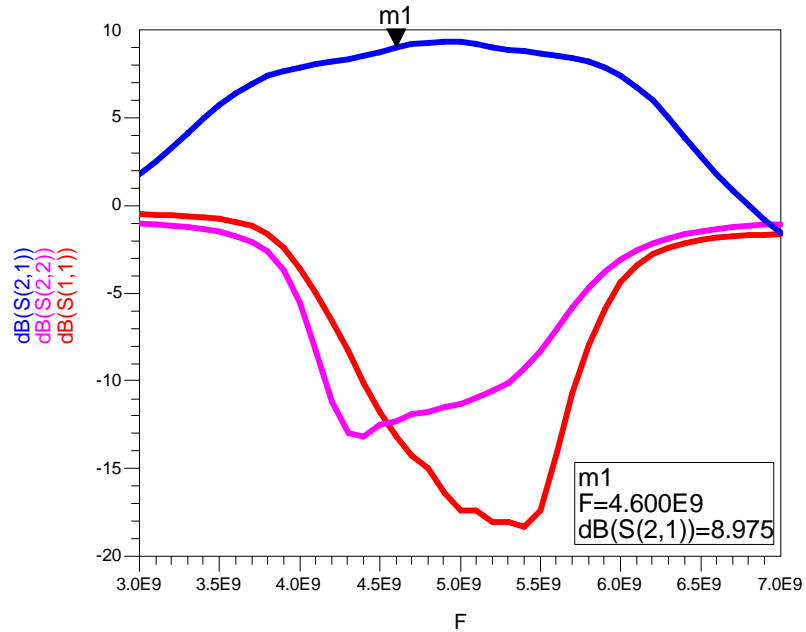


Fig. 2.1.7 Respuestas de frecuencia simuladas para la ganancia y los coeficientes de reflexión del amplificador para $P_{in}=+7$ dBm.

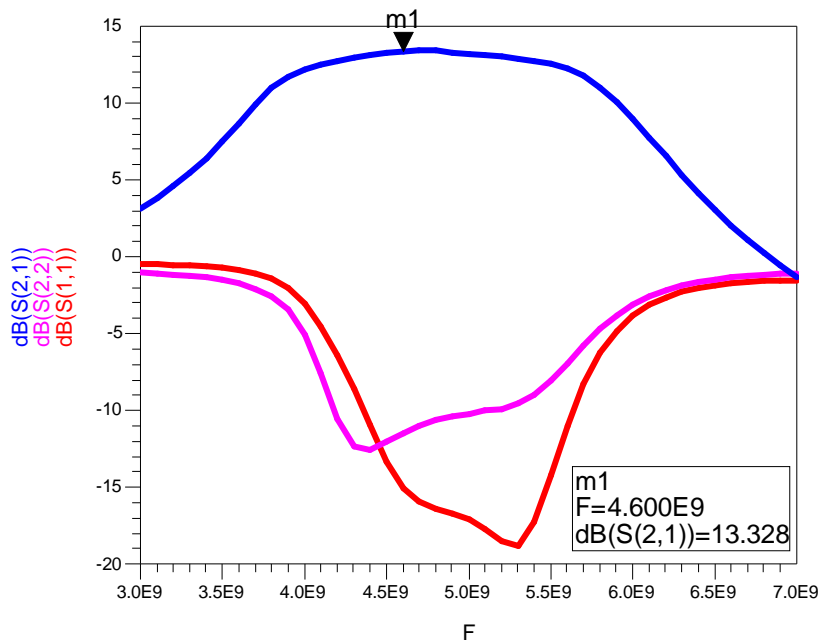


Fig. 2.1.8 Respuestas de frecuencia simuladas para la ganancia y los coeficientes de reflexión del amplificador para $P_{in}=0$ dBm.

respuestas estáticas de la salida (I_c vs V_{ce}). De todos modos los resultados de la simulación no lineal son aceptables y en el siguiente paso esta técnica se utilizó para calcular las respuestas en frecuencia

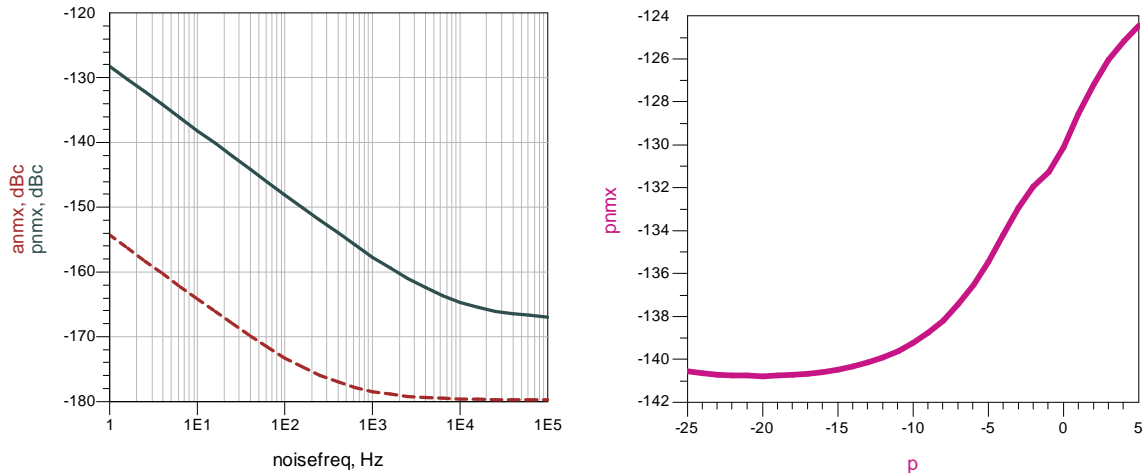


Fig. 2.1.9 Graficas de las dependencias de la potencia de salida y el corriente de colector vs la potencia de señal en la entrada.

de los parámetros del amplificador operado en régimen de la señal grande. Así, en las figuras 2.1.7 y 2.1.8 vienen las respuestas calculadas para la ganancia y para los coeficientes de reflexión del amplificador que trabaja con la potencia de entrada de 0 dBm y +7 dBm. Según estas gráficas el aumento de la potencia en la entrada casi no afecta el acoplamiento y la banda de operación del amplificador.

Concluyendo la discusión de los resultados de simulaciones con la técnica de balance de armónicas se puede decir que a pesar de algunas discordancias el comportamiento lineal e incluso no lineal del amplificador simulado es muy cercano a lo que especifica el fabricante.

Después de obtener resultados confiables de las simulaciones no lineales, realizaremos la simulación de ruido de fase del amplificador. Así, para la realización de estos cálculos en el simulador de balance de armónicos se utilizó un bloque de control que se llama controlador de ruido. Con la ayuda de este controlador se pudo calcular el ruido de fase y el ruido de amplitud como funciones de la frecuencia de Fourier. Las densidades espectrales calculadas de los ruidos mencionados se muestran en la Figura 2.1.9a. Para este cálculo la potencia de la entrada se mantuvo a nivel de 1 mW (0 dBm). Como podemos ver el ruido de fase tiene una componente $1/f$ con la frecuencia de esquina aproximadamente de 20 kHz y el cual domina muy fuerte sobre el ruido de amplitud. Para la frecuencia de Fourier de 1 kHz el nivel de ruido de fase es -158 dBc/Hz lo cual está muy cerca al objetivo de este diseño que es de -160 dBc/Hz.

La otra serie de simulaciones fue hecha para encontrar la dependencia del ruido de fase sobre la potencia de entrada P_{in} . Los resultados de esta simulación están presentados en la Figura 2.1.9b

donde se dibujo la densidad del ruido de fase para la frecuencia de Fourier de 1 Hz vs. P_{in} . En esta gráfica podemos apreciar que en el régimen de la señal pequeña el ruido de fase casi no depende de la potencia pero cuando la potencia sube más de -10 dBm tenemos una dependencia casi lineal. El comportamiento del ruido se puede explicar de una manera muy simple. Así, considerando que la señal en la salida de amplificador se puede representar como una señal modulada en fase:

$$U_{sal} = U_m \cos(\omega_0 t + k_{pm} \phi(t)), \quad (2.1)$$

donde k_{pm} es el índice de modulación y la función $\phi(t)$ representa el ruido de baja frecuencia que actúa como una señal de modulación. Considerando una sola componente espectral de $\phi(t)$ de una frecuencia arbitraria Ω rescribimos (2.1) como:

$$U_{sal} = U_m \cos \omega_0 t + \frac{Um}{2} k_{pm} \phi_{\Omega} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{Um}{2} k_{pm} \phi_{\Omega} \cos(\omega_0 - \Omega)t \quad (2.2)$$

Para hallar el ruido de fase tenemos que calcular la razón entre la potencia de la señal de portadora y de las componentes de modulación:

$$S^{PM}(\Omega) = k_{pm}^2 \phi_{\Omega}^2 \quad (2.3)$$

El índice de modulación es una función de los parámetros del transistor y en el régimen de la señal pequeña son todos fijos, así que k_{pm} es constante por lo cual la densidad del ruido de modulación $1/f$ también tiene que ser constante. Cuando el transistor entra en un régimen no lineal sus parámetros van a depender de la potencia de la señal de alta frecuencia y eso hace que la densidad de ruido también adquiera una cierta dependencia del nivel de la señal. Este simple mecanismo del ruido $1/f$ se confirma con los resultados de las simulaciones presentados en este capítulo. El resultado importante es la comprobación de una dependencia casi lineal de la densidad del ruido de fase $1/f$ contra la potencia de la señal grande.

2.2 Caracterización del amplificador

La caracterización del amplificador diseñado se realizó en el Centro Nacional de Metrología. Así, con la ayuda de un analizador de redes se midieron las respuestas de frecuencia para la ganancia y para los coeficientes de reflexión del amplificador las cuales están presentadas en la Figura 2.2.1. En acuerdo con las mediciones, el amplificador tiene la ganancia máxima de 13 dB en la frecuencia central de 4.75 GHz y su banda de operación definida a nivel de ganancia de 12 dB resultó ser de alrededor de 1 GHz. Las características dadas son aceptables aun que se considera que aplicando algunas ajustes se puede todavía mejorar estas respuestas en especial la del coeficiente de reflexión de salida.

Para caracterizar el comportamiento no lineal del amplificador se midió la potencia (de salida) de compresión de ganancia a 1 dB la cual resultó ser

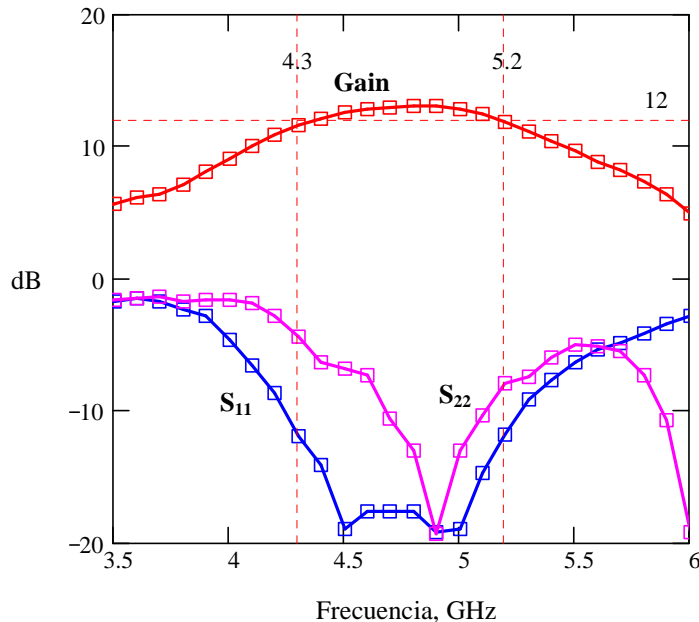


Fig. 2.2.1 Respuestas de frecuencia del amplificador obtenidas experimentalmente.

alrededor de +11 dBm. La potencia máxima que pudo entregar el amplificador o potencia de saturación fue estimada como +14.5 dBm.

Posteriormente se hizo un intento para medir el ruido de fase utilizando un sistema de medición muy sencillo. El esquema del sistema de medición se muestra en la Figura 2.2.2 Anteriormente con este sistema se logró realizar medición de ruido de fase de unos amplificadores PHEMT (ver Fig. 2.2.3). Sin embargo el nivel de ruido propio del sistema no nos permitió detectar el ruido

del amplificador diseñado. Resultados de estas mediciones se muestran también en la Figura 2.2.3. Como se puede ver, el nivel de ruido del sistema con el

amplificador incluso es más bajo que sin él. El comportamiento probablemente se puede explicar con un mejor acoplamiento del detector de fases y el generador

cuando éstos están conectados a través del amplificador. Con base en estas mediciones se puede estimar que el ruido del amplificador debe estar a nivel de -

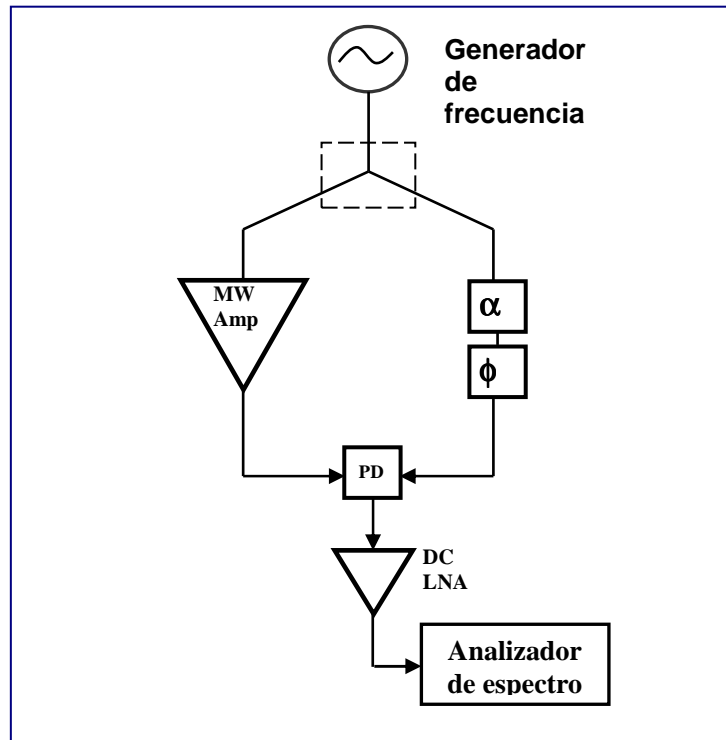


Fig. 2.2.2 Esquema de un sistema de medición de ruido de fase con base en un detector de fases.

160 dBc/Hz a 1 kHz de frecuencia de flicker.

Para poder detectar ruido de este nivel se tenía que diseñar un sistema más sofisticado en el cual se implementó la técnica de cancelación de portadora [ref 2.1]. Los resultados obtenidos con este sistema se muestran en la Figura 2.2.4. En esta figura el espectro de curva roja corresponde al ruido del sistema y la curva azul es el ruido de fase de nuestro amplificador con la potencia de salida de +6 dBm. Finalmente para completar la caracterización hacemos una aproximación para el espectro de ruido obtenido. Para ello describimos el ruido del amplificador con un simple modelo:

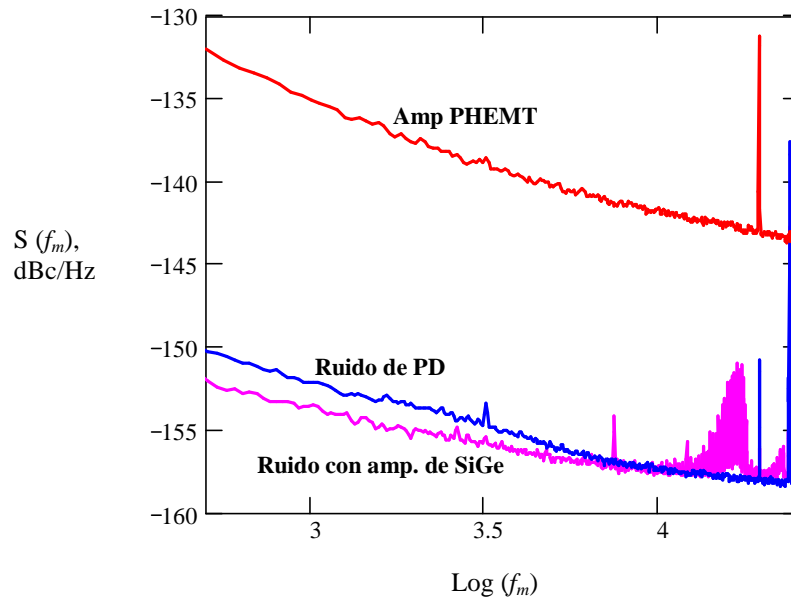


Fig. 2.2.3 Espectros de ruido de fase obtenidos con la técnica de detector de fases.

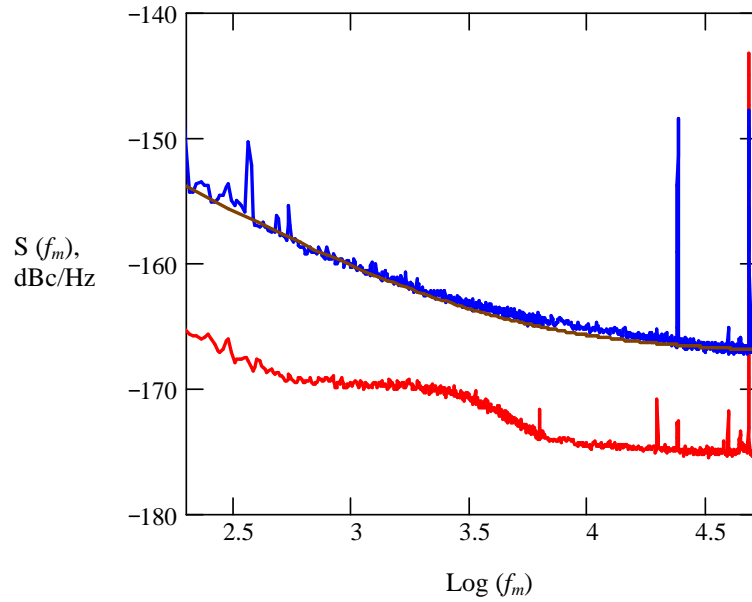


Fig. 2.2.4 Espectros de ruido de fase obtenidos con la técnica de cancelación de portadora.

$$S^{amp}(\Omega) = S_0 \left(1 + \frac{f_c}{f_m} \right), \quad (2.1)$$

donde S_0 es la densidad del ruido blanco que domina en las frecuencias altas y f_c es la frecuencia del ruido $1/f$. Los parámetros de este modelo fueron ajustados hasta lograr la concordancia con el espectro experimental y resultaron ser $S_0 = 1.9 \cdot 10^{-17}$ y $f_c = 4$ kHz. El ruido de fase a 1 kHz de frecuencia de Fourier resultó ser de -160.3 dBc/Hz.

CAPITULO 3

MEZCLADORES

Para el diseño del divisor de frecuencia es necesario construir un mezclador de microondas. El objetivo más importante de este diseño es la realización de un mezclador en base a líneas microstrip y que tenga la banda de operación adecuada para usarlo en el divisor regenerativo. En este capítulo haremos un análisis de las técnicas y tecnologías para la fabricación de microondas.

El mezclador es un dispositivo que convierte la señal de entrada con la frecuencia ω_s y de baja potencia a una frecuencia ω_L , en potencia alta, mediante un oscilador el cual puede ser resistivo pero no lineal.

La señal de RF es mezclada con una frecuencia alta de un oscilador local para producir una baja frecuencia, llamada frecuencia intermedia (IF) $\omega_1 = \omega_L - \omega_s$.

Aplicaciones de los mezcladores

El mezclador (superheterodino) se encuentra en receptores que pueden llegar a sensibilidades de -100 dBm o más. Algunas aplicaciones de los mezcladores de microondas se listan a continuación.

- Control de sistemas
- Sistemas electrónicos de medición de conteo
- Detectores de fase
- Radio y radioastronomía
- Radares y radar astronómico
- Receptores y transmisores
- Divisores de frecuencia regenerativos
- Analizador de espectros
- Detección de proximidad de vehículos.

Para el ruido de fase de un mezclador es importante usar los dispositivos no lineales adecuados uno de estos puede ser el diodo con unión Schottky. Aparte de los diodos Schottky se puede utilizar el diodo Mott, el diodo Túnel, el diodo RTD o incluso varactores.

3.1 Teoría del mezclador

Para alcanzar la conversión en frecuencia, una señal periódica que tiene frecuencia, f_R , es modulada por una forma de onda periódica que tiene frecuencia, f_L . El resultado actual del voltaje del t_h e RF que es modulado por el componente fundamental de la forma de onda de la conductancia contiene la suma y la diferencia de los productos: f_R+f_L y f_R-f_L o f_L-f_R . Las otras corrientes indeseadas generadas son productos de la intermodulación que tienen frecuencias de $n f_L \pm f_R$, donde es n un número entero. Los productos de la intermodulación también se han referido como ruedas locas. En el caso de un mezclador activo, uno que tiene aumento de la conversión, la forma de onda de la conductancia es el de unos o más transistores.

Cada vez más, sin embargo, los dispositivos MESFET se están utilizando en vez de los diodos para alcanzar una banda dinámica más ancha en mezcladores pasivos.

El análisis de las características de la conversión de frecuencia de mezcladores es no trivial. El modelo más simple que quizás da la mejor comprensión intuitiva del proceso que se mezcla, es el mezclador lineal de la fase-revolución.

Este modelo asume que el diodo no es reactivo y actúa como rectificador lineal, teniendo una forma de onda cuadrada. El mezclador se considera lineal porque los valores de los elementos del circuito, incluyendo la conductancia del diodo, son independientes del F_R .

La figura demuestra un mezclador doblemente-balanceado convencional en base a diodos. Durante ciclos bajos positivos, se intercalan en su operación los diodos D1 y D2 mientras que D3 y D4 están apagados.

El contrario es el caso durante ciclos bajos negativos en este caso D3 y D4 están encendidos y dejan de operar D1 y D2. Esto causa el voltaje del RF (señal) según lo visto por SI el puerto para cambiar fase por 180 grados la señal baja cambia cada vez la polaridad.

Esto se puede representar matemáticamente multiplicando el voltaje sinusoidal de la señal con la serie de Fourier de la función de conmutación:

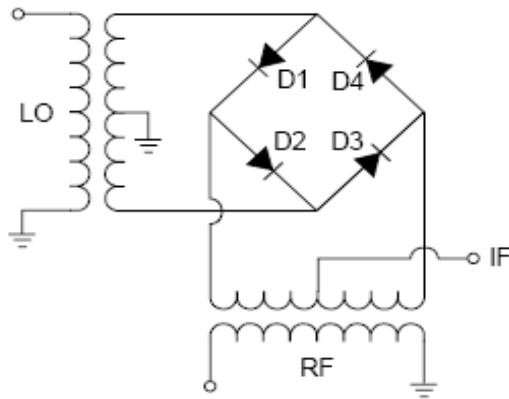


Figura 3.1
Diagrama esquemático del mezclador de diodos doblemente balanceado

$$V_{out} = V_{RF} \sin(\omega_R t) \left[\frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin(n\omega_L t) \right] \quad (1a)$$

$$\begin{aligned} &= V_{RF} \frac{4}{\pi} \left\{ \left(\frac{1}{2} \right) [\sin(\omega_L - \omega_R)t - \sin(\omega_R + \omega_L)t] \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{1}{6} \right) [\sin(3\omega_L - \omega_R)t - \sin(3\omega_L + \omega_R)t] + \dots \right\} \quad (1b) \end{aligned}$$

La pérdida de la conversión es igual al recíproco de la ganancia y se define como:

$$L = \frac{\text{Potencia de entrada disponible de RF}}{\text{Potencia de salida disponible de IF}} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} L &= 20 \log \frac{V_{RF}}{V_{IF}} \quad (3) \\ &= -20 \log 2/\pi = 3.92 \text{ dB} \end{aligned}$$

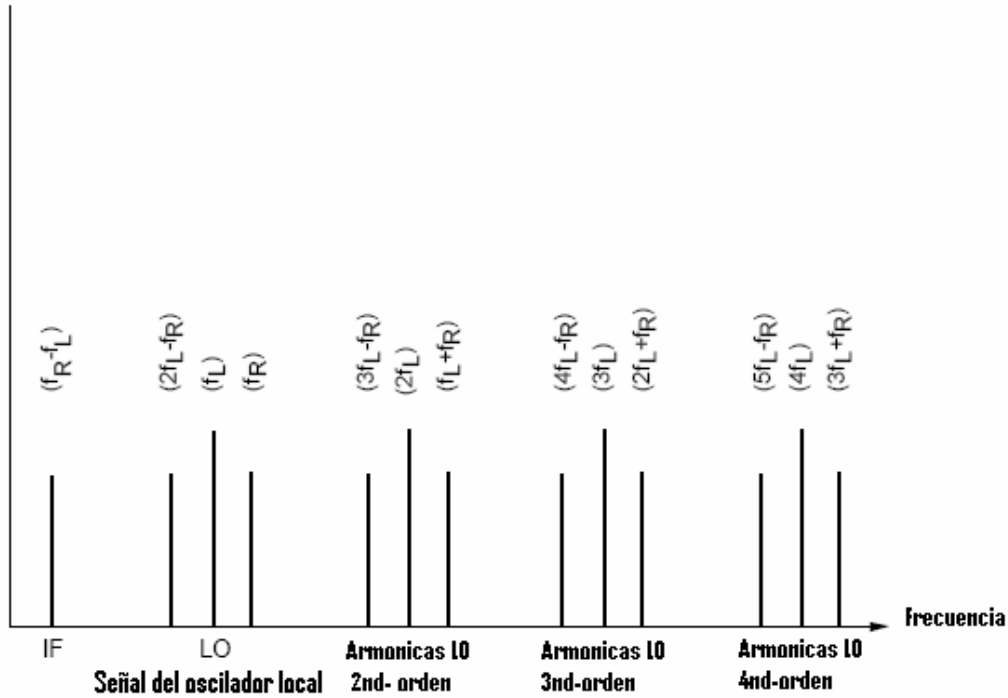


Figura 3.2
Espectro en frecuencia de los productos mezclados.

Los términos $2/\pi$ son el cociente del voltaje de la señal IF las ecuaciones (1) a (3) del voltaje asumen que el RF y IF en los puertos se conjugan, todos los productos de la intermodulación (IM), y no existen pérdidas resistivas o reactivas parásitas.

El análisis hecho se ha generalizado para demostrar que cuando las cargas emparejadas se presentan a cada producto de intermodulación, de RF, IF, y las señales de la imagen se emparejan, la pérdida mínima teórica de la conversión es 3.92 dB.

También, cuando los productos de intermodulación (IM) y la suma $(f_L + f_R)$ determina el producto reactivo, IF se conjuga, y las señales del RF y de la imagen son finalizadas idénticamente, después la pérdida mínima teórica de la conversión de 3 dB, con energía perdida dividida igualmente entre la conversión de la imagen, y pérdidas de reflexión en la frecuencia de la señal. La imagen, en este contexto, es un producto mezclador-generado, generando productos que tienen una frecuencia de $(2f_L - f_R)$.

En el contexto del rechazamiento de imagen, la imagen refiere a la energía del ruido o de la señal que tiene frecuencia, $2f_L - f$, que entra en el mezclador junto con la señal del RF.

3.2 Tipos de mezcladores

Existen diferentes técnicas para la construcción de mezcladores ya que se tienen distintas formas de acomodar los elementos de los cuales está constituido este dispositivo. Lo más importante y que es esencial es el acomodo de los diodos ya que de ellos depende gran parte del trabajo del mezclador.

Cabe aclarar que deben estar correctamente colocados, con la impedancia necesaria previamente calculada, o sea, con un buen trabajo de acoplamiento de impedancias ya que de lo contrario el mezclador no funcionará adecuadamente.

En la siguiente ilustración tenemos un mezclador doblemente balanceado y la complicación que existe exactamente en la colocación de los diodos ya que quedan de una forma bastante arcaica que complica su construcción y es susceptible de tener problemas ya que los diodos quedan suspendidos y pueden estar sujetos a movimientos de traslado.

El diseño previo del acoplamiento con líneas microstrip, en el cual podemos ver las dimensiones de las líneas.

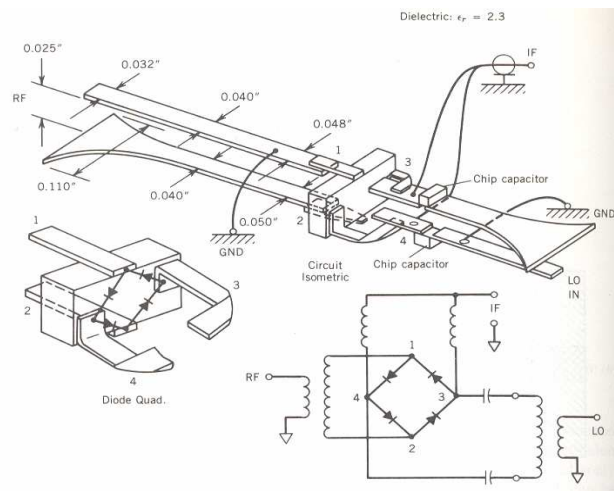


Fig. 3.3 Mezclador Doblemente Balanceado con líneas microstrip con placas paralelas y líneas de acoplamiento.

En la ilustración siguiente podemos ver como se hace el acoplamiento mediante líneas de transmisión coaxiales estas conexiones son complicadas y por igual el hecho de ocupar espacio y el tener de una manera más exacta conectado cada elemento del mezclador ponen en entredicho el buen desempeño del mismo.

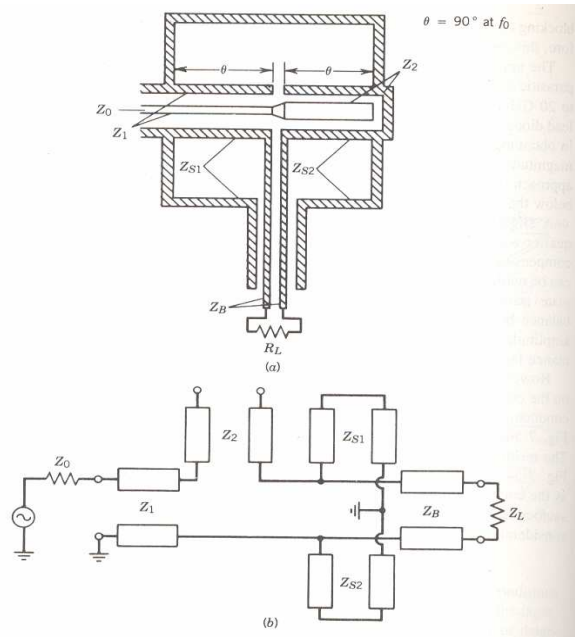


Fig. 3.4 Redes de acopladores (a) Corte seccional coaxial; (b) modelo equivalente en líneas de transmisión

Utilizando las secciones cruzadas coaxiales podemos ver como resulta el modelo para su construcción en donde el sistema es muy robusto y esto puede ocasionar inestabilidad para el mezclador así como es un riesgo el hecho de que los diodos queden prácticamente volando.

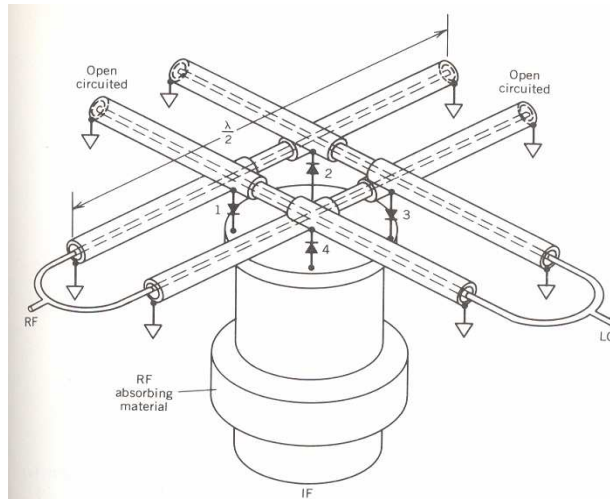


Fig. 3.5 Mezclador Doblemente balanceado usando acopladores compensados en un octavo de ancho de banda

Existe otra forma en la cual podemos realizar la construcción del mezclador esta técnica es la de líneas coplanares pero también tenemos que utilizar diferentes niveles y existen cruces complicados en los cuales se pueden tener pérdidas o son muy difíciles de armar manualmente que es el caso que nos compete.

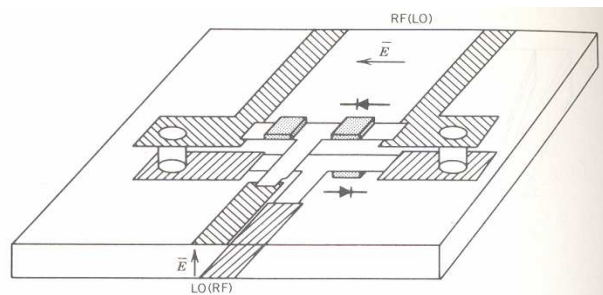


Fig. 4.24 Configuración de interconexión con acopladores planares y diodos de anillo

En esta ilustración podemos observar un mezclador doblemente balanceado construido por Texas instruments realizado con la técnica coplanar.

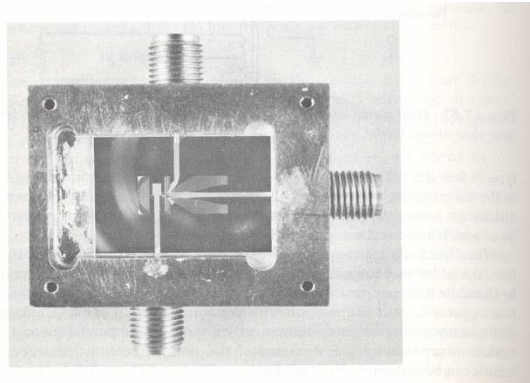


Fig. 4.25 Mezclador Doblemente Balanceado para frecuencias de 20 a 40 GHz de operación con sustrato de cuarzo (cortesía de texas instruments)

Otra técnica también no recomendada es la utilizada en el esquema de abajo se le llama de estrella empleando diodos de cristal pero este método es demasiado robusto y poco práctico además aumenta mucho los problemas de estabilidad y su construcción es demasiado complicada ya que debe de ser colocado cada diodo de manera muy exacta a la placa si no existe un buen balanceo.

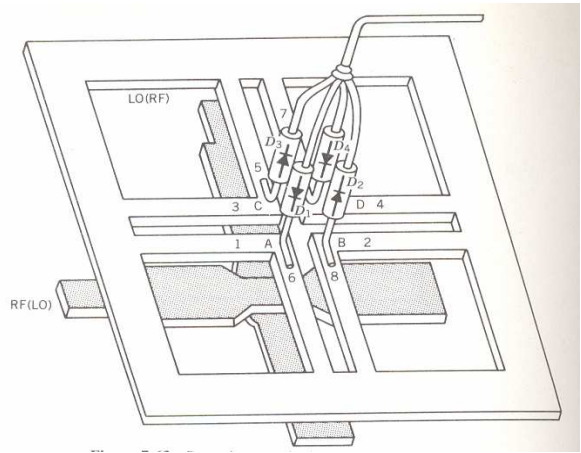


Fig. 4.26 Mezclador de estrella utilizado en diodos encapsulados en vidrio.

El siguiente método para la construcción de un mezclador es de los más complicados ya que manualmente es imposible realizarlo se le llama mezclador planar de doble anillo con líneas paralelas microstrip. Este sistema puede provocar diferentes inestabilidades aun realizadas con un sistema industrial de construcción.

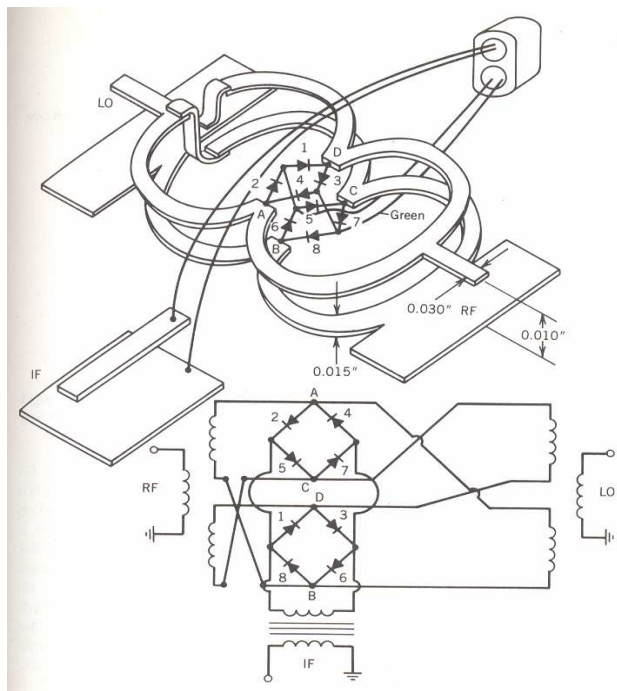


Fig. 4.27 Mezclador Doblemente balanceado con líneas paralelas planas.

De los anteriores esquemas en los cuales están plasmadas la gran mayoría de las formas para construir mezcladores ninguna de ellas nos da la garantía necesaria para obtener una estabilidad eficiente además de que manualmente son demasiado complicados para realizarlos en un circuito impreso uniplanar.

Para este diseño se propone el siguiente dispositivo:

Este dispositivo semiconductor es fabricado por Agilent

Technologies son 2 modelos el HSMS-8207



y HSMS-

8209



Plastic SOT-143 Package



El primero tiene una configuración del tipo cuadrado por la forma en que se encuentran los diodos colocados y el segundo del tipo cruzado por el mismo motivo ya mencionado.

Ventajas que presenta el mezclador:

- Es un dispositivo de montaje superficial, que lo hace ideal para el montaje en una PCB.
- Baja capacitancia problema que se suscitaba en todas las configuraciones anteriores.
- Bajas pérdidas de conversión.
- El costo económico se reduce de manera significativa.

Estas ventajas ayudan mucho para el desarrollo del sistema ya que implican tiempo y dinero.

3.3 Ruido en el mezclador

Entre los ruidos que pueden afectar a nuestro dispositivo se encuentran ruido térmico, de disparo, y ruido de flicker, para las microondas se encuentra en las frecuencias de submilímetros y son factores considerados en el diseño, modelado y optimización.

Ruido Térmico

Es debido al rango de movimiento de cargas acarreadas en materiales conductores arriba de los 0 kelvin. La potencia del ruido térmico se mide en su ancho de banda B y es de la siguiente forma:

$$P_{\text{thermal}}=4kTB$$

Y es independiente de la frecuencia, corriente o resistencia. Para el diodo con resistencias en serie R_s el ruido del voltaje térmico es:

$$\langle v^2_{\text{thermal}} \rangle = 4kTB R_s$$

Éste es el equivalente de microondas de Rayleigh- Jones la aproximación de la ley de Planck de radiación de los cuerpos negros:

$$\langle v^2_{\text{thermal}} \rangle = \frac{4hfBR_s}{e^{(hf)/(kT)} - 1}$$

Donde la h la constante de Planck ($6.6262 \times 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$) y f es la frecuencia.

La aproximación es válida para $f < 100\text{GHz}$ y $T > 100 \text{ K}$.

Una relación alternativa es la de ruido de corriente.

$$\langle i^2_{\text{thermal}} \rangle = \frac{4kTB}{R_s}$$

Ruido de disparo

Este ruido es una manifestación del factor físico de la corriente y la suma de los rangos del flujo individual de los electrones. Asumiendo que el tiempo transitorio es mucho más pequeño que el recíproco de la medición de la frecuencia del ruido de disparo de la corriente del diodo es:

$$\langle i_{shot}^2 \rangle = 2q_e(I_{dc} + 2I_s)B \quad \dots(1)$$

Donde I_{dc} es la corriente de polarización diferenciando el incremento de la resistencia de polarización es:

$$R_j(I_{dc}) = \frac{1}{\Lambda(I_{dc} + I_s)} = \frac{nkT}{q_e(I_{dc} + I_s)} \quad \dots(2)$$

Para encontrar la potencia del ruido de disparo es:

$$P_{shot} = \langle i_{shot}^2 \rangle R_j = 2nkTB \left(1 + \frac{I_s}{I_{dc} + I_s}\right) \quad \dots(3)$$

El diodo con una $n \sim 1$ tenemos aproximadamente igual al ruido de disparo y la potencia del ruido térmico por unidad de ancho de banda.

Ruido de flicker

Ruido de flicker $1/f$ (ruido) es generalmente producido por imperfecciones del metal semiconductor de interfase. La potencia del ruido flicker depende tanto de las mediciones de ancho de banda y la corriente de polarización es aproximadamente proporcional a $1/f$.

En el ancho de banda B , entre las frecuencias f_H y f_L en donde el voltaje al cuadrado del ruido de flicker se puede escribir así:

$$\langle v_f^2 \rangle = 2nkTf_n R_j \left(1 + \frac{I_s}{I_s + I_{dc}}\right) \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)$$

Donde f_n es la frecuencia de corte que el voltaje de ruido de flicker y el ruido de disparo son similares. Una manera de evitar el ruido de flicker ($1/f$), el problema al mismo tiempo es mejorar la sensibilidad de los receptores ya que el ruido de flicker es un problema de sensibilidad importante.

Sumando las componentes de ruido térmico, disparo y flicker el voltaje total de ruido es:

$$\langle v_f^2 \rangle = 4kTB \left\{ R_s + \frac{n}{2} R_j \left(1 + \frac{I_s}{I_s + I_{dc}} \right) (R_j) \right\}$$

Este resultado se simplifica cuando $I_s \ll I_{dc}$.

El “ruido blanco” la proporción de temperatura t_w las mediciones de los ruidos de polarización del diodo comparado con el del resistor está definido como:

$$t_w = \frac{\text{Total de la potencia de ruido disponible para un diodo, en un ancho de banda } \mathbf{B}}{\text{La potencia de ruido termico disponible en un resistor a } T_0, \text{ en un ancho de banda } \mathbf{B}}$$

Donde T_0 es una referencia de temperatura, convencionalmente 290 K. “blanco” implica independencia de la frecuencia. Y puede ser mostrado que para el diodo obedece a la expresión,

$$t_w = \frac{1}{(R_j + R_s) T_0} T \left[R_s + \frac{1}{2} n \left(1 + \frac{I_s}{I_{dc} + I_s} \right) R_j \right]$$

Cuando $R_j \gg R_s$ la ecuación anterior se reduce a la ecuación familiar

$$t_w \cong \frac{1}{2} n \frac{T}{T_0} \left(1 + \frac{1}{I_{dc} + I_s} \right)$$

Para la siguientes polarizaciones, t_w es usualmente <1 . Sin embargo, no hace la inclusión de la componente de ruido de flicker esto es importante para los detectores. Asumiendo que $I_{dc} \gg I_s$, $R_j \ll R_s$, y $n \sim 1$ se modifica la ecuación (11.12) esto hace incluir el ruido de flicker, la frecuencia depende de la porción de ruido.

$$t_n(f) \cong t_w + \frac{1}{2} \frac{f_n}{f}$$

En donde el último término representa la componente del ruido de flicker.

CAPITULO 4

Divisor de frecuencia

El mayor problema del diseño del divisor de frecuencia es el mezclador balanceado o siendo más específico, son los acopladores direccionales de banda ancha que se requieren para el acoplamiento del puente de diodos. Para solucionar este problema se pudo modificar el esquema del divisor de tal manera

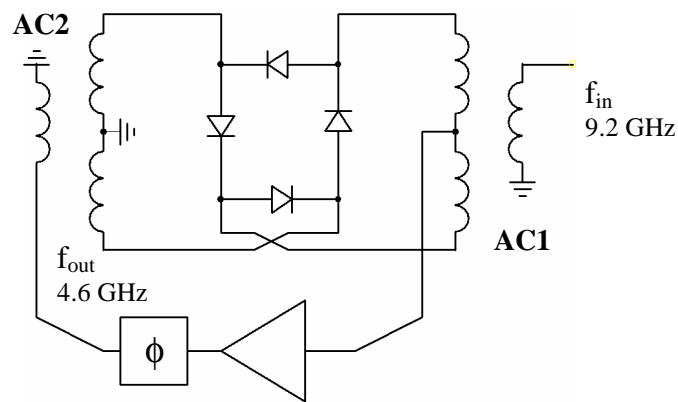


Fig. 4.1 Divisor de frecuencia regenerativo convencional

que los acopladores ya no son necesarios. Así, en la Fig. 4.1 se muestra el

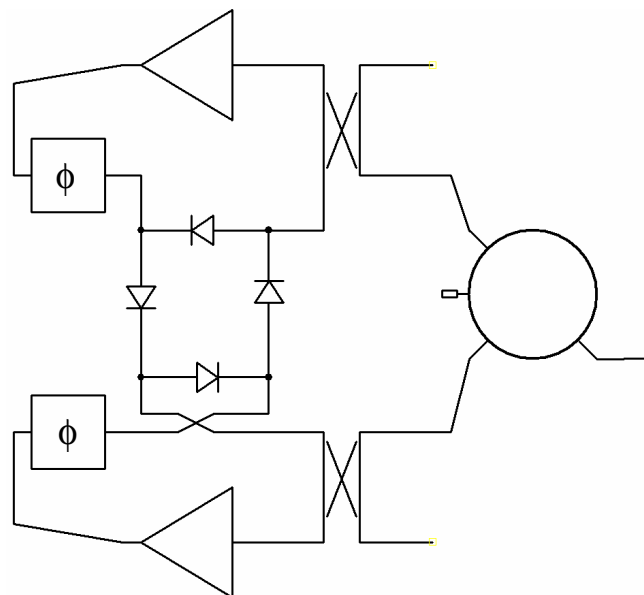


Fig. 4.2 Divisor de frecuencia regenerativo modificado

esquema de un divisor convencional con un mezclador balanceado y el cual efectivamente necesita dos acopladores los cuales tienen que operar en la frecuencia de 4.6 GHz y de 9.2 GHz. Sin embargo se puede notar que el transformador AC1 sirve para sumar la señal de 4.6 GHz y luego el acoplador AC2 otra vez lo divide y hace inversión de fases. Ahora la idea es no sumar y no dividir la señal con acopladores sino pasarla directamente a través de dos amplificadores hacia los lados apuestos del puente de diodos (Fig. 4.2). En esta nueva configuración de divisor ya no se requieren los acopladores de banda ancha. La señal de 9.2 GHz se inyecta al circuito por medio de un acoplador rectangular (rat race) que simplemente divide la señal con las fases apropiadas y dos acopladores de líneas microstrip acopladas. El divisor propuesto se puede realizar fácilmente en una tarjeta de circuitos impresos. Hay que mencionar que para este circuito ya se requieren dos amplificadores y más elementos de ajuste como son los reguladores de fase y la otra desventaja es la alta potencia de entrada que se debe a los acopladores de líneas acopladas. Sin embargo a pesar de estas desventajas por el momento este circuito es la mejor solución. De hecho todos los dispositivos del divisor propuesto son muy simples y no deben de presentar problemas de fabricación o de ajuste.

Si no se requiere la banda de operación de divisor muy ancha se pueden reemplazar los acopladores de líneas acopladas por unos filtros direccionales como se muestra en la Figura 4.3. Los filtros direccionales son dispositivos muy interesantes que poseen propiedades de un acoplador direccional y de un resonador y permiten disminuir las pérdidas de señal considerablemente. En el siguiente capítulo se presenta la teoría de estos filtros.

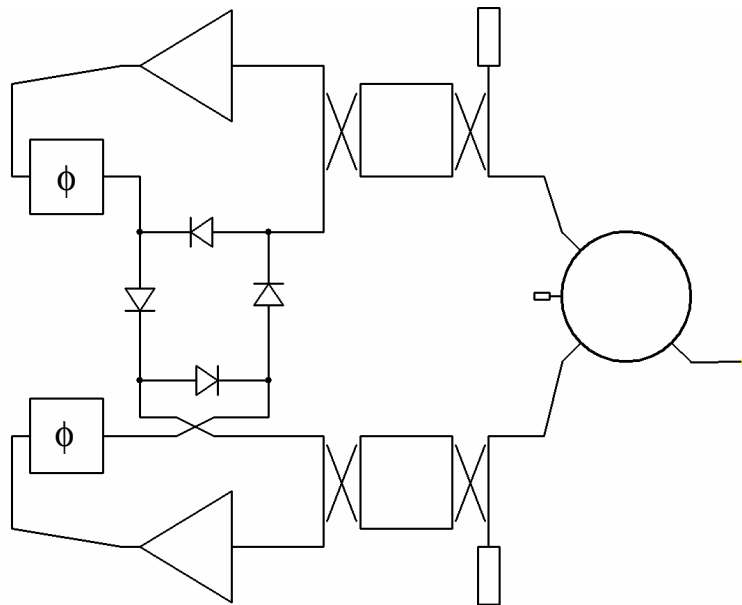


Fig. 4.3 Divisor de frecuencia regenerativo modificado con filtros direccionales.

4.1 Filtros Direccionales

Estos filtros son clasificados como de canal de separación de diferentes frecuencias. En suma, la información es presentada directamente relacionada con la estructura, onda viajera y resonador de anillo.

Es un dispositivo pasivo que multiplica la potencia y acepta un amplio régimen.

El filtro direccional de 4 puertos es un dispositivo que en teoría tiene características de pérdida definida cuando cada uno de los puertos pone fin en esta característica de impedancia.



Fig. 4.4 Modelo del filtro direccional

Cuando la potencia incidente entra por el puerto 1 emerge por el puerto 4 con una frecuencia de respuesta de filtro pasa banda, mientras que la potencia emerge por el puerto 2 con la respuesta en frecuencia complementaria de la banda de rechazo del filtro. No aparece ninguna potencia en el puerto 3 y nada es reflejado para el puerto 1.

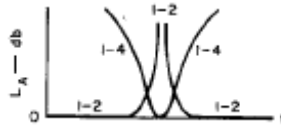


Fig. 4.5 Propiedades de atenuación del filtro direccional

En esta figura se muestra la respuesta en frecuencia típica de un filtro direccional resonante.

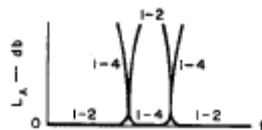


Fig. 4.6 Propiedades de atenuación del filtro direccional

En este gráfico aparece un filtro direccional con multi resonador.

En la mitad de la banda la pérdida de inserción, entre los puertos tiene la respuesta en frecuencia de la banda de paso banda.

En un filtro direccional real emplea resonadores con Q descargada, finita es similar a los filtros de 2 puertos paso banda, tienen similar respuesta en frecuencia y utilizan resonadores con una Q descargada finita similar.

En la siguiente figura se muestra un ejemplo de la aplicación de canal de los filtros direccionales.

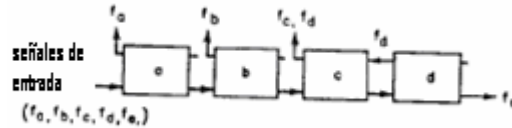


Fig. 4.7 Ejemplo de filtro direccional para su aplicación en la separación de canales

En este caso los filtros a, b, y d, están aislados por un puerto que no esta en uso. Sin embargo, en el caso del filtro c es usado para que f_c y f_d aparezcan en un puerto común.

Por que el filtro direccional es un dispositivo recíproco, También puede ser usado como un ejemplo de dispositivo combinado de frecuencia, si todas las flechas cambian hacia atrás. Es incontable otras interconexiones de los filtros direccionales es viable conociendo los requerimientos específicos.

Existe una gran variedad de filtros direccionales y esto se basa en el tipo de aplicación. En la gráfica siguiente se muestran los filtros direccionales más utilizados.

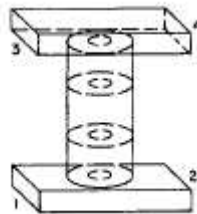


Fig. 4.8 Otra tipo de filtro direccional

Este tipo de filtro direccional utiliza 2 guías de onda rectangulares operando en el dominio TE_{10} modo conectado por los medios de resonador cilíndrico de cavidad (acoplador directo) operando en polarización circular modo TE_{11} . Cualquier número de círculos polarizados TE_{11} resonadores que pueden ser usados para este filtro direccional obteniendo incremento en el canal inactivo de rechazo. El filtro paso banda es típico solo una fracción del 1% ancho. Sin embargo, para usar un acoplador especial entre las aperturas de las guías de onda rectangulares, los ancho de banda en el orden del 3% pueden ser obtenidos por simples filtros de cavidad y anchos de banda sobre el 2% puede ser obtenido por filtros multicavidad.

La Q alta usada en este tipo de cavidades permite relativamente bajas pérdidas, con el desempeño en la banda de paso.

Ahora describiremos otro tipo de filtro direccional que es utilizado para este desarrollo su nombre es filtro direccional de strip-line y se muestra a continuación.

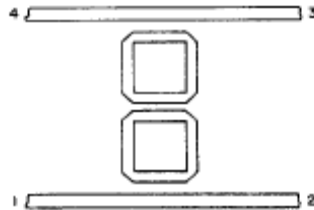


Fig.4.9 Filtro direccional realizado con solo líneas microstrip

Es utilizado para resonadores de anillo de onda viajera en el cual es típico una longitud de onda en media circunferencia en media banda. Son acopladas una a otra, se terminan en líneas micro strip, de cuarto de longitud de onda direccional (rat -race) en este caso el filtro direccional de guía de onda.

Existe una gran ventaja para la construcción de estos filtros ya que son más simples con líneas microstrip. Sin embargo este tipo de dispositivo es usualmente diseñado por ancho de banda modesto pocas veces en banda ancha.

Otro tipo de filtro direccional es el realizado en guías de onda, usando una gran variedad de acopladores de guía de onda al conectar la guía de onda de anillo a la parte externa del acoplador de guía de onda pero esta forma de filtro no es utilizado en la práctica. Una forma relacionada de guía de onda es la estructura de anillo de onda viajera, esta estructura es comúnmente utilizada en multiplicadores de potencia.

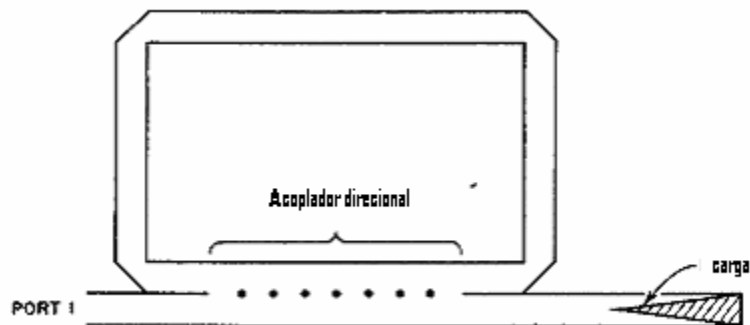


Fig. 4.10 filtro direccional típico

Esta estructura es formada por un resonador simple, un filtro direccional de onda viajera es cuando la salida de la guía de onda ha sido retirada. La ventaja de estos filtros es que absorben poca potencia.

4.2 Simulación del divisor

La eficiencia y el desempeño del divisor radica como se ha visto en este desarrollo en que tanto podemos disminuir el nivel de ruido de flicker o ruido de fase, este diseño nos demuestra un buen desempeño dentro de los niveles de ruido que nos presenta la simulación. Para las siguientes gráficas podemos ver como se desenvuelve nuestro divisor simulado en el ADS (*Advanced Design System*) ésta es la respuesta de la simulación en donde utilizamos un mezclador de 4 diodos y vemos que nuestro nivel de ruido permanece en niveles bajos.

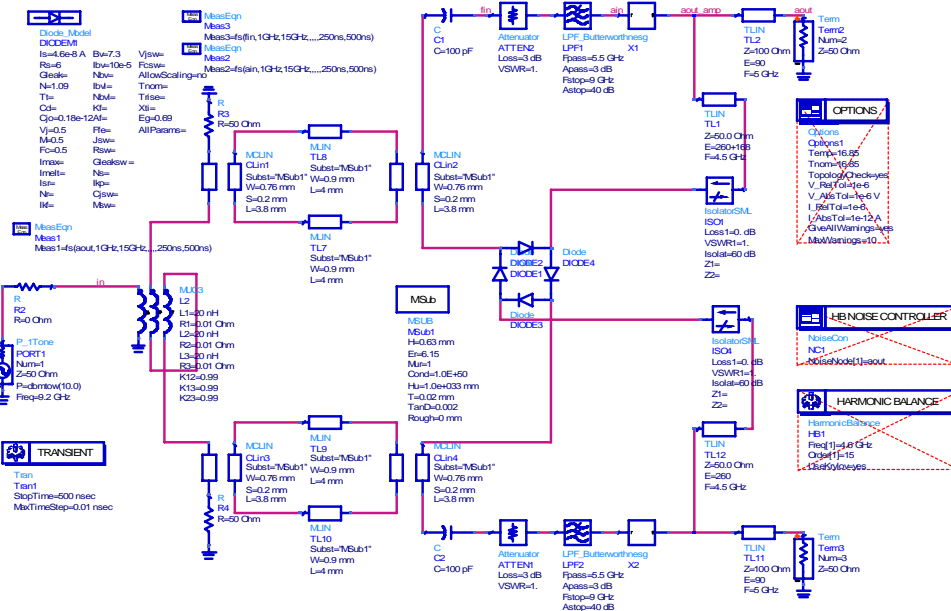


Fig. 4.10 Circuito completo del divisor con 4 diodos.

Se presentan cuatro gráficas dos para cada mezclador en donde la diferencias que a cada mezclador es que tienen un diferente número de diodos en su puente ya que uno es

el típico de cuatro diodos balanceados y el otro es de tecnología reciente de 8 diodos en donde esperamos tener el valor óptimo de niveles de ruido.

Se presentan primero las del transitorio por que para el Armonic Balance (balance armónico) el software tiene que hacer el análisis transitorio para que posteriormente realice el balance de armónicas que es como funciona este software.

En la fig. 4.1 podemos observar la respuesta transitoria del lado izquierdo el valor de la amplitud en mV y el tiempo es 250 ns, del lado derecho podemos ver en el espectro la relación de armónicas y podemos ver que nuestra armónica M1 se encuentra en la frecuencia requerida de 4.6 GHz con una magnitud de -15.913dBm y en la segunda que le sigue en magnitud se encuentra en 9.2 GHz.

Para la fig. 4.2 observamos nuevamente el espectro de salida ya limpio en donde se denota de manera clara la frecuencia dividida y en el lado derecho observamos el ruido de fase en donde lo tenemos para una frecuencia de Fourier de 1 Hz a -160dBc que es un nivel bastante aceptable ya que en forma comercial no se tiene ese valor a nivel de ruido para un divisor de estas características.

Ahora bien después de haber hecho la simulación se decide probar con otro mezclador, éste cuenta con 8 diodos en lugar de cuatro y en sus hojas de especificaciones nos presenta un nivel de ruido bajo por lo tanto se decide utilizarse en la simulación y nos presenta las siguiente gráfica 4.3 podemos ver que existen cambios circunstanciales en el análisis transitorio y en la magnitud de la armónica M1 en el espectro que ahora es de -4.7249 dBm en la figura 4.4 aparece ya nuestra señal limpia del espectro y podemos ver que se tiene casi el doble de amplitud que con el de 4 diodos de igual forma se puede observar cada una de las armónicas subsecuentes con una amplitud aceptable, en la gráfica de la derecha de esa misma figura se observa el nivel de ruido de flicker para la frecuencia de fourier de 1Hz (se realiza para esta frecuencia en especial por que el valor de ruido tiende a permanecer constante durante las demás frecuencias de fourier de -170dBc que es muy bueno para el objetivo.

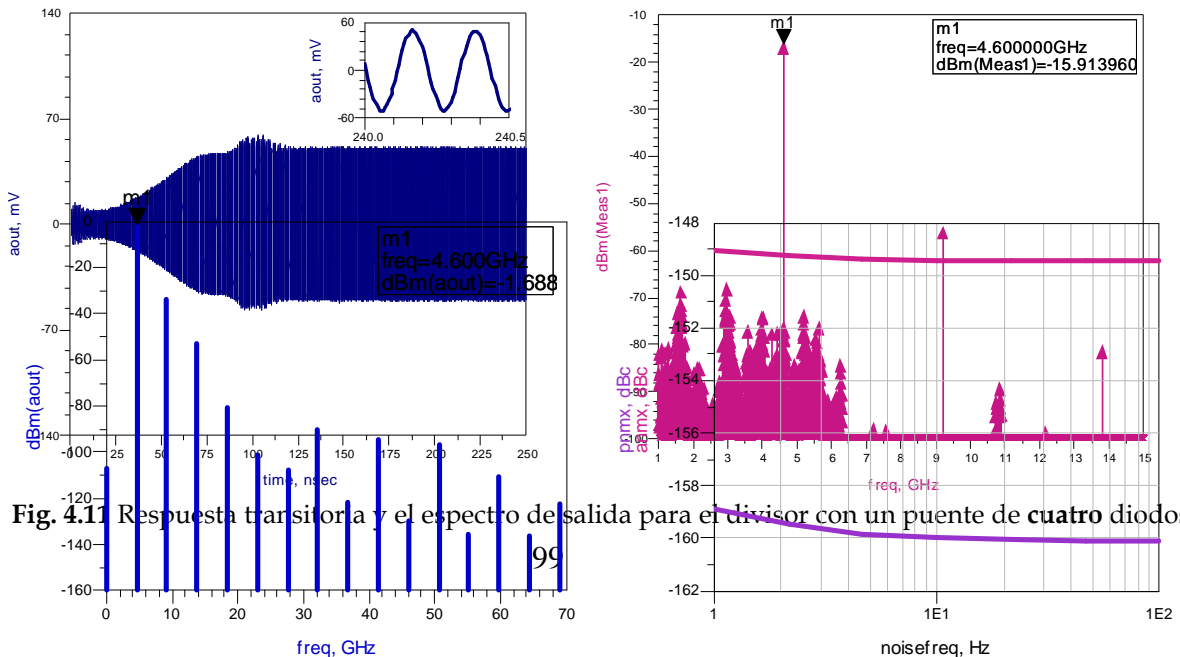


Fig. 4.11 Respuesta transitoria y el espectro de salida para el divisor con un puente de cuatro diodos.

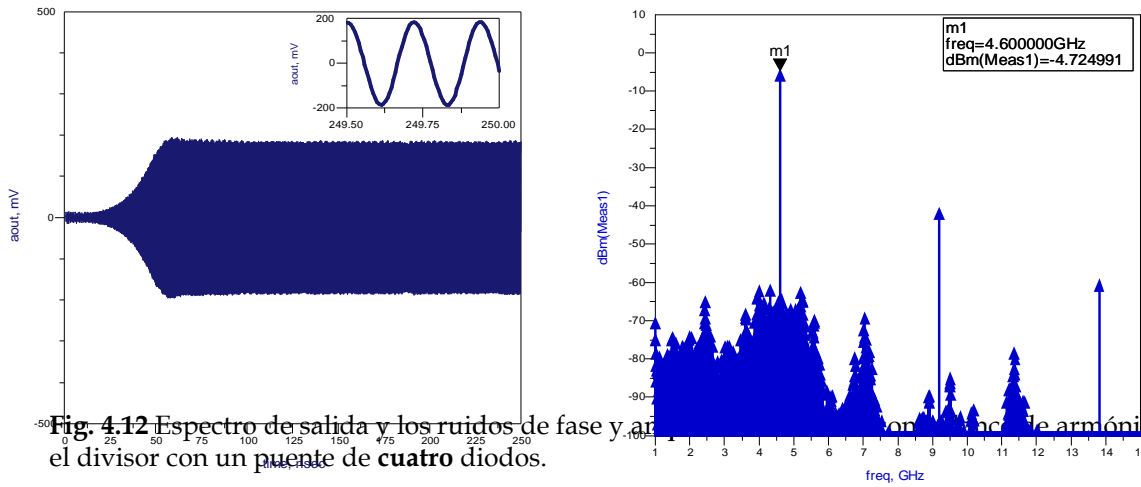


Fig. 4.12 Espectro de salida y los ruidos de fase y amplitud simulados con balance de armónicas para el divisor con un puente de **cuatro** diodos.

Fig. 4.14 Espectro de salida y los ruidos de fase y amplitud simulados con balance de armónicas para el divisor con un puente de **ocho** diodos.

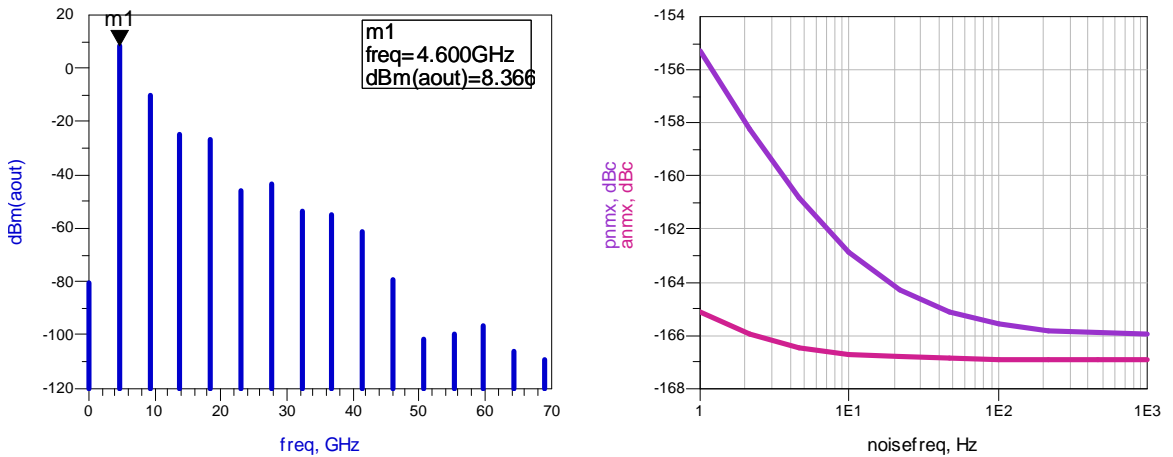


Fig. 4.15 Respuesta transitoria y el espectro de salida para el divisor con un puente de **ocho** diodos.

CONCLUSIONES

Se realizó de forma exitosa el diseño e implementación de nuestro sistema de control de modos duales para estándares secundarios de frecuencia

En nuestro diseño del divisor de frecuencia proponemos un ruido de fase alto y a éste le sumamos el ruido de fase del sistema oscilante tendremos un oscilador demasiado inestable por los niveles de ruido que presenta. Después de revisar distintas metodologías y tecnologías existentes se pudo desarrollar la forma de reducir este ruido.

Como primer paso se encontró una metodología para acoplar impedancias en la red de entrada y salida del amplificador logrando no tener niveles de ruido y acoplando, compensando de forma simple las impedancias.

Tomando en cuenta las nuevas generaciones de transistores y verificando sus niveles de ruido de fase encontramos un transistor SiGe que nos maneja unos niveles de ruido de fase bastante aceptables ya que se encuentra por debajo de los -165dB. Con este transistor se realizó el diseño del amplificador y encontramos unos niveles de ruido de fase óptimos, que no existen en el mercado para un amplificador de microondas.

Por otra parte a diferencia de los divisores existentes como el de Hittite HMC361S8G este es uno de los divisores con mejor ruido de fase, pero a diferencia del realizado en este proyecto los niveles de ruido de fase son al rededor de 25dB mejorados respecto al divisor de Hittite HMC361S8G, esto se debe a que el circuito integrado maneja un sin número de transistores en su etapa de amplificación ya que los encapsulados en su estructura así se componen, cosa que no sucede en nuestro caso ya que nosotros utilizamos solamente 2 transistores del mismo tipo y además de bajo ruido de fase esto explica el por qué se reducen los niveles de ruido de manera significativa.

Ahora bien, el proceso se realizo de la siguiente manera, primero se realizo el diseño con base en los conceptos de acoplamiento de impedancias y de ahí se pasó a la simulación en donde pudimos obtener resultados bastante sorprendentes ya que lo que se previó en los cálculos resultó en la simulación haciendo uso de las herramientas de software como lo fue el microwave office que nos sirvió para las redes de acoplamiento y el análisis de estabilidad axial como la ganancia y aspectos de diseño de amplificadores y con la otra herramienta que es el ADS (Advanced Design Systems) obtuvimos el balance armónico así

como las graficas de ruido de fase que el software proporciona de manera directa que requeríamos en este caso.

Los valores obtenidos son los siguientes:

- * El nivel de ruido de fase se mejoro (-167 dB) al presentado en las hojas de especificaciones de Hittite para su divisor HMC361S8G en 25dB.
- * A su vez el amplificador diseñado para este divisor con un nivel de ruido de fase de 150 dBc/Hz
- * El costo se reduce notablemente en comparación con otras técnicas de fabricación

En las mediciones experimentales nos encontramos con el problema de falta de equipo adecuado para realizar estas mediciones ya que son niveles de ruido muy pequeños. La falta de este equipo sensible y costoso por lo cual no se pudo realizar la prueba, pero se realizaron una serie de mediciones que permitan decir que nivel de ruido es bastante bajo y eso se denota en que el divisor actualmente está funcionando en el CENAM (Centro nacional de metrología) como parte de un oscilador.

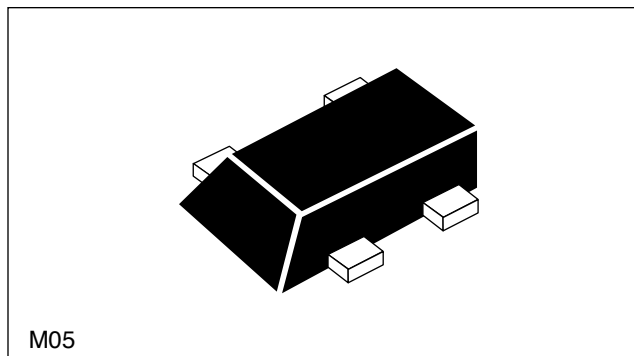


NEC's NPN SiGe
HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

NESG2021M05

FEATURES

- **HIGH BREAKDOWN VOLTAGE SiGe TECHNOLOGY**
V_{CEO} = 5 V (Absolute Maximum)
- **LOW NOISE FIGURE:**
NF = 0.9 dB at 2 GHz
NF = 1.3 dB at 5.2 GHz
- **HIGH MAXIMUM STABLE GAIN:**
MSG = 22.5 dB at 2 GHz
- **LOW PROFILE M05 PACKAGE:**
SOT-343 footprint, with a height of only 0.59 mm
Flat lead style for better RF performance
- **Pb Free**



DESCRIPTION

NEC's NESG2021M05 is fabricated using NEC's high voltage Silicon Germanium process (UHS2-HV), and is designed for a wide range of applications including low noise amplifiers, medium power amplifiers, and oscillators.

NEC's low profile, flat lead style M05 Package provides high frequency performance for compact wireless designs.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C)

PART NUMBER PACKAGE OUTLINE		NESG2021M05 M05			
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
RF	NF	Noise Figure at V _{CE} = 2 V, I _C = 3 mA, f = 5.2 GHz, Z _S = Z _{SOPT} , Z _L = Z _{LOPT}	dB	1.3	
	G _a	Associated Gain at V _{CE} = 2 V, I _C = 3 mA, f = 5.2 GHz, Z _S = Z _{SOPT} , Z _L = Z _{LOPT}	dB	10.0	
	NF	Noise Figure at V _{CE} = 2 V, I _C = 3 mA, f = 2 GHz, Z _S = Z _{SOPT} , Z _L = Z _{LOPT}	dB	0.9	1.2
	G _a	Associated Gain at V _{CE} = 2 V, I _C = 3 mA, f = 2 GHz, Z _S = Z _{SOPT} , Z _L = Z _{LOPT}	dB	15.0	18.0
	MSG	Maximum Stable Gain ¹ at V _{CE} = 3 V, I _C = 10 mA, f = 2 GHz	dB	20.0	22.5
	IS _{21EI} ²	Insertion Power Gain at V _{CE} = 3 V, I _C = 10 mA, f = 2 GHz	dB	17.0	19.0
	P _{1dB}	Output Power at 1dB Compression Point at V _{CE} = 3 V, I _C = 12 mA, f = 2 GHz	dBm		9.0
	OIP ₃	Output 3rd Order Intercept Point at V _{CE} = 3 V, I _C = 12 mA, f = 2 GHz	dBm		17.0
	f _T	Gain Bandwidth Product at V _{CE} = 3 V, I _C = 10 mA, f = 2 GHz	GHz	20	25
Cre	Reverse Transfer Capacitance ² at V _{CB} = 2 V, I _C = 0 mA, f = 1 GHz	pF		0.1	0.2
DC	I _{CBO}	Collector Cutoff Current at V _{CB} = 5V, I _E = 0	nA		100
	I _{EBO}	Emitter Cutoff Current at V _{EB} = 1 V, I _C = 0	nA		100
	h _{FE}	DC Current Gain ³ at V _{CE} = 2 V, I _C = 5 mA		130	190

Notes:

1. $MSG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|$

2. Collector to base capacitance is measured by capacitance meter (automatic balance bridge method) when emitter pin is connected to the guard pin.

3. Pulsed measurement, pulse width ≤ 350 μs, duty cycle ≤ 2 %.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹ (T_A = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V _{CB0}	Collector to Base Voltage	V	13.0
V _{CE0}	Collector to Emitter Voltage	V	5.0
V _{EB0}	Emitter to Base Voltage	V	1.5
I _C	Collector Current	mA	35
P _T ²	Total Power Dissipation	mW	175
T _J	Junction Temperature	°C	150
T _{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to +150

Note:

1. Operation in excess of any one of these parameters may result in permanent damage.
2. Mounted on 1.08 cm² x 1.0 mm (t) glass epoxy PCB.

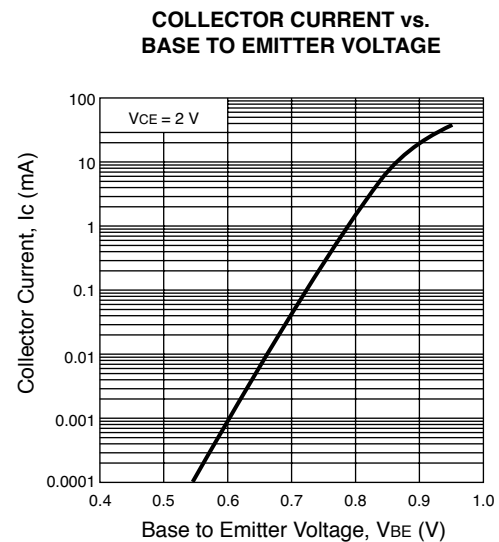
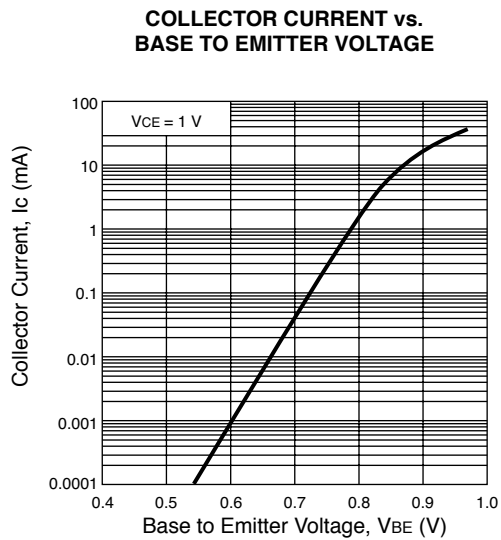
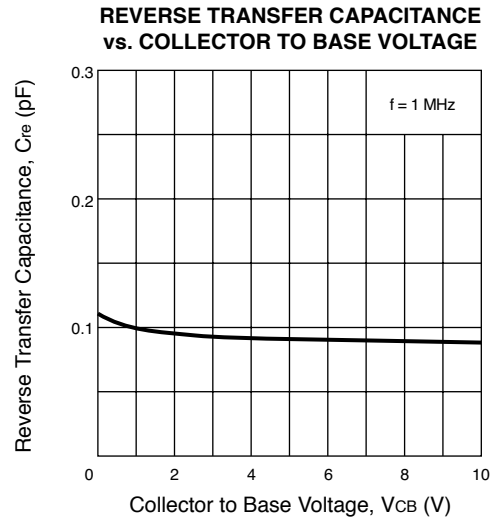
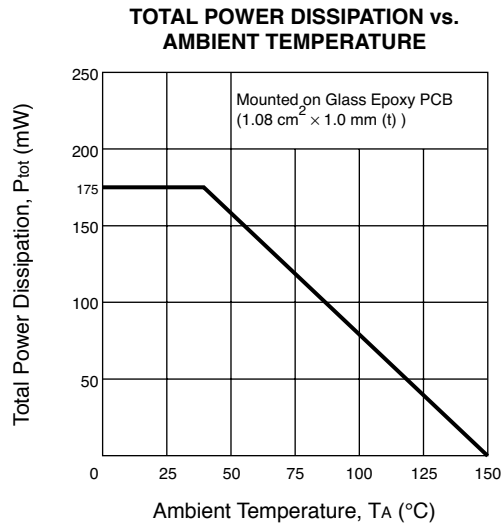
THERMAL RESISTANCE

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
R _{th j-c}	Junction to Case Resistance	°C/W	TBD

ORDERING INFORMATION

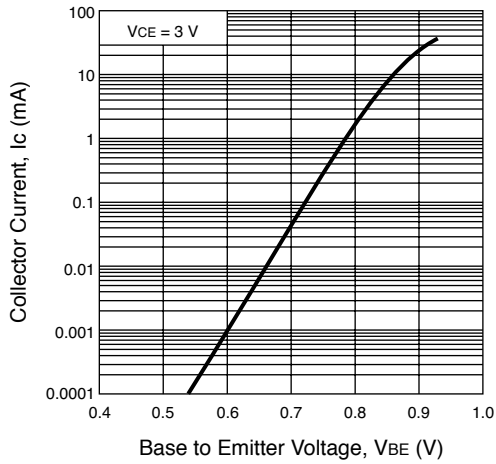
PART NUMBER	QUANTITY	SUPPLYING FORM
NESG2021M05-T1-A	3 kpcs/reel	<ul style="list-style-type: none"> • Pb Free • Pin 3 (Collector), Pin 4 (Emitter) face the perforation side of the tape • 8 mm wide embossed taping

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (T_A = 25°C)

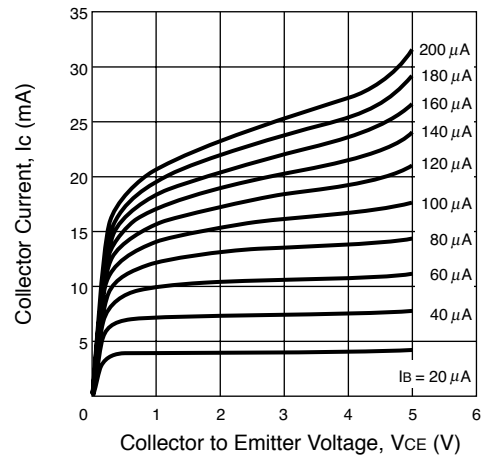


TYPICAL PERFORMANCE CURVES ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

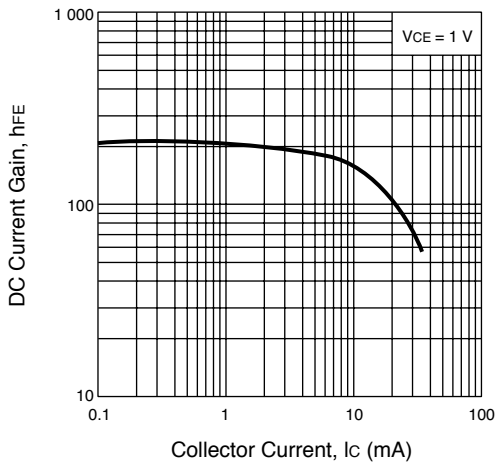
COLLECTOR CURRENT vs. BASE TO EMITTER VOLTAGE



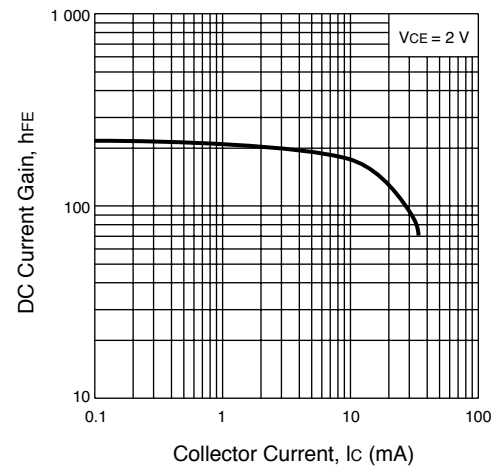
COLLECTOR CURRENT vs. COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE



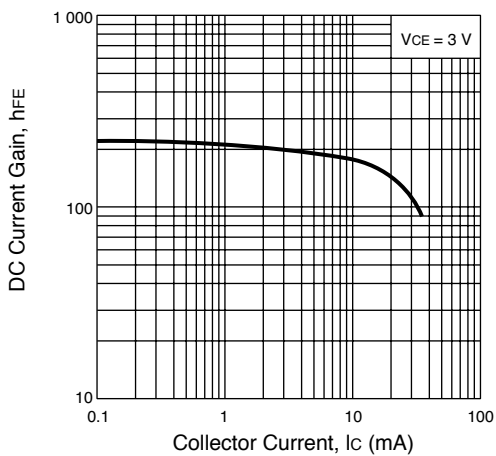
DC CURRENT GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



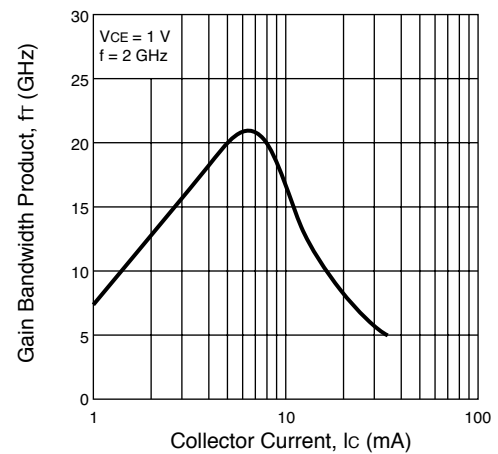
DC CURRENT GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



DC CURRENT GAIN vs. COLLECTOR CURRENT

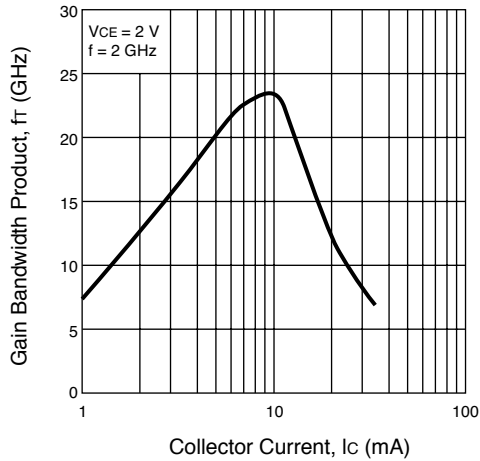


GAIN BANDWIDTH PRODUCT vs. COLLECTOR CURRENT

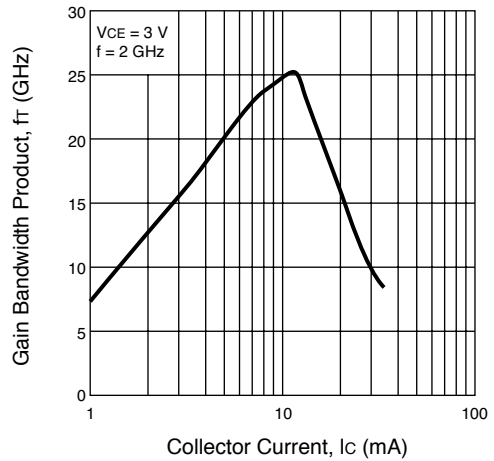


TYPICAL PERFORMANCE CURVES (T_A = 25°C)

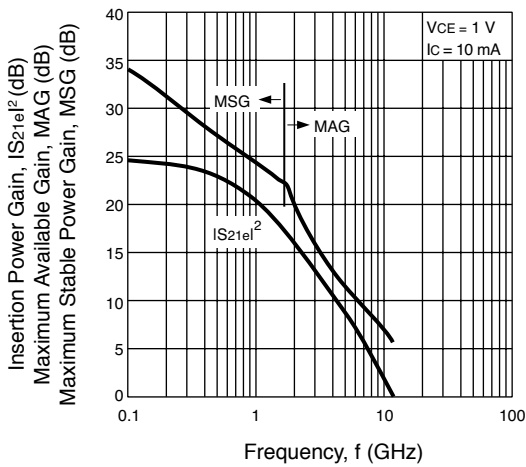
GAIN BANDWIDTH PRODUCT vs. COLLECTOR CURRENT



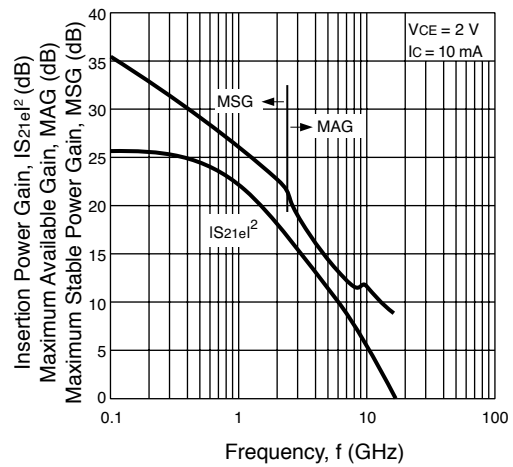
GAIN BANDWIDTH PRODUCT vs. COLLECTOR CURRENT



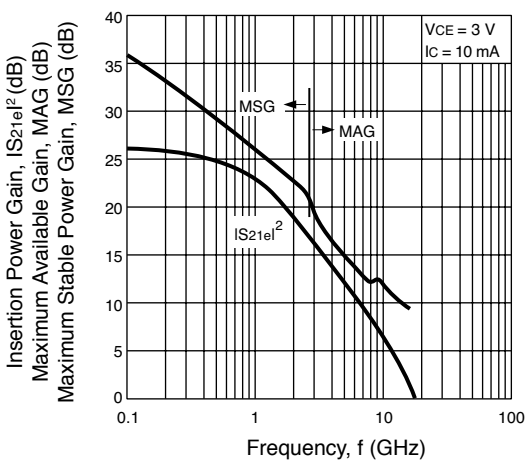
INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG vs. FREQUENCY



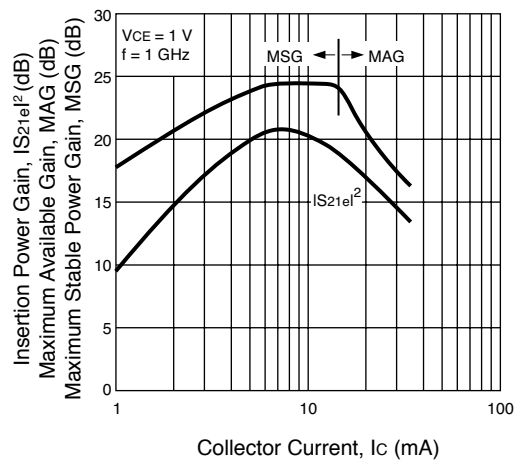
INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG vs. FREQUENCY



INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG vs. FREQUENCY

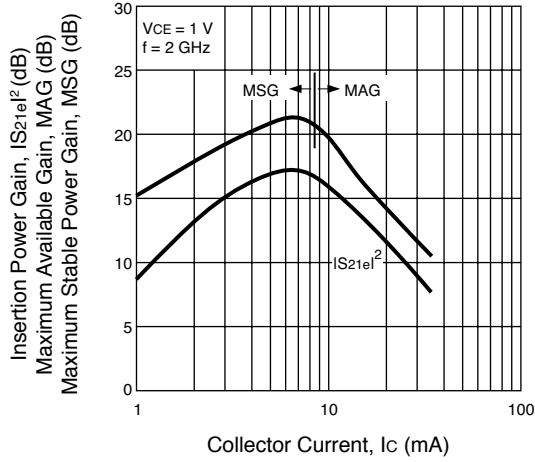


INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG vs. COLLECTOR CURRENT

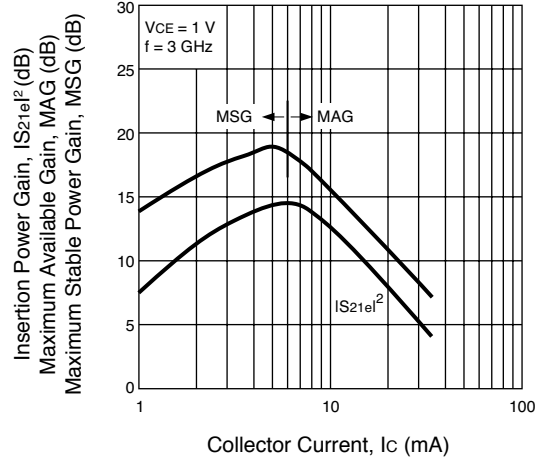


TYPICAL PERFORMANCE CURVES (T_A = 25°C)

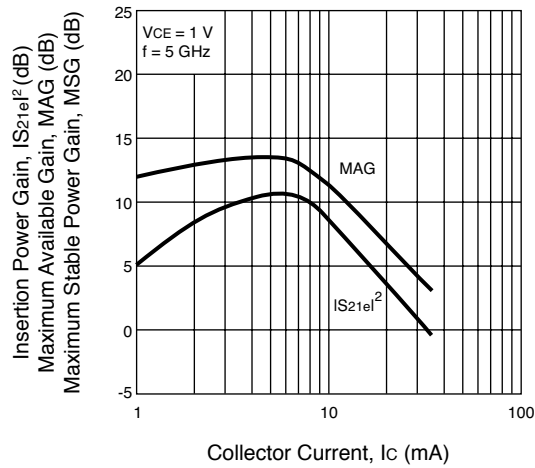
INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG
vs. COLLECTOR CURRENT



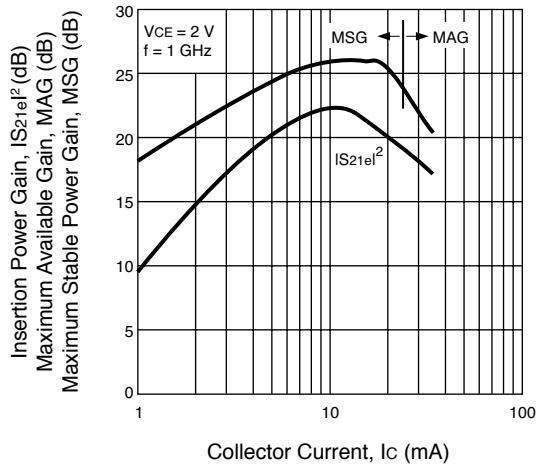
INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG
vs. COLLECTOR CURRENT



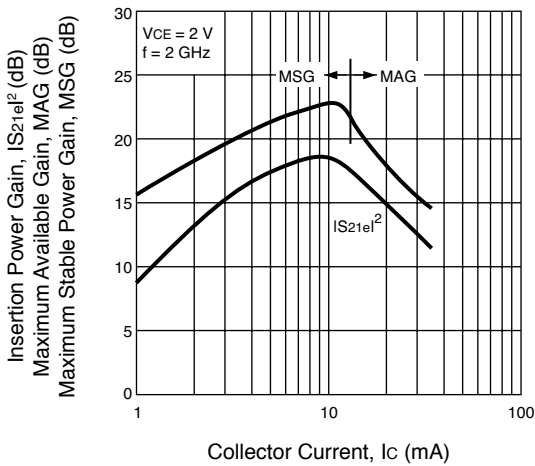
INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG
vs. COLLECTOR CURRENT



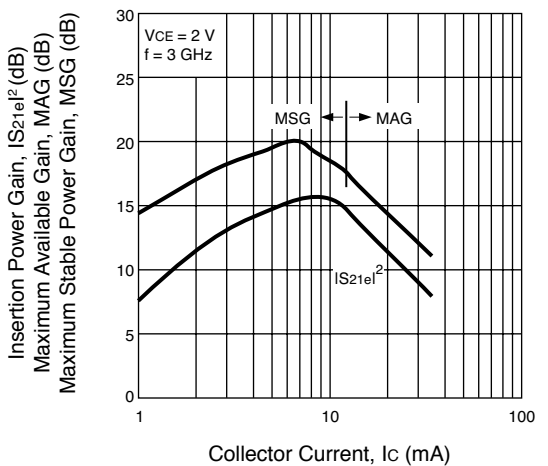
INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG
vs. COLLECTOR CURRENT



INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG
vs. COLLECTOR CURRENT

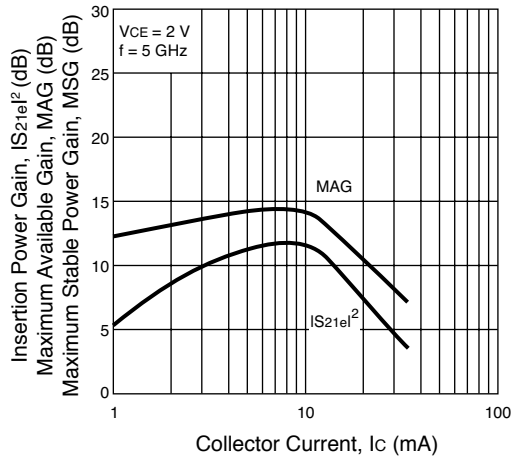


INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG
vs. COLLECTOR CURRENT

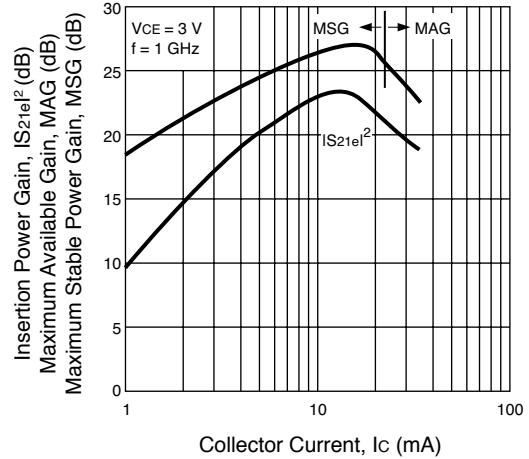


TYPICAL PERFORMANCE CURVES (T_A = 25°C)

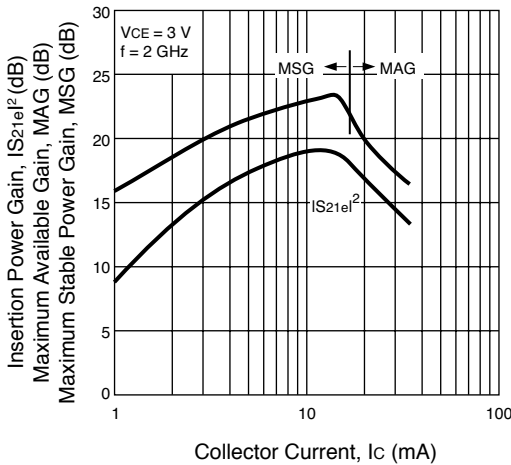
INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG vs. COLLECTOR CURRENT



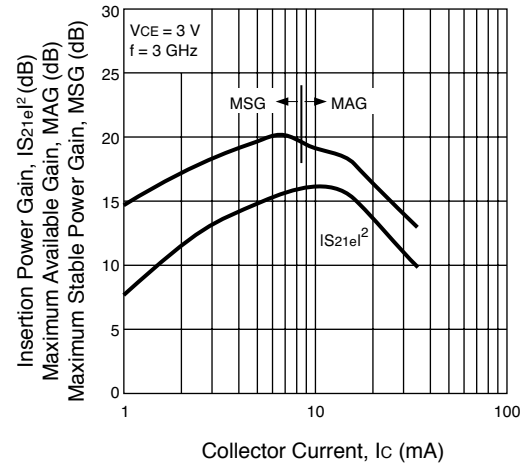
INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG vs. COLLECTOR CURRENT



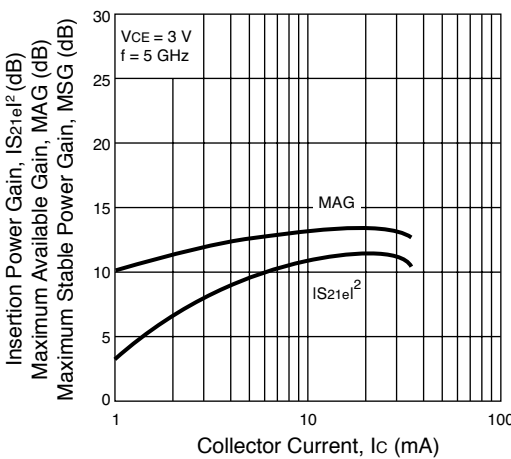
INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG vs. COLLECTOR CURRENT



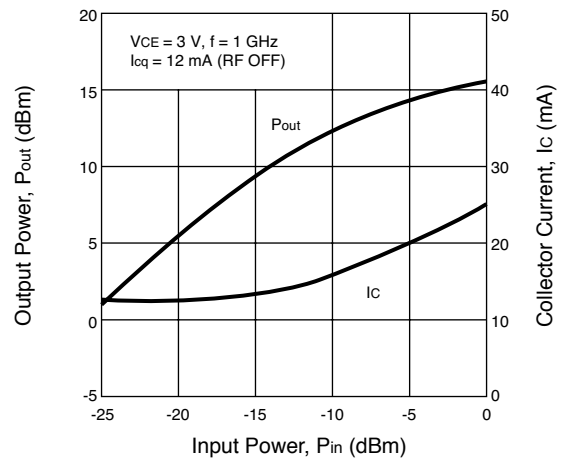
INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG vs. COLLECTOR CURRENT



INSERTION POWER GAIN, MAG, MSG vs. COLLECTOR CURRENT

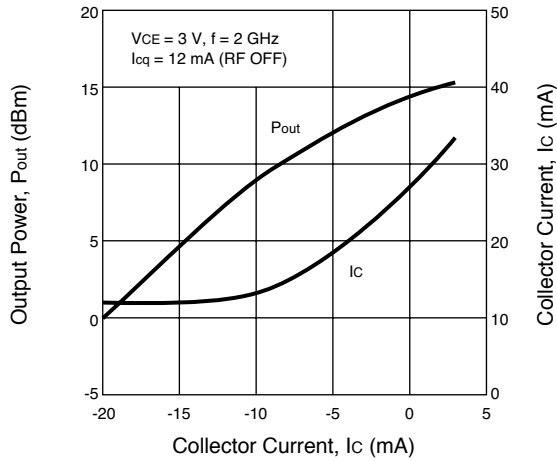


OUTPUT POWER, COLLECTOR CURRENT vs. INPUT POWER

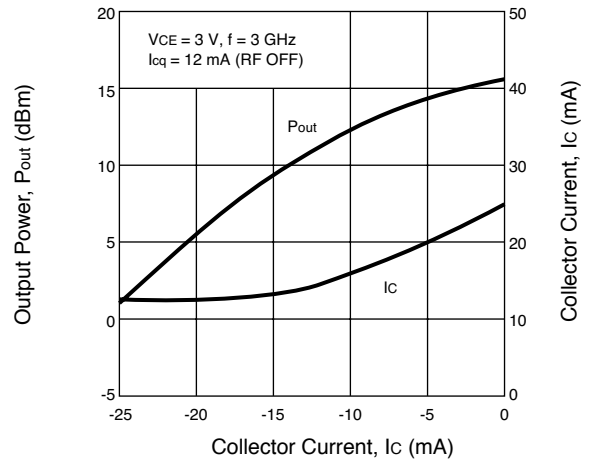


TYPICAL PERFORMANCE CURVES ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

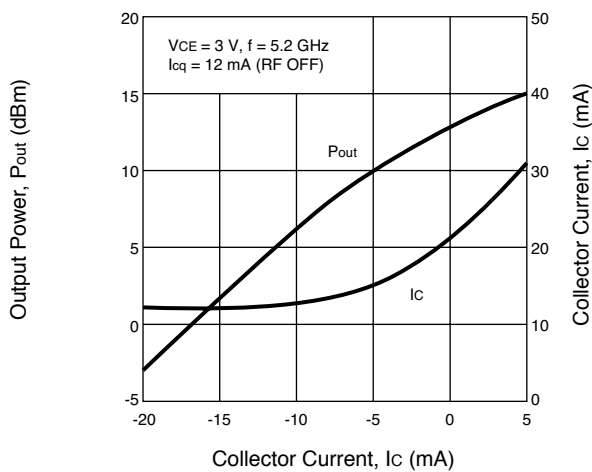
OUTPUT POWER, COLLECTOR CURRENT vs. INPUT POWER



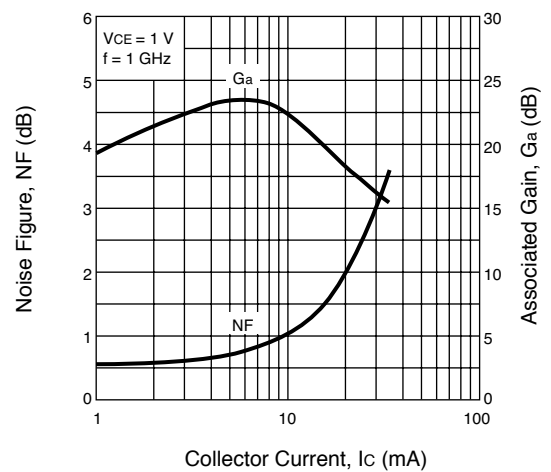
OUTPUT POWER, COLLECTOR CURRENT vs. INPUT POWER



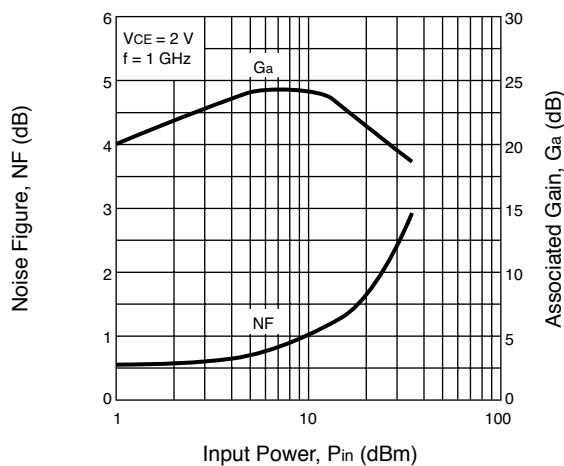
OUTPUT POWER, COLLECTOR CURRENT vs. INPUT POWER



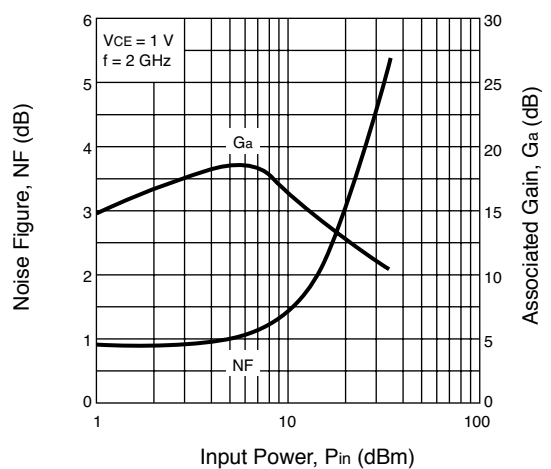
NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. COLLECTOR CURRENT

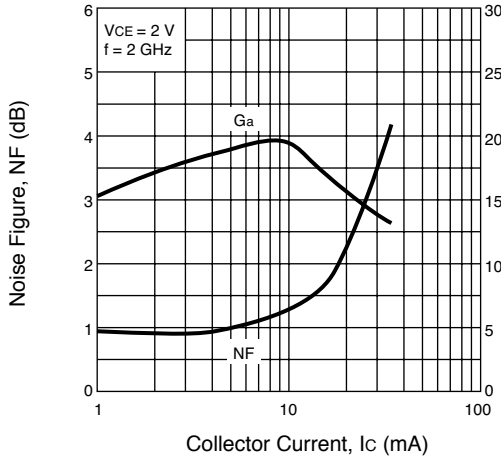


NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. COLLECTOR CURRENT

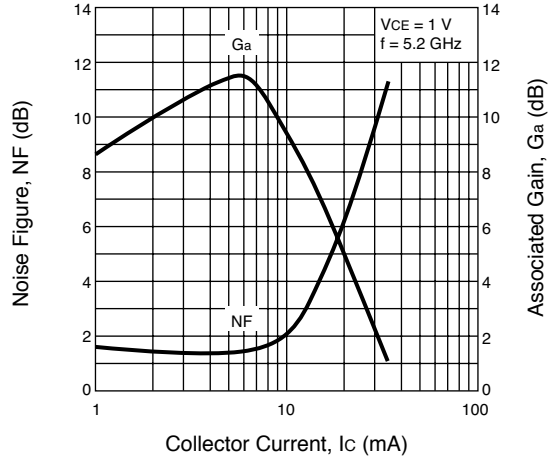


TYPICAL PERFORMANCE CURVES ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

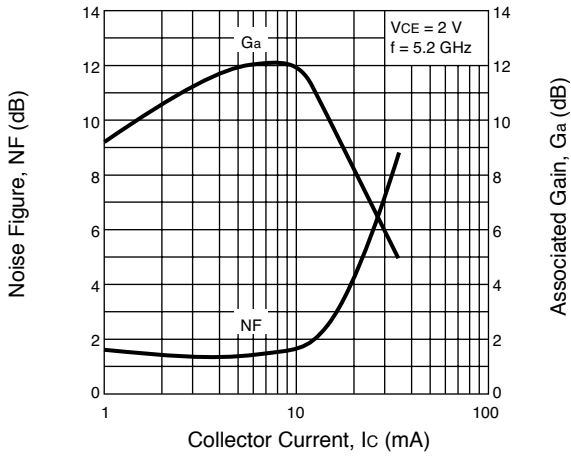
NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



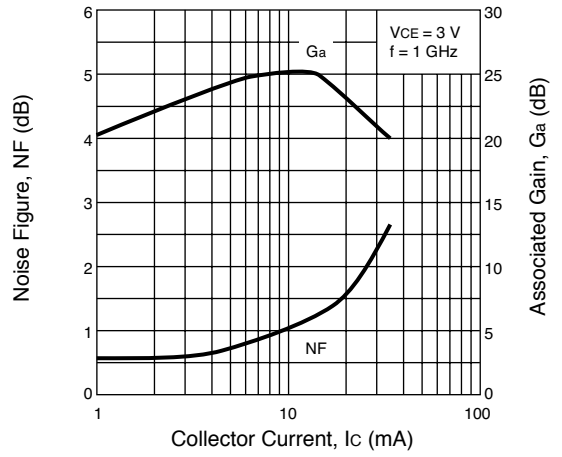
NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



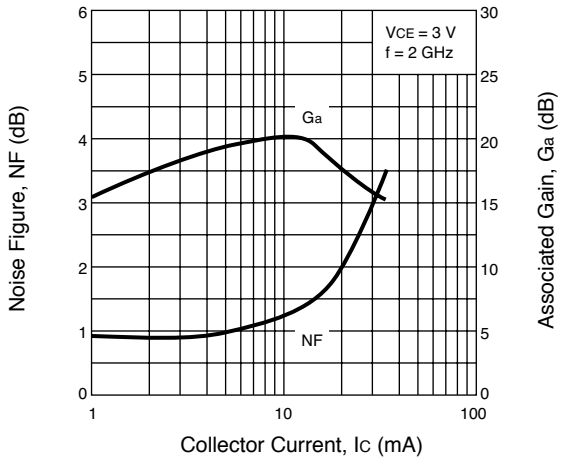
NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



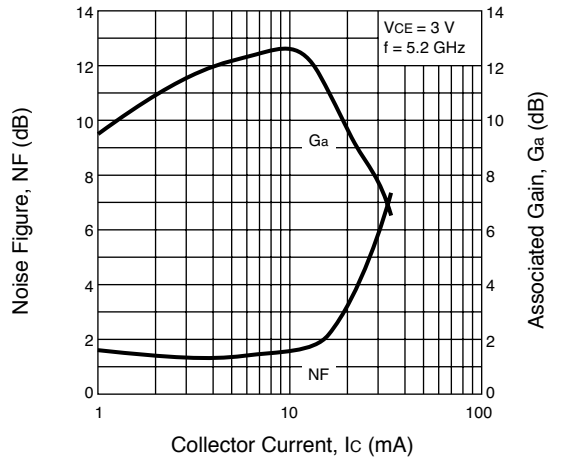
NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



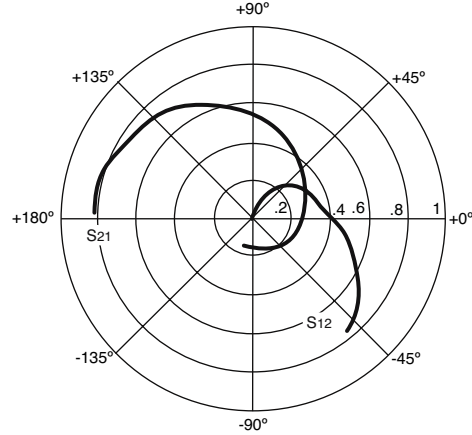
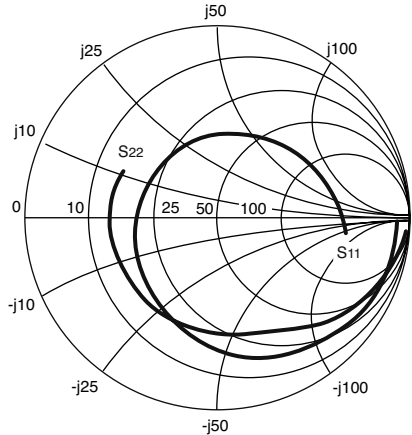
NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (T_A = 25°C)



NESG2021M05
V_c = 2 V, I_c = 3 mA

FREQUENCY GHz	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		K	MAG ¹ (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		
0.200	0.946	-10.22	8.272	171.72	0.010	77.40	0.972	-8.18	0.116	29.08
0.400	0.939	-21.17	8.157	162.07	0.019	72.44	0.949	-14.62	0.111	26.35
0.600	0.899	-31.03	7.778	151.63	0.026	65.01	0.911	-19.48	0.223	24.70
0.800	0.870	-41.43	7.582	143.03	0.033	59.52	0.882	-24.72	0.251	23.58
1.000	0.836	-50.89	7.300	135.01	0.039	54.23	0.852	-29.89	0.286	22.67
1.200	0.797	-60.01	7.021	127.25	0.045	49.42	0.824	-34.81	0.326	21.97
1.400	0.768	-68.73	6.712	120.08	0.049	45.04	0.794	-39.35	0.361	21.36
1.600	0.734	-77.22	6.429	113.09	0.053	41.07	0.766	-43.73	0.401	20.85
1.800	0.698	-85.25	6.108	106.35	0.056	37.28	0.739	-47.91	0.451	20.39
1.900	0.680	-89.09	5.952	103.34	0.057	35.63	0.727	-49.89	0.475	20.19
2.000	0.666	-92.89	5.832	99.77	0.058	33.76	0.714	-51.88	0.503	20.01
2.100	0.648	-96.89	5.707	96.86	0.059	32.38	0.702	-53.95	0.524	19.84
2.200	0.635	-100.52	5.555	93.97	0.060	30.84	0.694	-55.66	0.546	19.65
2.300	0.620	-104.26	5.426	91.03	0.061	29.56	0.684	-57.51	0.569	19.48
2.400	0.607	-107.86	5.288	88.16	0.062	28.09	0.675	-59.30	0.594	19.32
2.500	0.594	-111.38	5.162	85.36	0.063	26.83	0.667	-61.11	0.616	19.16
2.600	0.582	-115.04	5.056	82.39	0.063	25.53	0.658	-62.82	0.642	19.03
2.700	0.567	-118.51	4.943	79.90	0.064	24.45	0.652	-64.47	0.667	18.90
2.800	0.557	-122.08	4.823	77.07	0.064	23.28	0.644	-66.03	0.694	18.76
2.900	0.542	-125.65	4.722	74.51	0.065	22.42	0.636	-67.68	0.722	18.64
3.000	0.534	-128.55	4.589	72.07	0.065	21.17	0.631	-69.30	0.749	18.49
3.200	0.512	-135.89	4.408	67.05	0.066	19.53	0.621	-72.17	0.796	18.26
3.400	0.494	-142.68	4.222	62.21	0.066	17.95	0.612	-75.06	0.843	18.04
3.600	0.477	-149.48	4.051	57.47	0.067	16.46	0.604	-77.80	0.894	17.84
3.800	0.460	-156.31	3.895	52.88	0.067	15.34	0.598	-80.46	0.939	17.63
4.000	0.448	-163.14	3.749	48.36	0.068	14.14	0.593	-83.15	0.977	17.42
4.200	0.435	-170.10	3.618	43.92	0.069	13.00	0.590	-85.78	1.015	16.46
4.400	0.424	-176.87	3.485	39.60	0.069	11.95	0.587	-88.38	1.055	15.60
4.600	0.415	-176.19	3.377	35.22	0.070	11.04	0.583	-91.04	1.090	15.02
4.800	0.406	169.47	3.260	31.03	0.070	10.09	0.582	-93.58	1.123	14.52
5.000	0.400	162.66	3.158	26.84	0.071	9.31	0.579	-96.11	1.154	14.09
5.200	0.397	156.06	3.061	22.72	0.072	8.50	0.578	-98.71	1.176	13.74
5.400	0.394	149.17	2.980	18.53	0.073	7.85	0.578	-101.47	1.182	13.50
5.600	0.394	142.89	2.893	14.46	0.074	6.87	0.578	-104.22	1.196	13.22
5.800	0.391	135.99	2.816	10.31	0.076	6.24	0.577	-106.93	1.209	12.93
6.000	0.391	129.51	2.737	6.38	0.078	5.18	0.576	-109.23	1.212	12.68
7.000	0.424	100.81	2.376	-13.77	0.086	-0.90	0.570	-125.13	1.225	11.58
8.000	0.458	75.19	2.092	-32.65	0.094	-7.03	0.561	-139.04	1.245	10.51
9.000	0.500	51.50	1.881	-51.57	0.108	-15.45	0.557	-154.26	1.145	10.09
10.000	0.556	29.26	1.705	-70.41	0.122	-25.25	0.557	-171.07	1.033	10.34
11.000	0.619	10.43	1.546	-89.24	0.138	-37.04	0.558	171.13	0.892	10.50
12.000	0.675	-5.98	1.396	-107.64	0.151	-49.36	0.551	154.30	0.787	9.65

Note:

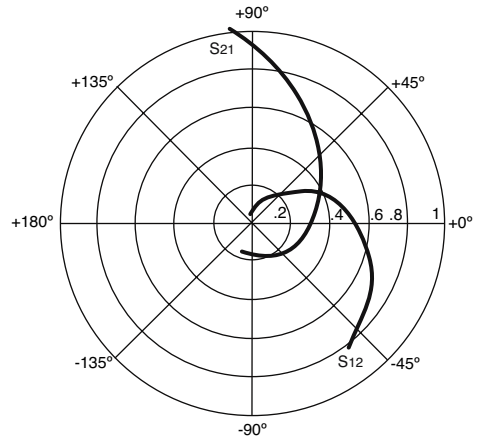
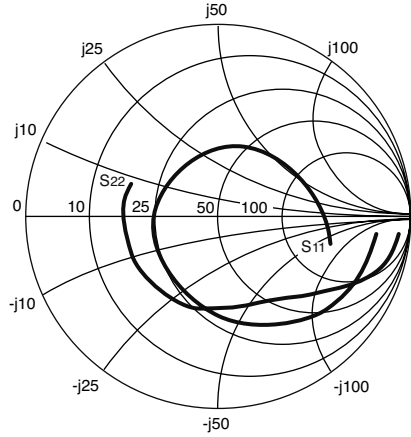
1. Gain Calculations:

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \sqrt{K^2 - 1}). \text{ When } K \leq 1, \text{ MAG is undefined and MSG values are used. } MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}, K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|}, \Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$$

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (TA = 25°C)



NESG2021M05

Vc = 2 V, Ic = 10 mA

FREQUENCY	S11		S21		S12		S22		K	MAG ¹
GHz	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		(dB)
0.200	0.835	-18.33	18.609	164.84	0.009	73.71	0.939	-11.48	0.213	33.02
0.400	0.800	-36.01	17.628	151.31	0.017	66.68	0.888	-20.34	0.223	30.16
0.600	0.710	-50.52	15.880	137.47	0.022	58.05	0.812	-25.78	0.397	28.52
0.800	0.652	-64.61	14.469	126.84	0.027	52.84	0.752	-31.20	0.468	27.30
1.000	0.599	-76.81	13.111	117.68	0.031	48.60	0.701	-35.65	0.543	26.32
1.200	0.547	-88.10	11.932	109.42	0.034	45.39	0.660	-39.59	0.616	25.49
1.400	0.499	-98.31	10.858	101.97	0.036	42.54	0.624	-42.97	0.697	24.78
1.600	0.462	-108.24	9.921	95.30	0.039	40.50	0.594	-46.10	0.761	24.09
1.800	0.435	-116.36	9.119	89.35	0.041	39.45	0.573	-48.85	0.820	23.52
1.900	0.416	-120.82	8.756	86.43	0.041	38.46	0.561	-50.39	0.860	23.25
2.000	0.404	-124.99	8.425	83.54	0.043	37.36	0.552	-51.94	0.882	22.94
2.100	0.394	-129.72	8.079	80.95	0.044	37.05	0.544	-53.41	0.906	22.65
2.200	0.388	-133.57	7.804	78.27	0.045	36.82	0.537	-54.69	0.920	22.39
2.300	0.376	-137.01	7.527	75.70	0.046	36.39	0.528	-55.96	0.957	22.16
2.400	0.363	-140.84	7.268	73.27	0.047	35.52	0.523	-57.37	0.986	21.93
2.500	0.355	-145.21	7.030	70.90	0.048	34.63	0.517	-58.93	1.002	21.40
2.600	0.350	-149.58	6.789	68.43	0.049	34.27	0.514	-60.07	1.012	20.73
2.700	0.345	-152.78	6.585	66.17	0.050	33.96	0.510	-61.47	1.026	20.18
2.800	0.339	-155.91	6.380	63.83	0.051	33.60	0.506	-62.69	1.048	19.62
2.900	0.330	-160.03	6.192	61.57	0.052	33.00	0.502	-64.17	1.072	19.12
3.000	0.321	-163.86	6.014	59.47	0.053	31.95	0.500	-65.60	1.089	18.72
3.200	0.317	-171.54	5.677	55.12	0.056	31.36	0.495	-67.87	1.101	18.14
3.400	0.304	-178.51	5.387	50.95	0.058	29.95	0.492	-70.57	1.133	17.49
3.600	0.301	173.87	5.117	46.87	0.060	28.82	0.489	-72.80	1.144	16.99
3.800	0.295	167.80	4.882	42.83	0.062	28.19	0.488	-75.42	1.160	16.51
4.000	0.289	159.42	4.662	38.91	0.065	26.09	0.488	-77.81	1.168	16.08
4.200	0.293	153.58	4.468	34.94	0.068	25.28	0.488	-80.64	1.161	15.75
4.400	0.283	146.90	4.288	31.10	0.070	23.77	0.490	-83.16	1.181	15.31
4.600	0.290	139.04	4.116	27.23	0.073	21.76	0.487	-85.55	1.175	14.99
4.800	0.290	134.00	3.963	23.45	0.075	21.21	0.490	-88.36	1.172	14.69
5.000	0.290	126.31	3.822	19.78	0.077	19.02	0.491	-90.56	1.182	14.36
5.200	0.300	120.69	3.688	15.96	0.081	17.40	0.493	-93.37	1.157	14.18
5.400	0.298	115.01	3.576	12.32	0.083	16.28	0.495	-95.96	1.163	13.90
5.600	0.307	108.67	3.457	8.51	0.086	13.74	0.497	-98.83	1.147	13.71
5.800	0.312	103.62	3.352	4.77	0.089	12.57	0.497	-101.79	1.142	13.48
6.000	0.313	96.60	3.272	1.28	0.091	10.20	0.496	-103.74	1.141	13.27
7.000	0.364	75.35	2.819	-17.05	0.105	0.71	0.493	-119.80	1.099	12.37
8.000	0.405	54.52	2.488	-34.45	0.117	-9.22	0.488	-133.25	1.076	11.59
9.000	0.452	34.92	2.253	-52.44	0.133	-19.76	0.485	-148.66	1.003	11.97
10.000	0.511	16.26	2.046	-70.36	0.146	-30.51	0.484	-165.49	0.934	11.47
11.000	0.574	0.34	1.857	-88.49	0.159	-41.99	0.476	176.50	0.863	10.69
12.000	0.628	-13.79	1.706	-106.37	0.170	-53.94	0.464	160.26	0.790	10.01

Note:

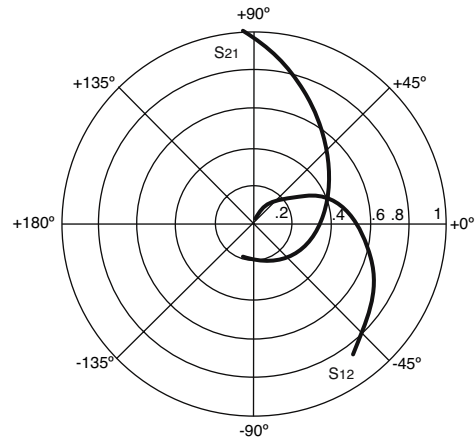
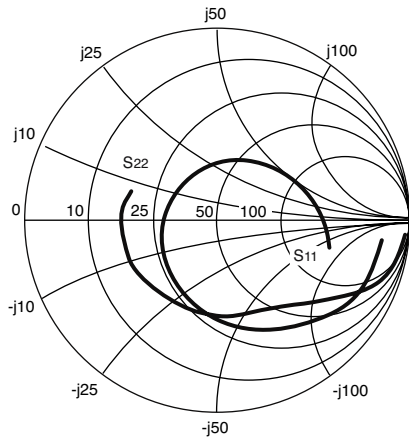
1. Gain Calculations:

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \sqrt{K^2 - 1}). \text{ When } K \leq 1, \text{ MAG is undefined and MSG values are used. } MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}, K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|}, \Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$$

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (TA = 25°C)



NESG2021M05

Vc = 3 V, Ic = 10 mA

FREQUENCY GHz	S11		S21		S12		S22		K	MAG ¹ (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		
0.200	0.844	-16.85	19.298	165.77	0.009	73.06	0.952	-11.06	0.211	33.36
0.400	0.811	-32.92	18.324	152.74	0.016	67.44	0.905	-19.79	0.216	30.53
0.600	0.726	-46.53	16.590	139.26	0.021	59.10	0.831	-25.17	0.384	28.90
0.800	0.668	-59.65	15.198	128.81	0.026	54.18	0.772	-30.65	0.452	27.67
1.000	0.613	-71.14	13.847	119.81	0.030	49.71	0.721	-35.23	0.524	26.69
1.200	0.560	-81.77	12.631	111.57	0.033	46.76	0.679	-39.28	0.592	25.85
1.400	0.510	-91.34	11.532	104.15	0.035	43.86	0.642	-42.78	0.670	25.15
1.600	0.469	-100.95	10.563	97.46	0.038	41.47	0.611	-46.00	0.732	24.45
1.800	0.440	-108.53	9.736	91.48	0.040	40.43	0.588	-48.80	0.788	23.88
1.900	0.419	-112.66	9.348	88.61	0.041	39.40	0.577	-50.37	0.826	23.61
2.000	0.406	-116.96	9.002	85.71	0.042	38.36	0.567	-51.92	0.850	23.32
2.100	0.393	-121.27	8.651	83.03	0.043	37.91	0.558	-53.43	0.872	23.02
2.200	0.387	-125.25	8.351	80.39	0.044	37.60	0.551	-54.69	0.884	22.74
2.300	0.373	-128.43	8.061	77.80	0.045	37.21	0.541	-55.98	0.922	22.53
2.400	0.358	-132.02	7.787	75.37	0.046	36.24	0.536	-57.39	0.948	22.29
2.500	0.349	-136.40	7.531	73.02	0.047	35.38	0.529	-58.93	0.965	22.03
2.600	0.341	-140.83	7.285	70.54	0.048	34.94	0.525	-60.05	0.976	21.77
2.700	0.336	-143.85	7.063	68.27	0.050	34.76	0.521	-61.46	0.989	21.53
2.800	0.328	-147.06	6.852	65.93	0.050	34.32	0.517	-62.67	1.011	20.70
2.900	0.317	-150.78	6.656	63.69	0.051	33.55	0.512	-64.16	1.034	20.00
3.000	0.308	-154.74	6.456	61.59	0.052	32.39	0.510	-65.52	1.050	19.55
3.200	0.300	-162.50	6.101	57.25	0.055	31.79	0.504	-67.75	1.066	18.89
3.400	0.284	-169.31	5.794	53.12	0.057	30.45	0.502	-70.40	1.097	18.19
3.600	0.278	-177.22	5.505	49.06	0.059	29.14	0.498	-72.55	1.108	17.68
3.800	0.270	176.82	5.257	45.04	0.061	28.53	0.496	-75.14	1.125	17.17
4.000	0.261	167.94	5.025	41.16	0.064	26.40	0.496	-77.46	1.138	16.71
4.200	0.264	161.89	4.815	37.21	0.067	25.56	0.495	-80.27	1.128	16.40
4.400	0.252	155.07	4.623	33.39	0.068	24.16	0.498	-82.73	1.152	15.94
4.600	0.256	146.49	4.443	29.57	0.071	22.11	0.495	-85.07	1.145	15.62
4.800	0.255	141.22	4.278	25.82	0.074	21.44	0.497	-87.83	1.143	15.32
5.000	0.253	132.87	4.128	22.19	0.076	19.26	0.498	-89.97	1.154	14.97
5.200	0.263	126.75	3.987	18.45	0.080	17.81	0.499	-92.72	1.129	14.82
5.400	0.259	120.73	3.871	14.80	0.081	16.61	0.502	-95.26	1.137	14.53
5.600	0.268	113.69	3.745	11.09	0.085	14.16	0.504	-98.12	1.119	14.37
5.800	0.271	108.52	3.638	7.37	0.087	12.97	0.504	-101.02	1.117	14.13
6.000	0.272	100.98	3.543	3.87	0.089	10.69	0.504	-102.94	1.118	13.89
7.000	0.323	78.36	3.066	-14.37	0.103	1.22	0.500	-118.80	1.078	13.04
8.000	0.365	56.67	2.714	-31.64	0.115	-8.64	0.495	-131.93	1.058	12.27
9.000	0.412	36.71	2.466	-49.54	0.130	-18.84	0.495	-147.10	0.987	12.79
10.000	0.472	17.92	2.252	-67.30	0.143	-29.28	0.497	-163.71	0.919	11.98
11.000	0.537	2.07	2.061	-85.38	0.156	-40.61	0.491	178.36	0.843	11.20
12.000	0.594	-12.05	1.899	-103.31	0.168	-52.43	0.481	162.26	0.772	10.53

Note:

1. Gain Calculations:

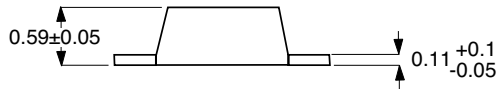
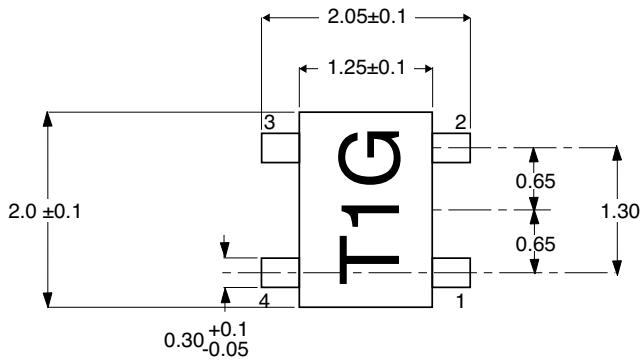
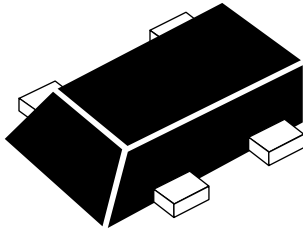
$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \sqrt{K^2 - 1}). \text{ When } K \leq 1, \text{ MAG is undefined and MSG values are used. } MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}, K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|}, \Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$$

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

OUTLINE DIMENSIONS (Units in mm)

PACKAGE OUTLINE M05
FLAT LEAD 4-PIN THIN TYPE SUPER MINIMOLD

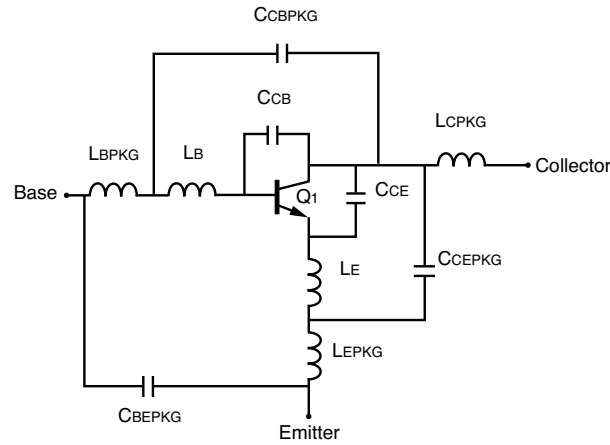


PIN CONNECTIONS

1. Base
2. Emitter
3. Collector
4. Emitter

NONLINEAR MODEL

SCHEMATIC



BJT NONLINEAR MODEL PARAMETERS⁽¹⁾

Parameters	Q1	Parameters	Q1
IS	4.429e-15	MJC	0.108
BF	331	XCJC	1
NF	1.141	CJS	0
VAF	15	VJS	0.75
IKF	31e-3	MJS	0
ISE	5.324e-15	FC	0.8
NE	1.609	TF	4e-12
BR	17.10	XTF	10
NR	1.102	VTF	5
VAR	2.70	ITF	0.5
IKR	26.09e-3	PTF	20
ISC	100e-18	TR	0
NC	1.197	EG	1.11
RE	1.6	XTB	1.3
RB	1.0	XTI	5.2
RBM	50e-3	KF*	0
IRB	1e-4	AF*	1
RC	5.0		
CJE	459.9e-15		
VJE	767.5e-3		
MJE	64.7e-3		
CJC	109.4e-15		
VJC	0.67		

(1) Gummel-Poon Model

ADDITIONAL PARAMETERS

Parameters	NESG2021M05
CCB	0.001 pF
CCE	0.18 pF
LB	0.35 nH
LE	0.16 nH
CCBPKG	0.03 pF
CCEPKG	0.001 pF
CBEPKG	0.03 pF
LBPKG	0.9 nH
LCPKG	1.2 nH
LEPKG	0.17 nH

MODEL TEST CONDITIONS

Frequency: 0.1 to 6 GHz
 Bias: $V_{CE} = 2\text{ V}$, $I_c = 1\text{ mA to }10\text{ mA}$
 Date: 09/2003

Life Support Applications

These NEC products are not intended for use in life support devices, appliances, or systems where the malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. The customers of CEL using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify CEL for all damages resulting from such improper use or sale.

CEL California Eastern Laboratories, Your source for NEC RF, Microwave, Optoelectronic, and Fiber Optic Semiconductor Devices.
 4590 Patrick Henry Drive • Santa Clara, CA 95054-1817 • (408) 988-3500 • FAX (408) 988-0279 • www.cel.com

DATA SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE

04/28/2005

Subject: Compliance with EU Directives

CEL certifies, to its knowledge, that semiconductor and laser products detailed below are compliant with the requirements of European Union (EU) Directive 2002/95/EC Restriction on Use of Hazardous Substances in electrical and electronic equipment (RoHS) and the requirements of EU Directive 2003/11/EC Restriction on Penta and Octa BDE.

CEL Pb-free products have the same base part number with a suffix added. The suffix –A indicates that the device is Pb-free. The –AZ suffix is used to designate devices containing Pb which are exempted from the requirement of RoHS directive (*). In all cases the devices have Pb-free terminals. All devices with these suffixes meet the requirements of the RoHS directive.

This status is based on CEL’s understanding of the EU Directives and knowledge of the materials that go into its products as of the date of disclosure of this information.

Restricted Substance per RoHS	Concentration Limit per RoHS (values are not yet fixed)	Concentration contained in CEL devices	
		-A	-AZ
Lead (Pb)	< 1000 PPM	Not Detected	(*)
Mercury	< 1000 PPM	Not Detected	
Cadmium	< 100 PPM	Not Detected	
Hexavalent Chromium	< 1000 PPM	Not Detected	
PBB	< 1000 PPM	Not Detected	
PBDE	< 1000 PPM	Not Detected	

If you should have any additional questions regarding our devices and compliance to environmental standards, please do not hesitate to contact your local representative.

Important Information and Disclaimer: Information provided by CEL on its website or in other communications concerning the substance content of its products represents knowledge and belief as of the date that it is provided. CEL bases its knowledge and belief on information provided by third parties and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. CEL has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. CEL and CEL suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall CEL’s liability arising out of such information exceed the total purchase price of the CEL part(s) at issue sold by CEL to customer on an annual basis.

See CEL Terms and Conditions for additional clarification of warranties and liability.

BIBLIOGRAFIA

- [1] GEORGE L. MATTHAEI, *Microwave Filters, Impedance –Matching Networks, and coupling structures*, Artech House, Norwood (MA), 1980.
- [2] S.A. Maas, *The RF and Microwave Circuit Design Cookbook*, Artech House, Norwood (MA), 1998.
- [3] S.A. Maas, *Microwave Mixers*, Artech House, Norwood (MA), 1993.
- [4] Behzad Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall PTR, 1998
- [5] S.A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, Artech House, Norwood (MA), 2003.
- [6] Aleesandro LIPPARINI (1), Ernesto MARAZZI (2) and Vittorio RIZZOLI (1) Istituto di Elettronica - University of Bologna - Villa Griffone - 40044 Pontecchio Marconi - Bologna - ITALIA
(2) SIAE Microalattionica S.P.A. - Via Buonarroti 21 - 20093 Cologno Monzese - Milano – ITALY
, *COMPUTER-AIDED DESIGN OF MICROWAVE PARAMETRIC FREQUENCY DIVIDERS*
- [7] **George R. Sloan**, The Modeling, Analysis, and Design of Filter-Based Parametric Frequency Dividers, IEEE *TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, VOL. **41**, NO. **2**. FEBRUARY **1993**
- [8] IEEE TRANSACTIONS ON ULTRASONICS. FERROELECTRICS. AND FREQUENCY CONTROL. VOL. **37**. NO. **4**. JULY 1990
Phase Noise Performance of Analog Frequency Dividers, Michael M. Driscoll, senior member, IEEE
- [9] **Phase Noise of X-Band Regenerative Frequency Dividers** *M.Mossammaparast, C. Macneilage, P.Stockwell, J. H.Searls Poseidon Scientific Instruments Pty Ltd, Fremantle, WA, Australia*