

01130
32



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
FACULTAD DE INGENIERÍA

AMPLIFICADOR MULTI-ETAPA PARA LA BANDA KU

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

I N G E N I E R O E N
T E L E C O M U N I C A C I O N E S

P R E S E N T A

JOSÉ ROBERTO SUSUNAGA NOTARIO

DIRECTOR: Dr. Oleksandr Martynyuk.



MÉXICO, D. F. Noviembre

2003

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Λ



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Dedicatorias:

A mis padres por su paciencia y motivación para conmigo, los quiero y los admiro.

Mamá por tu apoyo y constante presión para terminar este trabajo.

Papá por tus consejos y cariño.

A Ana por estar dispuesta a escucharme.

A Araceli por hacerme saber que puedo contar contigo, te quiero.

A Cecilia por tu amistad sincera, ayuda, consejos y por compartir conmigo tu alegría por la vida.

A Javier por compartir tus conocimientos y experiencias.

A Lourdes por tu amistad y por mostrarme que existe más de una forma de ver las cosas.

Al Ing. Érik Castañeda por su amistad y consejos.

Al Ing. Miguel Alejandro Juárez, por su apoyo y amistad.

Al Dr. Martynyuk por su paciencia.

A la DCB por su apoyo en mi estancia por ahí.

A la familia Lazcano Notario por su apoyo y cariño.

A todos mis profesores a lo largo de mi vida académica.

A la memoria de mi abuelo Odilón, de mi abuela Dominga, de Tía Bety, de Nazario López y del Ing. Arnulfo Andrade.

Resumen	
Introducción	1
Capítulo I	5
Fundamentos para el diseño de amplificadores multi-etapa	5
1.1. El espectro radioeléctrico.....	5
1.1.1. Servicios típicos de la banda SHF.....	6
1.1.1.1. La banda KU.....	6
1.1.1.2. Influencias atmosféricas en la banda Ku.....	7
1.1.1.3. Influencia terrena en la banda Ku.....	7
1.1.1.4. Consideraciones de sistema en la banda Ku.....	8
1.2. El avance en los dispositivos de amplificación.....	8
1.2.1. Desarrollo de receptores.....	8
1.3. El molesto acompañante: El Ruido.....	12
1.3.1. Ruido natural.....	14
1.3.1.1. Ruido térmico.....	14
1.3.1.1.1. Cálculo del ruido térmico.....	15
1.3.1.1.2. Ruido en un bipuerto.....	16
1.3.1.1.2.1. Relación señal a ruido.....	18
1.3.1.1.2.2. Descripción de un bipuerto con ruido.....	20
1.3.1.1.2.3. Factor de ruido en redes en cascada.....	27
1.3.1.2. Ruido cósmico.....	28
1.3.2. Ruido de baja frecuencia.....	29
1.3.3. Ruido de disparo.....	29
1.3.4. Ruido hecho por el hombre o de origen humano.....	30
1.3.5. Fuentes de ruido en la zona cercana y en la zona lejana.....	31
Capítulo II	33
2.1 Representación de redes.....	34
2.1.1 Representación por parámetros Z.....	35
2.1.2 Representación por parámetros Y.....	36
2.1.3 Representación de parámetros híbridos.....	37
2.1.4 La matriz de dispersión S.....	37
2.1.5 La matriz de transmisión (ABCD).....	42
2.2 Líneas de transmisión.....	44
2.2.1 Modelo eléctrico de las líneas de transmisión.....	45
2.2.2 Propagación de la onda en una línea de transmisión.....	47
2.2.3 Línea de transmisión sin pérdidas.....	48
2.2.4 Línea de transmisión sin pérdidas terminada en una carga arbitraria.....	49
2.2.5 Línea Microcinta.....	52

Capítulo III	55
3.1 Especificaciones de diseño.....	55
3.2 Transistores de alta movilidad de electrones.....	56
3.2.1 Selección del transistor para el amplificador.....	57
3.3 Primera Etapa.....	60
3.3.1 La estabilidad del amplificador.....	60
3.3.1.1 Estabilidad en la banda del amplificador.....	63
3.3.1.2 Estabilidad en toda la banda del transistor.....	69
3.4 Redes de acoplamiento.....	82
3.4.1 Acoplamiento a la entrada.....	83
3.4.1.1 Figura de ruido.....	83
3.4.2 Acoplamiento a la salida.....	88
3.5 Elección de los mejores para el circuito de estabilización.....	93
3.6 Conclusiones derivadas de la primera etapa.....	104
Capítulo IV	107
Segunda Etapa.....	107
4.1 Diseño multi-etapa.....	107
4.2 Arreglo para disminuir la Relación de Onda Esclacionaria a la entrada del amplificador (Circuito π).....	113
4.2.1 Particularidades en cálculo para la impedancia Z_2 y de la admitancia Y_3 y de la selección del valor de R_{in}	116
4.3 Criterio de selección de la impedancia y admitancia del circuito π y de R_{in}	117
4.4 Simplificaciones del circuito π por stubs y segmentos de líneas de transmisión.....	119
4.5 Optimización de los parámetros del amplificador.....	128
4.6 Conclusiones derivadas del diseño de un amplificador de dos etapas.....	136
Capítulo V	139
Tercera Etapa.....	139
5.1 Propuestas diversas para un amplificador de tres etapas.....	139
5.2 Diseño del circuito π para un amplificador de tres etapas.....	145
5.2.1 Particularidades en el cálculo para la impedancia Z_2 y de la admitancia Y_3 y de la selección del valor de R_{in}	147
5.2.2 Criterios de selección de la impedancia Z_2 , de la admitancia Y_3 , y del valor R_{in}	147
5.2.3 Simplificaciones del circuito π por stubs y por segmentos de línea de transmisión valor R_{in}	148
5.3 Optimización de los parámetros del amplificador de tres etapas.....	151
5.4 Conclusiones derivadas del diseño de la tercera etapa.....	158

Capítulo VI	161
Cuarta Etapa	161
6.1 Propuesta para un amplificador de cuatro etapas.....	161
6.2 Optimización de la cuarta etapa del amplificador.....	167
6.3 Conclusiones obtenidas del diseño de la cuarta etapa.....	173
Conclusiones Generales	175
Referencias bibliográficas	179
Anexo A	181
Anexo B	191

Resumen

Todo sistema de telecomunicaciones debe diseñarse para que en el receptor se obtenga una relación señal a ruido lo suficientemente grande y una figura de ruido lo suficientemente pequeña para garantizar su funcionamiento.

Los servicios de radiocomunicaciones, radiodifusión, radiolocalización (radar), teledetección y radioayuda a la navegación tienen en común el empleo de ondas electromagnéticas radiadas como soporte de transmisión de información entre el transmisor y el receptor.

Para la correcta planificación de cualquiera de estos sistemas resulta primordial conocer los factores que pueden influir en la relación señal a ruido en la entrada del receptor.

Para sistemas cuyas frecuencias de trabajo son mayores a los 500 MHz la fuente de ruido dominante es el ruido térmico.

De lo anteriormente mencionado, un receptor de microondas debe ser diseñado para tener la suficiente sensibilidad, para obtener la información fidedigna de la señal, ya que es en el receptor donde se lleva a cabo la amplificación, el filtrado, la demodulación y el procesamiento.

Para obtener un receptor que tenga la suficiente sensibilidad para funcionar apropiadamente se requiere:

- Antena de ganancia alta
- Temperatura de ruido baja en el receptor.

Para lograr estos parámetros en el receptor, se necesitan dispositivos con los cuales se permita obtener una temperatura de ruido baja, y además ofrezca una buena ganancia, por esta razón son utilizados los amplificadores de bajo ruido. La propiedad que tienen estos amplificadores es que en ellos se presentan temperaturas de ruido bajas.

En el presente trabajo se investiga la posibilidad del diseño de un amplificador multi-etapa de bajo ruido, cuya frecuencia de trabajo se encuentra en la Banda Ku (banda comprendida entre 10 y 13 GHz, banda de trabajo del amplificador), que sirva como receptor de señales de satélite. Asimismo, se resalta la importancia que tiene la cantidad de etapas sobre la posibilidad de optimizar los parámetros de dicho amplificador.

En el primer capítulo se presentan los fundamentos que son empleados para el diseño del amplificador multi-etapa de bajo ruido, como lo son las redes, líneas de transmisión y las diversas formas de ruido que se pueden presentar en el receptor.

En los capítulos siguientes se desarrolla el diseño del amplificador multi-etapa, en el cual se incluirá el análisis de estabilidad, es decir, la forma en la cual se puede comportar de manera estable en toda la banda de frecuencia; la elección de los elementos para que en ellos se encuentren las menores pérdidas; y las redes de acoplamiento para cumplir con las especificaciones de diseño.

Y al final, se presentan las conclusiones que se derivaron del trabajo, así como la bibliografía y anexos que fueron utilizados para llevar a cabo esta tesis.

Introducción

Durante el desarrollo de una guerra, los avances tecnológicos que de ella se desprenden le son después útiles a la humanidad. Esto se observó en la Segunda Guerra Mundial, después de la aplicación de las microondas en el desarrollo del radar, que sirvió para llevar a cabo, por parte de los alemanes bombardeos nocturnos a Inglaterra, y este mismo principio le fue después útil a los mismos ingleses para protegerse de los ataques aéreos nocturnos, engañando a los radares alemanes. A partir de ese momento el desarrollo de las aplicaciones de las microondas ha ido en aumento, de tal forma que ahora contamos con dispositivos que son parte de la vida diaria como lo es un horno de microondas. Otras aplicaciones para las microondas están en las comunicaciones, algunos ejemplos se pueden encontrar en:

- La transmisión de larga distancia y transcontinental.
- Televisión y sistemas de T.V satelital directa al hogar (DTH o DBS).
- Sistemas de Comunicación Personal(PCSS).
- Redes de Computadoras Locales Inalámbricas (WLANS)
- Sistemas de Posicionamiento Global(GPS).
- Sistemas de satelitales de transmisión de datos.

Aplicaciones en diversos campos:

- Calentamiento, como anteriormente se mencionó en el horno de microondas.
- En la Transferencia de potencia.
- Tratamiento y diagnóstico médico.
- Espectrografía.

[DIPII]

Para definir que es una microonda la diversa literatura la sitúa en diferentes rangos de frecuencia; a lo largo de este trabajo se establecerá que una microonda *es una onda electromagnética cuya frecuencia comprende el rango que va de 300 MHz a 300 GHz*[POZ90].

Un sistema convencional de Radio Comunicaciones en Radio Frecuencia (RF) se esquematiza a continuación (véase figura a)).

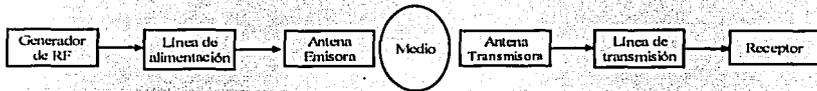


figura a)

El sistema incluye las siguientes etapas (véase figura a)):

Transmisión : Generador de RF, Línea de transmisión o alimentador y una antena transmisora.

Medio: En un sistema de RF se requiere de un medio que en este caso es el aire, para transmitir la señal.

Recepción: Antena transmisora, línea de transmisión o alimentador y receptor.

En la parte de la recepción se encuentran concentradas acciones importantes para el sistema de comunicación, tales como: la amplificación, el filtrado, la demodulación y el procesamiento, para así obtener la señal deseada.

Un receptor superheterodino con una etapa de conversión de frecuencia incluye: una antena, un amplificador de bajo ruido (LNA), un mezclador aunado a un oscilador local, luego se tiene un filtro de Frecuencia Intermedia (FI) seguido de un amplificador de FI y por último un detector.

Se considera que se tiene un receptor de buena sensibilidad cuando se tiene una antena de ganancia grande y una temperatura de ruido baja.

Es importante tener en cuenta que en el costo de la antena representa una considerable inversión en un sistema de comunicaciones. El costo de la antena está en función del cuadrado del diámetro de la misma. Por ello, se trabaja en el amplificador optimizando sus parámetros, para disminuir el diámetro necesario de la antena.

Por lo cual se trata de mejorar la sensibilidad del receptor disminuyendo su figura de ruido, ya que el aumentar el diámetro de una antena para mejorar la sensibilidad, implica un costo mayor que el que se tendría al utilizar dispositivos activos de bajo ruido.

Entre los dispositivos activos que podrían utilizarse para este fin se tienen:

- Los dispositivos de dos puertos: los dispositivos de válvula (lámpara), los tubos de onda viajera y los transistores HEMT Y PHEMT.
- Los dispositivos de un puerto entre ellos se encuentran: el diodo de túnel, los dispositivos MASER y el amplificador paramétrico diodo-varactor.

Algunos de los dispositivos de dos puertos necesitan ser enfriados hasta temperaturas criogénicas, para disminuir sus figuras de ruido, por lo que serían difíciles de implementar en un receptor, en donde la "sencillez" en el diseño y el bajo costo son las principales prioridades.

Para los dispositivos de un puerto, utilizándolos en el diseño de amplificadores de bajo ruido, se necesita tener en cuenta la necesidad de diseñar un dispositivo no recíproco como lo es un circulador de ferrita o algún otro dispositivo que permita separar las señales de entrada y la salida. Además de algunas otras consideraciones de diseño, como son dispositivos para alcanzar temperaturas criogénicas.

Las anteriores opciones tienen el inconveniente de tener un alto costo además de consideraciones de diseño complejas por incluir dispositivos de enfriamiento y en ocasiones dispositivos no recíprocos.

Pero gracias al avance en las tecnologías de semiconductores se pueden obtener dispositivos activos con una figura de ruido baja a un precio que se podría considerar como accesible. Entre los dispositivos activos podemos encontrar los HEMT(High Electron Mobility Transistor), dichos transistores brindan figuras de ruido inferiores a 1dB a 10 GHz al igual que los PHEMT(Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor).

Los transistores anteriormente mencionados son una buena opción para los amplificadores de los receptores que operan en la banda de las microondas, debido a sus características de temperatura de ruido baja.

A los amplificadores que utilizan los anteriormente mencionados dispositivos activos se les conoce como amplificadores de bajo ruido.

Los amplificadores multi-etapa de bajo ruido se utilizan para obtener una mayor sensibilidad.

En este trabajo se presenta el diseño de un amplificador multi-etapa que opere en la banda KU. Cuya finalidad será servir en la etapa de entrada de un receptor de señales de satélite.

Este diseño debe cumplir con ciertas especificaciones de diseño; éstas se establecieron con respecto a las de amplificadores de bajo ruido, que operan en la banda Ku, las cuales pueden adquirirse de forma comercial en el mercado.

Las características de diseño para este amplificador multi-etapa serán las siguientes: que su figura de ruido sea igual o menor a 1 dB, obtener una ganancia de potencia mayor o igual a 30 dB y relaciones de onda estacionaria a la entrada como a la salida menores a 2.5, con lo cual se obtendrán mejoras significativas en la sensibilidad del receptor.

Capítulo I

Fundamentos para el diseño de amplificadores multi-etapa

Debido a la necesidad de aumentar el ancho de banda en algunos servicios, la búsqueda de mejores condiciones de propagación, aunado con las necesidades particulares de ciertas aplicaciones a operar a mayores frecuencias (radioastronomía), se empezaron a utilizar secciones superiores del espectro radioeléctrico. Esto conlleva a encontrarse con particularidades en las distintas bandas de alta frecuencia, atenuaciones y nuevas limitantes que a baja frecuencia no existen, tal como lo es el ruido interno. A continuación se enunciarán algunas de las características la banda SHF(Super High Frequency), en donde se encuentra comprendida la banda KU, explicando con un poco de más detenimiento las razones del aumento en la frecuencia para el desarrollo de sistemas de telecomunicaciones, además del avance y desarrollo en los dispositivos de amplificación en los receptores y la clasificación de los amplificadores debida a su uso y técnicas de fabricación.

1.1 El espectro radioeléctrico

Toda onda se caracteriza por su frecuencia (f) y por su longitud de onda (λ), ambas relacionadas por la velocidad de propagación en el medio, de la siguiente forma $c = \lambda f$ donde $c=3 \times 10^8$ (m/s), el conjunto de todas las frecuencias, o espectro de frecuencias, se divide por décadas en bandas. Cada aplicación tiene asignada, por los organismos de normalización, unas determinadas secciones de este espectro.

Banda	Denominación	Frecuencia	Longitud de onda
ELF	Extremely Low Frequency	<3 kHz	>100 km
VLF	Very Low Frequency	3-30 kHz	100-10 km
LF	Low Frequency	30-300 kHz	10-1 km
MF	Medium Frequency	0.3-3 MHz	1000-100 m
HF	High Frequency	3-30 MHz	100-10 m
VHF	Very High Frequency	30-300 MHz	10-1 m
UHF	Ultra High Frequency	0.3-3GHz	100-10 cm
SHF	Super High Frequency	3-30 GHz	10-1 cm
EHF	Extra High Frequency	30-300 GHz	10-1 mm

A frecuencias de microondas existe una subdivisión acuñada desde los primeros tiempos del radar recogida en la siguiente tabla, que en la actualidad es ampliamente usada.

Banda	Frecuencia	Longitud de Onda
L	1-2 GHz	30-15 cm
S	2-4 GHz	15-7.5 cm
C	4-8 GHz	7.5-3.75 cm
X	8-12.4 GHz	3.75-2.42 cm
Ku	12.4-18 GHz	2.42-1.66 cm
K	18-26.5 GHz	1.66-1.11 cm
Ka	26.5-40 GHz	11.1-7.5 mm
mm	40-300 GHz	7.5-1 mm

[CARD93]

1.1.1 Servicios típicos de la banda SHF

SHF ofrece un gran número de canales de banda ancha en cada portadora, brindando versatilidad en uso de canales, para canales múltiples de voz, TV o datos a alta velocidad. Extensas redes terrestres con línea de vista (LOS, Line Of Sight) han desarrollado rutas Tierra-espacio, en ocasiones compartiendo la frecuencia con otros servicios.

Como sitios para protegerse de la interferencia de señales deberán emplearse colinas o grupos elevados de edificios (de acuerdo con la frecuencia).

La absorción por lluvia, la neblina y la nubosidad, además de los gases atmosféricos, se convierten rápidamente en una severa contrariedad a altas frecuencias para los sistemas fiables tanto para las trayectorias terrestres como para las Tierra-espacio.

Trayectorias trans-horizontales de ducting son causa severa de interferencia, y efectos multi-trayectoria son también causa de severos desvanecimientos en las trayectorias cercano-horizontal.

1.1.1.1 La banda KU

La banda KU está comprendida dentro de la banda SHF(Super High Frequency), esta banda está destinada a la difusión de programas de TV por satélite. En este caso las antenas a emplear son directivas y se encuentran apuntando hacia el cielo, por lo que los efectos de la Tierra son despreciables. La atenuación atmosférica es del orden de unos 2 dB(la antena apunta a la órbita geoestacionaria situada sobre el ecuador), que pueden incrementarse en caso de lluvia. Los efectos ionosféricos (rotación de Faraday) son despreciables y la temperatura de brillo del cielo es baja (alrededor de 50 K°).

1.1.1.2 Influencias atmosféricas en la banda Ku:

La lluvia, el granizo, la nieve, etc. producen una atenuación sumamente variable con la frecuencia. En esta banda se presenta refracción(cambio en la dirección de propagación de la onda de radio que resulta por una variación espacial del índice de refracción en el medio) y ducting(fenómeno que se presenta con la variación en el índice de refracción en la atmósfera similar a lo que pasa en la fibra óptica).

Se presentan también fluctuaciones en el índice de refracción - Centelleo(scintillation-Fluctuaciones rápidas y pequeñas en la amplitud y en la fase de la señal recibida debidas a que a lo largo de la trayectoria de propagación de la onda de radio aparecen con el tiempo irregularidades en el índice de refracción de pequeña escala distribuidas aleatoriamente).

1.1.1.3 Influencia terrena en la banda Ku:

Difracción alrededor de construcciones.

Apantallamiento (screening) por colinas.

Esparcimiento y reflexión fuera de elementos de construcción y de Tierra.

La reflexión oceánica depende del tamaño de la onda.

1.1.1.4 Consideraciones de sistema en la banda Ku

Al diseñar sistemas a estas frecuencias se logra obtener alta ganancia en platos parabólicos y cornetas, el empleo de guías de ondas y un amplio número de canales en cada portadora (mayor ancho de banda). [BAR89]

1.2 El avance en los dispositivos de amplificación

La evolución de los transmisores se debe en gran medida al desarrollo de radio receptores y sistemas de recepción, debido a que ellos han cambiado, partiendo de los tipo spark hasta los semiconductores. Numerosos detectores fueron desarrollados, sin embargo, el deseo de incrementar el rango en una comunicación de radio aunado con el incremento en número y potencia de los transmisores estimularon el desarrollo de receptores de mayor sensibilidad y selectividad.

1.2.1 Desarrollo de receptores

Los receptores pueden ser divididos por uso y por técnicas de construcción en dos rangos de frecuencia. Bajo los 30 MHz donde la recepción es limitada externamente por el ruido y sobre los 30 MHz donde la disminución del ruido atmosférico y galáctico hacen que los sistemas de recepción sean limitados internamente por el ruido. Esta clasificación general aunque conveniente no es totalmente cierta, debido a la tecnología de amplificadores de bajo ruido.

Para finales de 1922 en Reino Unido existían 17.36 millones de licencias de recepción, pero la mayoría de la gente necesitaba una antena de tamaño máximo permitido que mejorará lo suficiente la señal de la estación de radio regional utilizando un cristal fijo para llevar a cabo la operación. La introducción de la válvula-triodo trajo nuevas posibilidades para la detección, amplificación, mejora en la sensibilidad y mejor selectividad del canal adyacente por el uso controlado de retroalimentación positiva (reacción) en el receptor. Después, fueron introducidos tetrodo (la rejilla protectora), pentodo, con valores variables de μ (lo que permitió asegurar el control automático de

ganancia). Con la introducción a gran escala de los receptores superheterodinos a principios de 1930 se lograron estándares aceptables en cuanto a sensibilidad y selectividad, estos fueron alcanzados al mismo tiempo del aumento de la ocupación del espectro disponible y aun cuando los transmisores spark en barcos no hubieran sido reemplazados por transmisores de onda continua.

Bajo los 30 Mhz. La necesidad de comprender la propagación ionosférica y predecir la extrema variabilidad ha sido evidente desde que Heaviside y Kennelly sugirieron en 1900 la existencia de una capa reflejante para ondas EM (Electro-Magnéticas) en la atmósfera superior, posteriormente siguieron las investigaciones de Marconi, en 1923, en ondas cortas.

En nuestros días existe una gran cantidad de información disponible referente a propagación atmosférica pero todo este conocimiento, no cambia el que ésta sea un medio con características inestables de propagación, bajo ancho de banda, desvanecimiento, interferencia y niveles de ruido lo cual hace que, aún el más modesto receptor de HF, sea limitado externamente por el ruido. La popularidad de la banda HF provocó una sobresaturación en la banda pero no fue sino hasta 1970 que pruebas serias fueron hechas para analizar y medir fallas en la recepción, fallas debidas a la presencia de un alto nivel de señales a la entrada del sistema de recepción.

No es difícil obtener una figura de ruido satisfactoria por debajo de los 30 MHz. En un sistema multi-receptor donde una distribución pre-amplificador es necesaria para vencer las pérdidas por fisura o rompimiento, se necesita una figura de ruido de alrededor de 5 dB.

Un buen factor de recepción de un sistema es dependiente de un rango dinámico establecido por un lado por un adecuado factor de ruido y por el otro, a la capacidad del sistema de recepción de manejar muchas señales de interferencia, como también el minimizar el bloque de los productos de intermodulación.

Esto se logró por:

- 1) Filtros efectivos a la entrada que rechazan las señales no deseadas.

- 2) El desarrollo de sintetizadores con bajo ruido de banda lateral en el oscilador local en un arreglo doble superheterodino que da bajos productos de mezcla recíprocos.
- 3) El desarrollo de mezcladores altamente lineales con bajas pérdidas de inserción que trajo consigo el desarrollo de semiconductores y circuitos integrados. Sin embargo, el diseño de un mezclador de alto nivel para la primera etapa de un receptor de HF de alta calidad es un compromiso debido a los requerimientos de competencia.
- 4) El uso de antenas direccionales.

Sobre los 30 MHz. A VHF (Very High Frequency) las trayectorias de propagación comienzan a convertirse en líneas de vista, el ruido externo disminuye y los sistemas de recepción son limitados por el ruido interno. Los rangos dinámicos grandes, particularmente a VHF, son permitidos para la detección de señales con un rango de amplitud de alrededor de 100 dB. Frecuentemente el parámetro deseado referido es un rango dinámico libre de espurias, donde el nivel bajo está dado por el ancho de banda del sistema y la figura de ruido; el nivel superior es establecido por los productos de intermodulación.

Las características para la banda de recepción son muy importantes para comunicaciones multicanal y buenas características de retraso son logradas para evitar distorsión por retraso.

Se ha escrito anteriormente, acerca de la clasificación de los amplificadores donde queda un rubro sin cubrir, este comprende el de los amplificadores de bajo ruido.

Un amplificador de bajo ruido, LNA (Low Noise Amplifier), es aquel dispositivo que tiene como función amplificar la señal recibida del satélite a través de una antena, con una contribución mínima de ruido.[SEM00]

Los sistemas de recepción en VHF, UHF(Ultra High Frequency) y SHF(Super High Frequency) usan ahora pequeños amplificadores sin enfriar y front-end, los cuales dependiendo del ancho de banda y la frecuencia, muestran figuras de ruido del orden de 0.25 dB, estos son elaborados con dispositivos semiconductores que mejoran

notablemente el diseño, estos dispositivos son los Transistores de Alta Movilidad de Electrones (High Electron Mobility Transistor, HEMT).

Típicamente se muestran figuras de ruido a 4 GHz de 1.0 dB con ganancia de 22 dB y +8 dBm a la salida para 1 dB ganancia de compresión.

Amplificadores de Microondas de Bajo Ruido. En 1930 y 1940 las frecuencias de operación se cambiaron a un nivel superior, a la región de las microondas, las técnicas convencionales que comprenden a las lámparas termiónicas fallaron para mejorar una adecuada ganancia y ruido de funcionamiento.

El amplificador velocidad-modulación y el tubo de onda estacionaria de Komper fueron los primeros amplificadores exitosos de microondas aunque ninguno de bajo ruido. El TWT (Traveling Wave Tube) fue desarrollado como un amplificador de bajo ruido con una estructura de hélice slow-wave que pueden brindar anchos de banda de dos octavas, ganancias del alrededor de 40 dB con un buen rango dinámico. Experimentalmente, las figuras de ruido fueron obtenidas a 10 GHz fue 4.5 dB a temperatura ambiente, pero enfriando la hélice a 77° K AMER y Thomas lograron un factor de ruido de 1 da a 2.6 GHz.

La lámpara, el transistor y los amplificadores TWT son dispositivos de transmisión de dos puertos.

Los dispositivos de un puerto de reflexión que existen, incluyen el diodo de túnel, cavidad y amplificador paramétrico varactor-diodo. Estos amplificadores pueden ser considerados que presentan una impedancia negativa a el circuito al cual está acoplada y requiere un dispositivo no recíproco; usualmente, un circulador de ferrita, para separar la señal de entrada y las señales de salida.

El diodo túnel ha sido alcanzado por el transistor como un amplificador de bajo ruido pero este tiene la ventaja de que el proceso de sintonización cuántico-mecánico, descubierto por Esaky en 1957, da una resistencia negativa independiente de la frecuencia.

El amplificador paramétrico cuenta con la propiedad de una reactancia no-lineal, tal que cuando voltajes a diferentes frecuencias son aplicados, el mezclado ocurre y la energía es transferida de una fuente (la bomba) a otra (la señal). El semiconductor diodo-varactor de unión p-n es diseñado para el propósito de dar una amplia variación de capacitancia y una baja resistencia en serie para minimizar el ruido. Típicamente, los amplificadores sin

enfriamiento pueden brindar temperaturas de ruido por debajo de 28 K° sobre los rangos de frecuencia de 3.7 a 4.2 GHz pero esta puede ser significativamente mejorada por enfriamiento con la temperatura de helio líquido.

MASER es un acrónimo para amplificación de microondas por estimulación de emisión de radiación y fue TOWNES quien en 1955 demostró la posibilidad de la idea, sugerida por WEBER en 1953, de obtener una emisión coherente a frecuencias de emisión por transición estimulada entre dos estados cuánticos en amoníaco. Primero demostró en un vigoroso desarrollo guiado por el diseño propuesto por Bloembergen en 1956 de un amplificador de estado sólido basado entre transiciones entre 3 niveles de Zeeman de iones paramagnéticos de una sustancia de materia cristalina para un campo magnético. Los primeros dispositivos fueron puertos sencillos de tipo cavidad resonante para ambas frecuencias de bomba y fuente usando rubí sintético como material MASER.

El MASER actualmente da el mejor funcionamiento de bajo ruido y es usado en radio telescopio y enlaces de comunicación para espacios distantes. Amplificadores de puertos sencillos son básicamente inestables y de banda angosta. Desarrollos subsecuentes resultaron en el MASER de onda viajera el cual fue estable y de banda ancha. Varios cambios en el funcionamiento pudieron ser hechos en el diseño pero por el uso de la temperatura de helio líquido, las temperaturas de ruido fueron de entre 5 °K y 10 °K pudiéndose lograr con instantáneos anchos de banda cercanos a 100 MHz a 4 GHz y ganancias superiores de 20 dB. [EVA95]

1.3 El molesto acompañante: El Ruido

Todo sistema de telecomunicaciones a diseñarse debe ser pensado para que en el receptor se obtenga una relación señal-ruido lo suficientemente grande para garantizar su funcionamiento.

Para la adecuada planificación de cualquiera sistema de telecomunicación resulta esencial conocer los factores que pueden alterar su funcionamiento y la influencia que presentan en las distintas bandas de frecuencias. Razón por lo cual es necesario conocer a aquel que se tiene que luchar, o coexistir para lograr un buen diseño de receptor.

La potencia de señal depende, entre otros factores, de las pérdidas que se hayan producido en la propagación. La potencia de ruido en el receptor tiene dos componentes:

una externa y otra interna. Las fuentes de ruido internas son la propia antena, en el caso que tenga pérdidas, más el ruido añadido por los componentes que forman el receptor. El ruido externo es debido a la emisión radioeléctrica de otras fuentes distintas a las que se desean recibir.[CARD93]

El radio ruido y la interferencia limitan el funcionamiento de todo sistema de comunicación por restringir el rango de operación, generando errores en los mensajes y en casos extremos evitando la operación exitosa en los receptores.

En lugares donde el ruido producido por el hombre es bajo, las fuentes de ruido natural determinan el funcionamiento del receptor.

Cuando el ruido producido por el hombre sobrepasa los límites en los lugares de recepción, el funcionamiento del receptor es degradado por debajo de los niveles del diseño.

Cuando el ruido de fuentes externas al receptor esta implicado, la ganancia y la orientación de la antena deben ser considerados. Para receptores de banda angosta, el ruido es usualmente plano en amplitud a través del ancho de banda de un receptor. Para otros casos, la afectación de la potencia del ruido en el funcionamiento del receptor es proporcional al ancho de banda. Para receptores de banda ancha, el ruido no debe ser plano a través del ancho de banda del receptor, y la afectación de la potencia de ruido requiere mayores consideraciones.

El nivel de ruido puede ser expresado en términos de voltaje o potencia a las terminales del receptor, la fuerza de un campo electromagnético a la ubicación de la antena, o la potencia de ruido térmico a la temperatura referenciada a 290° K. Ruido que es plano en amplitud a través del ancho de banda de un receptor se suele expresar en términos del factor de ruido efectivo de la antena, F_a , el cual es definido como se muestra a continuación

$$F_a = P_n / kT_0B = T_a / T_0 \quad (1.1)$$

Donde:

P_n = potencia de ruido en watts de una equivalente antena sin pérdidas.

K = La constante de Boltzmann

T_0 = Temperatura de referencia

B = Ancho de banda del receptor en Hertz

T_a = Temperatura de ruido de la antena en presencia del ruido externo.

Los tres principales mecanismos de ruido son conocidos como:

Ruido térmico, ruido de baja frecuencia $1/f$ y ruido de disparo.[BAR89]

1.3.1 Ruido natural

El ruido natural consiste del ruido térmico, el ruido atmosférico, y el ruido cósmico. Estas fuentes de ruido usualmente determinan el mínimo detectable de nivel de señal de un receptor operado en un ambiente libre de fuentes de ruido creadas por el hombre.

1.3.1.1 Ruido térmico

En 1918 en Alemania, Schottky, publicó un artículo sugiriendo dos fuentes fundamentales de ruido en un amplificador, el ruido térmico debido al movimiento aleatorio de las cargas y el de disparo debido a la naturaleza aleatoria de la emisión y velocidad de electrones en la válvula. En 1926, Johnson en los Estados Unidos de América descubrió el ruido térmico y después en 1928 Nyquist trabajo con Johnson usando principios termodinámicos estableciendo que la potencia de ruido disponible debida a una fuente térmica es de $4KT$ watts por unidad de ancho de banda donde K es la constante de Boltzman(1.38×10^{-23} Joules/Kelvin) y T es la temperatura absoluta.

$$P_n = K T B \quad (1.2)$$

[EVA95]

Por muchos años, el ruido térmico en la primera etapa de un amplificador fue usualmente el primer factor limitante en la sensibilidad de los radares y los receptores de microondas. Avances recientes en el funcionamiento de amplificadores de bajo ruido han reducido el ruido térmico de los amplificadores de microondas hacia bajos niveles, la radiación térmica de objetos cercanos, la Tierra y el cielo son, en este momento, los factores que deben ser considerados al escoger lugares para los receptores de satélite y radares.

Receptores que operan por debajo de 30 MHz usualmente encuentran ruido de otras fuentes, el cual puede ser considerado ruido térmico por otros amplificadores; de lo anterior, se deduce el funcionamiento de los amplificadores de bajo ruido no es usualmente un factor a considerar en el diseño de receptores de baja frecuencia. Una excepción ocurre para receptores de VLF (Very Low Frequency) en el Ártico y en la

Antártica, en donde el ruido atmosférico es extremadamente bajo y el ruido cósmico es proyectado por la ionosfera.[BAR89]

1.3.1.1.1 Cálculo del ruido térmico

El ruido térmico es causado por la agitación térmica de los electrones en las resistencias. Siendo R la parte resistiva en ohms de la Impedancia Z. El valor medio cuadrático del voltaje de ruido térmico esta dado por:

$$E^2 = 4RkT \cdot \Delta f \quad (1.3)$$

Donde:

k es la constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} Joules/kelvin)

T es la temperatura absoluta en grados Kelvins

Δf es el ancho de banda en Hertz.

E es la raíz cuadrática media del voltaje de ruido.

La ecuación 1.3 asume que el ruido térmico tiene una distribución uniforme de potencia a través del ancho de banda Δf .

En el caso en que dos impedancias Z_1 y Z_2 con componentes resistivos R_1 y R_2 estén en serie a la misma temperatura, el cuadrado resultante del voltaje de la raíz media cuadrática es la suma del cuadrado de la resultante del cuadrado de la raíz media cuadrática de los voltajes de ruido generados en Z_1 y Z_2 :

$$E^2 = E_1^2 + E_2^2 = 4 (R_1 + R_2) k T \cdot \Delta f \quad (1.4)$$

En caso de que la misma impedancia este en paralelo a la misma temperatura, la impedancia resultante es calculada como normalmente se hace para circuitos de corriente alterna, la parte resistiva R es entonces determinada. La raíz media cuadrática del voltaje de ruido es la misma que debería de ser para una resistencia pura R.

Esto es habitualmente en temperaturas climáticas asignadas para T a valores tales que $1.38T=400$, correspondientes alrededor de 17 grados Celsius o 63 grados Fahrenheit.

Entonces:

$$E^2 = 1.6 \times 10^{-20} R \Delta f \quad (1.5)$$

1.3.1.1.2 Ruido en un bipuerto

Aun cuando un bipuerto es lineal, la salida de la forma de onda debe diferir de la entrada, debido a la falla al transmitir todas las componentes espectrales con igual ganancia y retraso. Con un cuidadoso diseño del bipuerto, o por la limitación del ancho de banda de la forma de onda de entrada, tales distorsiones pueden ser evitadas. Sin embargo, el ruido generado dentro del bipuerto puede cambiar la forma de onda de la señal a la salida. En un bipuerto pasivo lineal, el ruido aumenta solo debido a las pérdidas en el bipuerto; consideraciones termodinámicas indican que tales pérdidas en cambios aleatorios llamado ruido. Cuando el bipuerto contiene dispositivos activos, tales como transistores, existen otros mecanismos de ruido que están presentes. Una muy importante consideración en un sistema es la cantidad de ruido que se suma a la señal transmitida. Esto suele ser juzgado por la relación de potencia de la señal de salida y la potencia de ruido a la salida (S/N). La relación de la potencia de señal adicionada potencia de ruido $[(S + N)/N]$ es generalmente fácil de medir, y se acerca a (S/N) cuando la señal es grande.

En la evaluación de un bipuerto es importante conocer la cantidad de ruido adicionado a la señal pasando a través de él. Un importante parámetro para expresar esta característica es el factor de ruido. La señal de energía de llegada proveniente del generador o antena es amplificada o atenuada al pasar de la entrada hacia la salida del bipuertos, es el ruido quien acompaña a la señal de energía de entrada. Un sistema generalmente incluye bipuertos en cascada los cuales constituyen un bipuerto total el cual amplifica la señal a un nivel de potencia lo suficientemente alto para un uso deliberado. El factor de ruido de un sistema es definido como la relación de relaciones de señales a ruido disponible a la entrada y a la salida:

$$F = \frac{(S/N)_{ent}}{(S/N)_{sal}} \geq 1 \quad (1.6)$$

La figura de ruido (o factor) de un receptor es una fácil medida cuantitativa que describe la reducción de la relación señal a ruido del receptor.

Cuando esta relación de potencia es convertida a decibeles, se le es reconocida como la figura de ruido, más que como factor de ruido. Varias convenciones suelen distinguir los símbolos usados para el factor de ruido y el símbolo de ruido. En este trabajo se usará F para representar el factor de ruido y NF para la figura de ruido.

Para un amplificador con una ganancia de potencia G , el factor de ruido puede ser descrito como:

$$F = \frac{S_i/N_i}{GS_i/G(N_i + N_a)} \quad (1.7)$$

donde N_a es la potencia adicional de ruido sumada por el amplificador referido a la entrada. Esto puede ser calculado para ser:

$$F = 1 + N_a/N_i \quad (1.8)$$

El factor de ruido suele ser reemplazado por la figura de ruido (NF), la cual es definida en decibeles como:

$$NF = 10 \log_{10} F \quad (1.9)$$

En aplicaciones tales como receptores de satélite el factor de ruido se convierte en un pequeño número tal que es inconveniente trabajar con él, por lo que se ha adoptado el uso de la temperatura equivalente de ruido para un circuito para remediar esta situación. Entonces la potencia térmica de ruido disponible de un resistor a temperatura T_e es:

$$N = kT_e B \quad (1.10)$$

donde:

k es la constante de Boltzmann = 1.38×10^{-23} J/K

T_e es la temperatura efectiva en grados Kelvin

B es el ancho de banda en hertz.

La ecuación anterior debe ser usada para asociar una temperatura efectiva de ruido con circuitos que contengan más que solo fuentes de ruido térmico escribiéndose como:

$$F = 1 + \frac{kT_e B}{kT_0 B} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (1.11)$$

donde T_e es la temperatura efectiva de ruido de el circuito y T_0 es la temperatura del resistor del generador en grados kelvin. La temperatura de ruido T_e ahora caracteriza la contribución de ruido del circuito y puede ser directamente relacionada al factor de ruido.

La temperatura de ruido T_n no debe de ser confundida con la temperatura de operación ambiente T_o . Es común operar amplificadores de bajo ruido con T_n por debajo de 100 K a una temperatura ambiente de 290° K. [VEN90]

1.3.1.1.2.1 Relación señal a ruido

Se considera la relación señal a ruido de la potencia entregada de un generador hacia la carga como se muestra en la figura 1.1.

La potencia de la señal entregada a la entrada esta dada por:

$$S_{in} = P_{in} = \frac{E_g^2 \operatorname{Re}(Z_{in})}{|Z_g + Z_{in}|^2} \quad (1.12),$$

donde E_g es el voltaje rms de la señal de entrada alimentada al sistema, y la potencia de ruido alimentada al sistema está expresada por:

$$N_{in} = \frac{\bar{v}_n^2 \operatorname{Re}(Z_{in})}{|Z_g + Z_{in}|^2} \quad (1.13),$$

donde la potencia de ruido a la entrada esta dada por la energía de ruido de la parte real de Z_g . La impedancia de entrada del sistema Z en la forma compleja es $Z = R_{in} + j X_{in}$.

El ruido de Johnson de un resistor (donde $\operatorname{Re}(Z_g)$) está dado por el voltaje cuadrático medio

$$\bar{v}_n^2 = 4kTRB \quad (1.14),$$

con $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K que es la constante de Boltzmann, T es la temperatura absoluta del resistor y B el ancho de banda, es lo suficientemente pequeño que la componente resistiva de impedancia no se carga. La potencia de la señal disponible del generador tiene un límite bajo, igual si la señal es atenuada por la atenuación más grande posible. El resistor del generador actúa como el generador de ruido de Johnson, siendo esta potencia:

$$P_A = \frac{4kTRB}{4R} = kTB, \quad (1.15)$$

con k como la constante de Boltzmann, T la temperatura absoluta y B el ancho de banda. Esta potencia es la potencia máxima disponible a la salida.

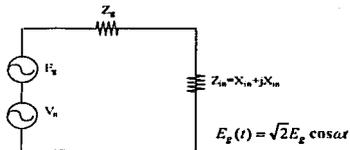


Figura 1.1 Relación señal a ruido de la potencia entregada de un generador hacia la carga.

Haciendo el arreglo para de las ecuaciones 1.12 a 1.14 se obtiene:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{in} = \frac{E_g^2}{4kT \operatorname{Re}(Z_g)B}, \quad (1.16)$$

Este es el valor de S/N aportado por el generador, el cual no incluye el ruido generado por la carga, en este caso $\operatorname{Re}(Z_m)$, el cual necesita ser incluido en la medida total S/N a través de la impedancia de entrada.

Un parámetro crítico es el ancho de banda de ruido, B_n , el cual es definido como el ancho de banda equivalente, como se muestra en la figura 1.2. Por razones de corrección de grupo de retraso muchos de los filtros prácticos han redondeado la forma de las esquinas mejorándolas. Las mediciones de la figura de ruido pueden ser usadas para determinar el ancho de banda "integrado", el cual es B_n .

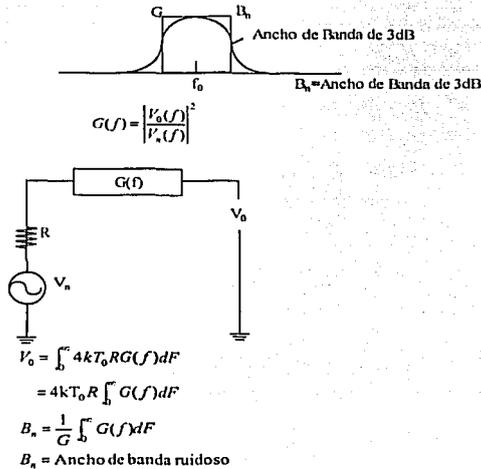


Figura 1.2 Ancho de banda con ruido.

Un sistema activo como tal, es una combinación de amplificadores y mezcladores sumará ruido a la señales de entrada, y el factor de ruido que describe este esta definido como la relación señal a ruido de la entrada y la relación señal a la salida, la cual es siempre mayor que la unidad como ya se mencionó. En la práctica, una cierta relación señal a ruido mínima es requerida para operar.[VEN90]

1.3.1.1.2.2 Descripción de un bipuerto con ruido

Basándose en la convención de Rothe y Dahle (2,3), cualquier bipuerto lineal puede ser expresado en la forma que se muestra en la figura 1.3. Este caso general el bipuerto con ruido puede ser re-dibujado mostrando una fuente de ruido a la entrada y la salida. La figura 1.3b la muestra en su forma de admitancia y la figura 1.3c en su forma de impedancia. Las fuentes térmicas son asumidas para producir muchas pequeñas

corrientes y voltajes y se asume que las ecuaciones para el bipuerto bilineal son válidas. De las siguientes ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

se pueden describir el caso general. La contribución del ruido interno ha sido expresado por el uso de fuentes de ruido externo.

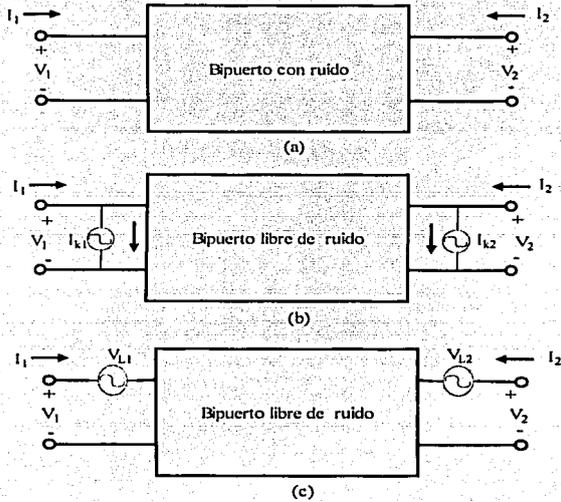


Figura 1.3 Representación de puertos a) con ruido, b) sin ruido c) sin ruido.

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 + I_{K1} \quad 1.17$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 + I_{K2}$$

$$V_1 = z_{11}I_1 + y_{12}I_2 + V_{L1} \quad 1.18$$

$$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 + V_{L2}$$

donde las fuentes de ruido externo son I_{K1} , I_{K2} , V_{K1} y V_{K2} .

Si se desea describir el circuito ruidoso en términos de la figura de ruido, la descripción hecha con la matriz ABCD resulta ser más conveniente; entonces ésta refiere a ambas fuentes de ruido, de la entrada de un bipuerto, esta representación está dada a continuación (observe el cambio en la dirección de I_2).

$$\begin{aligned} V_1 &= AV_2 + BI_2 + V_A \\ I_1 &= CV_2 + DI_2 + I_A \end{aligned} \quad 1.19$$

donde V_A e I_A son las fuentes externas de ruido

$$V_A = -\frac{IK_2}{y_{21}} = V_{L1} - \frac{V_{L2}z_{11}}{z_{21}} \quad 1.20$$

$$I_A = I_{K1} - \frac{IK_2}{y_{21}} = -\frac{V_{L2}}{z_{21}} \quad 1.21$$

La representación con la matriz ABCD es particularmente útil basándose en el hecho de que permite definir la temperatura de ruido para el bipuerto referido a su entrada. En el bipuerto en sí, es asumido como libre de ruido.

Ahora se muestra auxiliándose de la matriz S.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{n1} \\ b_{n2} \end{bmatrix} \quad 1.22$$

Existen diferentes orígenes físicos para las diferentes fuentes de ruido. Típicamente el ruido térmico es generado por resistencias y pérdidas en el circuito o transistor mientras que el ruido de disparo es generado por la corriente que fluye a través de las juntas del semiconductor y tubos de vacío. Entonces, estas fuentes de ruido son representadas por sólo dos fuentes de ruido a la entrada del dispositivo; las dos fuentes equivalentes de ruido a la entrada suelen ser una complicada combinación de las fuentes internas de ruido del circuito. En ocasiones, algunas porciones de V_A y I_A está relacionada a la misma fuente de ruido. Esto significa que V_A y I_A no son en general independientes. Antes de poder usar V_A y I_A para poder calcular la figura de ruido del bipuerto, se debe calcular la correlación entre V_A y I_A que se muestra en la figura (1.4).

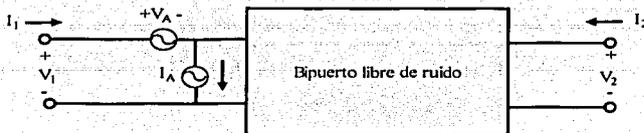


Figura 1.4 Bipuerto sin ruido.

La fuente de ruido V_A representa todos los dispositivos con ruido referidos a la entrada cuando la impedancia del generador es cero, es decir, que la entrada este en corto circuito. La fuente de ruido I_A representa todos los dispositivos de ruido referidos a la entrada cuando la admitancia del generador es cero, es decir, cuando la entrada este en circuito abierto.

La correlación de estas dos fuentes de ruido complican considerablemente el análisis. Por definición una correlación de admitancia, puede simplificar los cálculos y dar una intuición física de la relación entre la figura de ruido y la admitancia del generador. Entonces una porción de I_A serán correlacionadas con V_A , se combina I_A en la correlación y sin correlacionar las partes como sigue:

$$I_A = I_n + I_u \quad 1.23$$

I_u es la parte I_A sin correlacionar con V_A . Entonces I_n es correlacionada con V_A , se puede decir que I_n es proporcional para V_A y la constante de proporcionalidad es la correlación de admitancia.

$$I_n = Y_{cor} V_A \quad 1.24$$

Esto lleva a lo siguiente:

$$I_A = Y_{cor} V_A + I_u \quad 1.25$$

La siguiente derivación de la figura de ruido usará la correlación de admitancia. Y_{cor} es un número complejo derivado por la correlación de las variables aleatorias I_A y V_A . Para calcular Y_{cor} se multiplica cada lado de (1.25) por V_A^* y promediando el resultado de lo que se tiene:

$$\overline{V_A^* I_A} = Y_{cor} \overline{V_A^2} \quad (1.26)$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

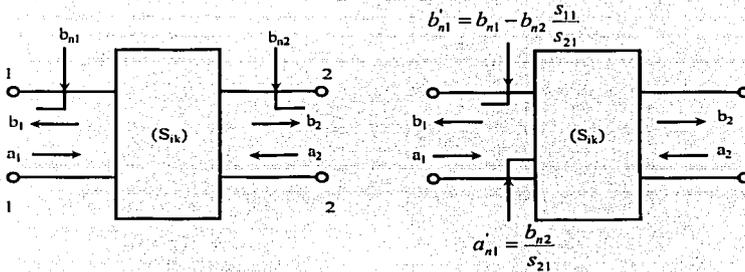


Figura 1.5 Representación de bipuertos

donde el término promediado para cero entonces fue sin correlacionar con V_A . La correlación de admittancia está dada por:

$$Y_{cor} = \frac{\overline{V_A^* I_A}}{\overline{V_A^2}} \tag{1.27}$$

En ocasiones, se usa el término de "coeficiente de correlación". Esta cantidad normalizada es definida como:

$$c = \frac{\overline{V_A^* I_A}}{\sqrt{\overline{V_A^2} \overline{I_A^2}}} = Y_{cor} \sqrt{\frac{\overline{V_A^2}}{\overline{I_A^2}}} \tag{1.28}$$

Se observa que la dualidad de esta descripción de admittancia es la descripción de impedancia. Por lo que la representación de impedancia tiene las mismas ecuaciones anteriores con Y reemplazada por Z , I sustituida por V y V se reescribe por I .

V_A y I_A representa la fuente interna de ruido en la forma de fuente de voltaje actuando en serie con el voltaje de entrada y una fuente de corriente fluyendo en paralelo con la corriente de entrada. Esta representación dirige convenientemente a los cuatro parámetros necesitados para describir el comportamiento de ruido del bipuerto. Usando la fórmula de Nyquist de voltaje a circuito abierto de un resistor a la temperatura T es:

$$\overline{V_A^2} = 4kRB \tag{1.29}$$

Este voltaje es una fluctuación media cuadrática (o densidad espectral). Este es el método usado para calcular la densidad de ruido. Se puede definir una resistencia equivalente de ruido para un voltaje de ruido como:

$$R_n = \frac{V_A^2}{4kTB} \quad (1.30)$$

El resistor R_n no es un resistor físico pero puede ser usado para simular diferentes partes del circuito equivalente de ruido.

De manera similar media cuadrática de la fluctuación de corriente puede ser representada en términos de una conductancia de ruido equivalente G_n , la cual está definida por:

$$G_n = \frac{I_A^2}{4kTB} \quad (1.31)$$

y

$$G_u = \frac{I_u^2}{4kTB} \quad (1.32)$$

para el caso de un componente de ruido sin correlacionar. La entrada del generador para el bipuerto tiene una contribución similar:

$$G_G = \frac{I_G^2}{4kTB} \quad (1.33)$$

con Y_G siendo la admitancia del generador y G_G la parte real. Con la definición anterior de F , se puede escribir:

$$F = 1 + \left| \frac{I_A + Y_G E_A}{I_G} \right|^2 \quad (1.34)$$

El uso del voltaje V_A y la corriente I_A ha permitido combinar todos los efectos de las fuentes de ruido interno.

Usando la definición previa de admitancia de correlación (1.27), $Y_{cor} = G_{cor} + jB_{cor}$, para simplificar (1.34). Primeramente, se determina la corriente total de ruido:

$$I_n^2 = 4kT(Y_{cor}R_n + G_n)B \quad (1.35)$$

donde R_n y G_n está definido como en (1.29) y (1.30). El factor de ruido puede ser determinado:

$$F = 1 + \frac{G_u}{G_g} + \frac{R_n}{G_g} \left[(G_G + G_{cor})^2 + (B_G + B_{cor})^2 \right] \quad (1.36)$$

$$F = 1 + \frac{R_u}{R_g} + \frac{G_n}{R_g} \left[(R_G + R_{cor})^2 + (X_G + X_{cor})^2 \right] \quad (1.37)$$

El factor de ruido es una función de varios elementos, y la impedancia óptima para la mejor figura de ruido puede ser determinada al minimizar F con respecto a la impedancia y resistencia del generador. Teniendo:

$$R_{0n} = \sqrt{\frac{R_n}{G_n} + R_{cor}^2} \quad (1.38)$$

$$X_{0n} = -X_{cor} \quad (1.39)$$

y

$$F_{\min} = 1 + 2G_n R_{cor} + 2\sqrt{R_u G_n + (G_n R_{cor})^2} \quad (1.40)$$

A este punto se observa que la condición óptima para la mínima figura de ruido no es una potencia acoplada conjugada a la entrada del puerto. Se explica esto por reconocer que la fuente de ruido V_n y I_n representan todo el ruido del bipuerto, no sólo el ruido térmico a la entrada del puerto. Se observa que la susceptancia óptima del generador, $-X_{cor}$ minimizará la contribución de los dos generadores de ruido.

Reordenando para convertir a parámetros S, se escribe:

$$F = F_{\min} + \frac{G_n}{R_G} |Z_G - Z_{0n}|^2 \quad (1.41)$$

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_G} |Y_G - Y_{0n}|^2 \quad (1.42)$$

De la definición de coeficiente de reflexión:

$$\Gamma_G = \frac{Y_0 - Y_G}{Y_0 + Y_G} \quad (1.43)$$

y con

$$r_n = \frac{R_n}{Z_0} \quad (1.44)$$

la resistencia de ruido equivalente normalizada:

$$F = F_{\min} + \frac{4r_n |\Gamma_G - \Gamma_{0n}|^2}{(1 - |\Gamma_G|^2)(1 + |\Gamma_{0n}|^2)} \quad (1.45)$$

$$r_n = (F_{50} - F_{\min}) \frac{1 + |\Gamma_{0n}|^2}{4|\Gamma_{0n}|^2} \quad (1.46)$$

$$\Gamma_{0n} = \frac{Z_{0n} - Z_0}{Z_{0n} + Z_0} \quad (1.47)$$

El comportamiento del ruido de cualquier bipuerto lineal puede ser determinado si los valores de los cuatro parámetros de ruido, F_{min} , $r_n=R_n/50$ y Γ_{0n} son conocidos. [VEN90]

1.3.1.1.3 Factor de ruido en redes en cascada

En un sistema con muchos circuitos conectados en cascada, se deben considerar las contribuciones de ruido de los diferentes circuitos. Al considerar el resistor ruidoso equivalente R_n en serie con la entrada del circuito,

$$F = 1 + \frac{R_n}{R_G} \quad (1.48)$$

El ruido excedente adicionado por el circuito es R_n/R_G .

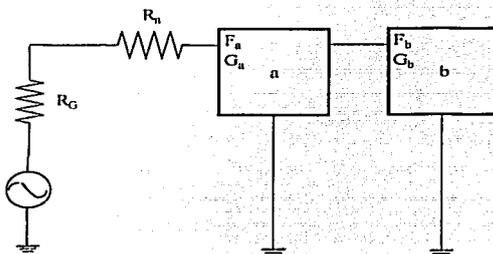


Figura 1.6 Representación de un circuito en cascada.

Considerando dos circuitos en cascada *a* y *b*, por definición el ruido disponible a la salida de *b* es (véase figura 1.6):

$$N_{ab} = F_{ab}G_{ab}kTB \quad (1.49)$$

con *B* el ancho de banda de ruido equivalente en el cual el ruido es medido. La ganancia total disponible *G* es el producto de las ganancias disponibles individuales, entonces

$$N_{ab} = F_{ab}G_aG_bkTB \quad (1.50)$$

El ruido disponible de la red *a* a la salida de la red *b* es:

$$N_{a,b} = N_aG_b = F_aG_aG_bkTB \quad (1.51)$$

El ruido disponible sumado por la red *b* (ruido excedente) es:

$$N_{b/b} = (F_b - 1)G_b kTB \quad (1.52)$$

El total de ruido disponible N_{ab} es la suma del ruido disponible por las dos redes:

$$N_{ab} = N_{a/b} + N_{b/b} = F_a G_a G_b kBT + (F_b - 1)G_b kBT \quad (1.53)$$

$$N_{ab} = \left(F_a + \frac{F_b - 1}{G_a} \right) G_a G_b kBT \quad (1.54)$$

$$F_{ab} = F_a + \frac{F_b - 1}{G_a} \quad (1.55)$$

Para cualquier número de circuitos se puede extender para ser:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad (1.56)$$

[VEN90]

1.3.1.2 Ruido cósmico

Las fuentes de ruido cósmico son externas a la atmósfera terrestre; las principales fuentes son el sol, la Vía Láctea, y otras fuentes discretas de ruido cósmico. Actividades de radio astronomía han identificado un gran número de fuentes de ruido cósmico.

El radio ruido proveniente de fuentes cósmicas que penetra a la atmósfera de la Tierra alcanzando antenas localizadas en la superficie de la tierra. La absorción ionosférica limita la recepción de ruido cósmico a frecuencias por debajo de 30 MHz, mientras el proceso de absorción molecular limita la recepción de ruido extraterrestre a frecuencias por encima de 10 GHz.

Los receptores llevados en los satélites por encima de 1000 km no encuentran esas limitaciones.

Avances recientes en el diseño de amplificadores de bajo ruido, el esparcimiento extendido de satélites y pruebas espaciales han incrementado la importancia del ruido cósmico. Los satélites de comunicación satelital, el broadcasting de televisión proveniente de los satélites y la necesidad de enlaces de datos entre vehículos espaciales y la Tierra han incrementado el número de antenas dirigidas hacia el cielo equipadas con receptores sensibles que son capaces de recibir ruido cósmico. El ruido cósmico suele limitar el funcionamiento de los mencionados sistemas.

Plano galáctico: El ruido galáctico es debido a la radiación en la banda de radio frecuencia de las estrellas que forman la galaxia.

Sol quieto: Ruido proveniente de la "quietud" del sol; que es, ruido solar al tiempo cuando es pequeña o inexistente la actividad de las manchas solares.

Perturbación solar: Ruido de la "perturbación" solar. El término perturbación a las veces de las manchas solares y la actividad de las erupciones solares.

Cassiopeia A: Ruido proveniente de alta intensidad de una fuente discreta de ruido cósmico conocida como Cassiopeia. Una de cientos fuentes discretas.[CARD93][BAR89]

1.3.2 Ruido de baja frecuencia

Fue observado por primera vez en tubos de vacío y fue llamado "efecto flicker", probablemente debido a la oscilación observada en el cátodo. En la literatura se le conoce con nombres tales como: exceso de ruido, ruido rosa, ruido de semiconductor, ruido de baja frecuencia y ruido de contacto, pero en realidad están referidos a lo mismo. El término de "ruido rojo" es aplicado al espectro de potencia de ruido que varía en función de $1/f^2$.

La mayor causa de ruido $1/f$ en dispositivos semiconductores se ha observado debido a propiedades de la superficie del material. La generación y recombinación de portadores en el estado de la superficie de energía y la densidad de los estados de la superficie son factores importantes, mejorando el tratamiento de manufactura en la superficie se disminuye este ruido, pero sin embargo, la interfase entre la superficie de silicón y el pasivo óxido de tierra son centros de generación de ruido.[MOT72]

1.3.3 Ruido de disparo

En tubos, transistores y diodos existe un mecanismo de ruido de corriente llamado ruido de disparo. La corriente que fluye en estos dispositivos no es suave ni continua, sino que es la suma debida a los impulsos de corriente que es causada por el flujo de portadoras, cada portadora con una carga electrónica. Se asume que ninguna espacio-carga cercana a la región del cátodo es debida a la suavidad con la que fluye la corriente de salida. Cada

portadora de electrón con carga q , cuando llega al cátodo resulta en un impulso de corriente. Este flujo pulsante es un efecto granulado conocido como ruido de disparo.

El ruido de disparo es asociado a una corriente que fluye a través de una barrera potencial. Tal barrera existe para cada unión pn en dispositivos semiconductores y en la superficie del cátodo en diodos de vacío.[MOT92]

1.3.4 Ruido hecho por el hombre o de origen humano

El ruido de origen humano frecuentemente limita el funcionamiento del receptor. Esto es particularmente cierto para comunicaciones terrestres móviles, receptores de televisión, alta radio frecuencia y otros servicios de radio por debajo de la Ultra High Frequency (UHF). El ruido de origen humano se origina de una amplia variedad de fuentes; algunos ejemplos son de máquinas de sistemas de ignición a gasolina, ruido corona de líneas de alta tensión, ruido de abertura proveniente de líneas de distribución, ruido de soldadoras estilizadas de radio frecuencia y ruido producido por algunos otros dispositivos eléctricos encontrados en las casas o negocios. Las fuentes que afectan el funcionamiento de receptores a baja frecuencia generalmente no producen ruido térmico a altas frecuencias. Y viceversa, fuentes que producen ruido térmico en las bandas VHF y UHF no lo producen a bajas frecuencias.

Puesto que la amplitud de ruido disminuye con la distancia de la fuente, la magnitud de ruido al lugar de recepción depende de parámetros espaciales al igual que de variaciones temporales de la fuente de ruido, propiedades direccionales de los elementos del ruido radiado y propiedades direccionales de la antena de recepción. En ocasiones el ruido térmico es inducido o conducido de la fuente hacia el receptor.

Los niveles promedio del ruido de origen humano son mayores en las regiones urbanas y suburbanas a diferencia de zonas rurales debido al gran número de fuentes en áreas altamente pobladas.

En regiones tranquilas y remotas, el ruido de origen humano puede ser extremadamente bajo, y el ruido de fondo en muchas partes del radio espectro será determinado por ruido natural(ruido atmosférico por debajo de 30 MHz y ruido galáctico superior a los 30 MHz).

En general, los niveles del ruido creados por hombre disminuyen con el incremento de frecuencia, aunque existen algunas fuentes específicas que no cumplen con esta regla general.[CARD93]

1.3.5 Fuentes de ruido en la zona cercana y en la zona lejana

En muchos casos el ruido dañino de origen humano que afecta al receptor involucra sólo a una o a dos fuentes. Un nivel de fondo general de ruido de origen humano que proviene de numerosas fuentes difícilmente es encontrado. Frecuentemente, las fuentes de ruido dañino son relativamente cercanas al receptor. La propagación proveniente de la fuente de ruido hacia el receptor involucra en algunas ocasiones al campo de la zona cercana en su mayoría que al de la zona lejana. Para tales casos, los componentes de campo eléctrico y campo magnético de la fuente de ruido deben ser medidos para definir totalmente la potencia del ruido que afecta al receptor.

Cuando la trayectoria de la fuente de ruido al receptor es mayor que una longitud de onda, puede ser aplicada la aproximación de campo lejano y el ruido puede ser medido ya sea con el campo magnético o el campo eléctrico de la antena. Las intensidades del campo eléctrico y magnético pueden estar relacionadas por la impedancia de espacio libre de $120\pi = 377$ ohms. Estas mediciones se aplican al ruido de origen humano a frecuencias superiores a 30 MHz. A bajas frecuencias, la fuente de ruido será eléctricamente cercana a la antena de recepción. A distancias de la fuente al receptor afectado, de un sexto de la longitud de onda o menores, el receptor está en el campo lejano de la fuente. A estas distancias cortas, la relación de campo eléctrico y campo magnético no es mayor o igual a 377 ohms y tanto el campo eléctrico como el campo magnético deben ser medidos para definir el impacto de la fuente de ruido al receptor.[BAR89][EVA95]

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

Capítulo II

Ahora se escribirá sobre las herramientas que nos permiten llevar a cabo el diseño de un amplificador.

Los circuitos operando a baja frecuencia, donde la dimensión del circuito es relativamente pequeña con respecto a la longitud de onda, pueden ser tratados como un conjunto de interconexiones de componentes pasivos o activos con voltajes y corrientes únicas definidas en cualquier punto en el circuito. En este caso las dimensiones del circuito son lo suficientemente pequeñas para despreciar el cambio de fase de un punto del circuito a otro. Para realizar el análisis de estos circuitos utilizamos las leyes de Kirchhoff, tanto de voltaje como de corriente y conceptos de impedancia de teoría de circuitos. Los campos a baja frecuencia se pueden considerar como campos TEM(Transversal Electromagnética) soportadas por dos o más conductores.

Pero esto no se puede aplicar en los circuitos de microondas. Para el análisis a alta frecuencia se requieren otros tipos de herramientas como lo son el resolver las ecuaciones de Maxwell. Pero existen otros tipos de herramientas que permiten hacer un análisis mucho más sencillo aplicando simples e intuitivas ideas de análisis de circuitos.

Es por esta razón que para analizar estos circuitos, se utilizan herramientas que permiten obtener cantidades que relacionen directamente los parámetros de circuito o línea de transmisión, esto permite que la línea pueda ser tratada como un componente distribuido caracterizado por su longitud, constante de propagación e impedancia característica. Con esto se logra que se puedan conectar varios componentes y usar la teoría de redes o de líneas de transmisión para analizar el comportamiento del dispositivo entero, incluyendo efectos tales como los de la reflexión múltiple, pérdidas por transformaciones de impedancia y transiciones de un medio de transmisión a otro.
[POZ90]

Entre dichas herramientas se tienen:

- Las representaciones de redes
- Las líneas de transmisión

2.1 Representación de Redes

Las redes eléctricas pueden estar descritas en función de las terminales externas que se encuentran disponibles para ser medidas y analizadas. Todo esto en su conjunto, es decir, no cada uno de los componentes que forman la red, con lo anterior se trata de representar matemáticamente la red en su totalidad a través de los parámetros que pueden ser obtenidos de sus terminales, esto se hace para predecir su respuesta a las diferentes cargas o fuentes que se pudieran conectar en sus terminales, para agregar alguna red más grande resultado de la conexión de otras redes.

Se define como puerto al par de terminales externas que se usan para conectar a la red un estímulo o una terminación, de esta forma, un puerto es una red de un par de terminales sencillas, un bipuerto son dos pares de terminales o dos terminales con respecto a tierra.

La red más requerida tanto para el análisis como para el diseño es el bipuerto o red de dos puertos.

Las definiciones de voltaje y corriente para un bipuerto son mostradas en la figura 2.1, donde las corrientes I e I' fluyendo a través de la fuente o de la carga deben ser las mismas. Puede verse que existen dos parámetros por puerto, o un total de cuatro parámetros por todo el bipuerto. Escogiendo dos parámetros de cualquiera de los cuatro puertos como variables independientes, se pueden obtener varias posibles combinaciones, por lo que se podrán representar de manera diferente [MED93]



Figura 2.1 Diagrama general de un bipuerto

Un bipuerto puede ser representado de la siguiente manera

$$u_1 = R_{11}w_1 + R_{12}w_2 \quad (2.1)$$

$$u_2 = R_{21}w_1 + R_{22}w_2 \quad (2.2)$$

donde u_1 , u_2 , w_1 y w_2 pueden ser cualquiera de las variables V_1 , V_2 , I_1 e I_2 y los términos R_{ij} son los parámetros del bipuerto. De esta manera se pueden obtener varias formas

representar el bipuerto y sus parámetros, Z, Y, G y H, entre otros, que caracterizan totalmente a la red. [VEN90]

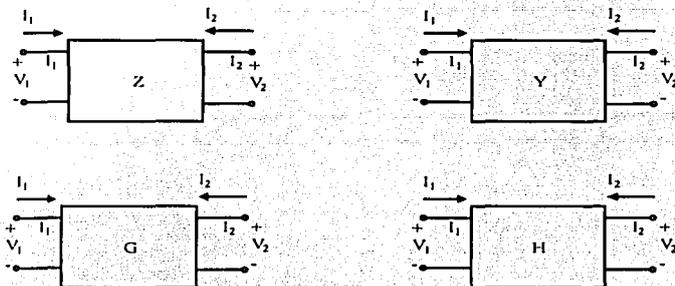


Figura 2.2. Diversas formas de representar los bipuertos por medio de los parámetros Z, Y, G y H.

2.1.1 Representación por parámetros Z

De la figura 2.1 se escoge el voltaje como variable independiente:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (2.3)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (2.4)$$

y de forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Los coeficientes Z_{ij} relacionan las variables dependientes e independientes y representan los parámetros Z del bipuerto.

Para resolver tenemos que:

Si se I_2 establece =0 se resuelve para Z_{11} y Z_{21}

$$z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (2.6)$$

$$z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (2.7)$$

Y estableciendo $I_1=0$

$$z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (2.8)$$

$$z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (2.9)$$

Se observa que los parámetros de la red, tienen unidades de voltaje divididos entre corriente, estos son conocidos como parámetros de impedancia, parámetros z , o parámetros a circuito abierto. Estos parámetros no dan mucha idea del comportamiento de la red. Los parámetros de entrada y salida, z_{11} y z_{22} , respectivamente, se establecen en condiciones de circuito abierto, es decir, la impedancia es medida bajo la condición de circuito abierto al lado opuesto del puerto y esto no refleja las condiciones de operación actual.[MED93]

2.1.2 Representación por Parámetros Y

Seleccionando la corriente como la variable dependiente, se puede escribir:

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \quad (2.10)$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \quad (2.11)$$

o en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Resolviendo para Y_{11} , haciendo $V_2=0$ se tiene

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (2.13)$$

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (2.14)$$

y para Y_{12} cuando $V_1=0$

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (2.15)$$

$$Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (2.16)$$

Estos coeficientes tienen unidades de corriente divididos entre voltaje, admitancia y son conocidos como parámetros Y o parámetros de admitancia. Se fuerza al circuito a la condición de corto circuito al puerto, por lo que también se conoce como parámetro del puerto corto-circuitado.[MED93]

2.1.3 Representación de parámetros Híbridos

En un principio los parámetros híbridos h fueron usados para los transistores debido a que estos describen la operación física del transistor. Son llamados parámetros híbridos debido a que las unidades en las que están dadas son híbridas y dadas por:

$$V_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2 \quad (2.17)$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2 \quad (2.18)$$

y de forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

La medición de estos parámetros puede realizarse con precisión para transistores que operan hasta 1MHz debido a las dificultades en definir un corto circuito y circuito abierto y mantener la estabilidad en la alimentación en dc en la red de dos puertos. [VEN90]

2.1.4 La matriz de dispersión S

Se habló de la dificultad de definir voltajes y corrientes para línea no-TEM (no Transversal Electro Magnética). En suma, un problema práctico existe cuando se intenta medir voltajes y corrientes en frecuencia de microondas debido a que medidas directamente involucran usualmente a la magnitud (diferencia de potencia) y la fase de la onda viajera en una dirección dada o la onda estacionaria. Entonces, equivalen a voltajes y corrientes y a la relación de matrices de impedancia y admitancia, que se convierten en una abstracción cuando tratamos con redes de alta frecuencia. Una representación más acorde con medidas directas y con el concepto de onda incidente, reflejada y transmitida, esta dado por la matriz de dispersión. [POZ90]

La matriz de dispersión en muchos casos guía la completa comprensión del dispositivo de microondas mientras que se evita la necesidad de construir los límites formales para estructurar el problema.

Los coeficientes contenidos en la diagonal principal de la matriz de dispersión son los coeficientes de reflexión, mientras que aquellos que se encuentran fuera son los coeficientes de transmisión. Una matriz de dispersión existe para toda red lineal, pasiva e invariante en el tiempo. Es posible deducir importantes propiedades generales contenidas en un número de puertos que involucran tales propiedades de la unión tales como la simetría, reciprocidad y conservación de potencia. [HEL92]

La ventaja de usar los parámetros de dispersión radica en que no relaciona ni terminales de voltajes ni de corrientes, sino que relaciona la magnitud de la onda incidente y de la onda reflejada y no existe variación en magnitud a través de una línea de transmisión sin pérdidas. Esto significa que los parámetros de dispersión pueden ser medidos en un dispositivo localizado a una cierta distancia del punto a medir. Los parámetros S son medidos bajo condiciones de acoplamiento, esto evita la inestable oscilación para medidas de dispositivos activos.[VEN90]

La matriz de dispersión de una red de n-puertos es una matriz cuadrada de n puertos cuyas expresiones relacionan adecuadamente a elección, a la onda incidente y la onda reflejada en las terminales de la red:

$$\bar{b} = \bar{S}\bar{a} \quad (2.20)$$

donde \bar{a} y \bar{b} son los vectores incidente y reflejado, los cuales para una red de dos puertos están dados por:

$$\bar{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.21) \quad \text{y} \quad \bar{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

y la correspondiente matriz de dispersión S esta descrita por:

$$\vec{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

La relación entre las ondas de entrada y de salida están descritas para una red de dos puertos usando las siguientes ecuaciones:

$$b_1 = a_1 S_{11} + a_2 S_{12} \quad (2.24)$$

$$b_2 = a_1 S_{21} + a_2 S_{22} \quad (2.25)$$

Un diagrama esquemático de la relación es mostrado a continuación:

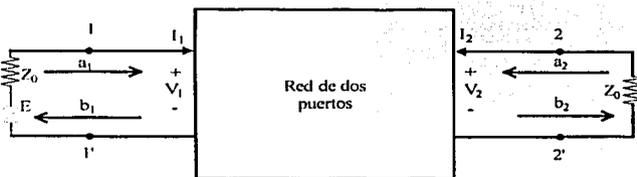


Figura 2.3 red de dos puertos.

Los parámetros de dispersión de la red de dos puertos están definidos en términos de las ondas incidentes y reflejadas por las siguientes ecuaciones como:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.26)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.27)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.28)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.29)$$

Si se asume que a_1 y b_1 están normalizadas de tal manera que $\frac{1}{2}a_1 a_1^*$ es la potencia disponible al puerto i y $\frac{1}{2}b_1 b_1^*$ es la potencia emergente al mismo puerto, entonces:

$$a_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} I_1 \right) \quad (2.30)$$

$$b_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} I_1 \right) \quad (2.31)$$

$$a_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} I_2 \right) \quad (2.32)$$

$$b_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} I_2 \right) \quad (2.33)$$

Adoptando estas definiciones indican que las a y las b a cualquier puerto son combinaciones lineales variables del voltaje y la corriente al mismo puerto. Tales combinaciones lineales son de hecho también conocidas en la descripción de una línea de transmisión para cual la solución de la ecuación de la línea de transmisión esta dada en términos de las ondas viajeras de ida y de regreso $V_0^+ e^{jz}$ y $V_0^- e^{-jz}$ por:

$$V = V_0^+ e^{jz} + V_0^- e^{-jz} \quad (2.34)$$

$$Z_0 I = V_0^+ e^{-jz} - V_0^- e^{jz} \quad (2.35)$$

Escribiendo las ondas incidentes y reflejadas en términos de V y I

$$V_0^+ e^{-jz} = 1/2(V + Z_0 I), \quad (2.36)$$

$$V_0^- e^{jz} = 1/2(V - Z_0 I), \quad (2.37)$$

indican que las ondas viajeras en una línea distribuida son combinaciones lineales del voltaje y la corriente en la línea como válidas. La potencia normalizada adoptada en la distribuida formulación de dispersión con esto se satisface a las apropiadas terminales sustituyéndolas como se muestra a continuación:

$$a = \frac{Ae^{-jz}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.38)$$

$$b = \frac{Ae^{jz}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.39)$$

Para mostrar que $1/2 a_1 a_1^*$, es la potencia disponible en el puerto 1 es solo necesario la forma de voltaje V_1 en figura (2.3) en términos del generador de voltaje E_1 y la impedancia interna Z_0 :

$$V_1 = E_1 - Z_0 I_1 \quad (2.40)$$

Y sustituyendo el valor de V_1 en la definición anterior de a_1 . Se tiene como resultado:

$$a_1 = \frac{E_1}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.41)$$

de forma cuantitativa:

$$\frac{1}{2} a_1 a_1^* = \frac{|E_1|^2}{8Z_0}, \quad (2.42)$$

es conocido como la potencia disponible de un generador de f.e.m(fuerza electromotriz) E_1 y la impedancia Z_0 como válida.

Para demostrar que $\frac{1}{2} b_2 b_2^*$ es la potencia emergente al puerto 2 es necesario combinar las ecuaciones (2.32) y (2.33) con $a_2=0$

$$b_2 = \frac{V_2}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.43)$$

de forma cuantitativa:

$$\frac{1}{2} b_2 b_2^* = \frac{|V_2|^2}{2Z_0} \quad (2.44)$$

es reconocido como la potencia en la carga al puerto 2.

El significado de los parámetros de transmisión deben ser entendidos por separado al evaluar S_{21} en la ecuación (2.27) en término de las variables originales. Esto se hace al rescribir a_1 en la ecuación (2.30) en términos de V_1 al hacer uso de la ecuación (2.40) y rescribiendo V_2 en la definición de b_2 en la ecuación (2.33) en términos de las condiciones de carga al puerto 2:

$$V_2 = -I_2 Z_0 \quad (2.45)$$

El resultado necesitado:

$$S_{21} = 2 \frac{V_2}{E} \quad (2.46)$$

es fácilmente reconocido como la relación común de voltaje transferido de la red.

El significado del parámetro de reflexión debe ser deducido por separado por la evaluación de S_{11} en la ecuación (2.26) en términos de las variables originales. Está dado por:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} - I_1 \sqrt{Z_0}}{\frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} + I_1 \sqrt{Z_0}} \quad (2.47)$$

El resultado obtenido al remplazar V_1 por $Z_{in} I_1$,

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.48)$$

es fácil reconocerlo como la transformación usual bilineal entre la impedancia y el coeficiente de reflexión de una red de un puerto.

El significado de la matriz de dispersión es apreciado por mostrar que estas expresiones representan las relaciones comunes de transferencia y coeficientes de reflexión de una red de dos puertos. [MED93]

2.1.5 La matriz de transmisión (ABCD)

La representación de los parámetros Z, Y y S pueden ser usados para caracterizar una red de microondas con un arbitrario número de puertos, pero en los casos prácticos de redes de microondas que se conforman de conexiones en cascada de dos o más redes de dos puertos es conveniente definir una matriz de transmisión de 2X2, llamada matriz ABCD, para cada red de dos puertos.

Se observa que la matriz ABCD de la conexión en cascada de dos o más redes de dos puertos puede ser fácilmente encontrada al multiplicar individualmente cada una de las matrices ABCD que forman la red total.

Esta matriz está definida para una red de dos puertos en términos de corrientes y voltajes totales.

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (2.49)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (2.50)$$

De forma matricial se tiene:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Estableciendo I_2 igualando a cero y rescribiendo en términos de A y C.

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (2.52)$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (2.53)$$

Y cuando V_2 es igual con cero, se tiene:

$$B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.54)$$

$$D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.55)$$

El parámetro de entrada A es una relación adimensional de voltaje y el parámetro de salida D es una relación de corriente. El coeficiente de transferencia B tiene unidades de impedancia y C tiene unidades de admitancia.

La representación normalizada de la matriz ABCD es: [MED93]

$$\begin{bmatrix} A & \frac{B}{Z_0} \\ CZ_0 & D \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

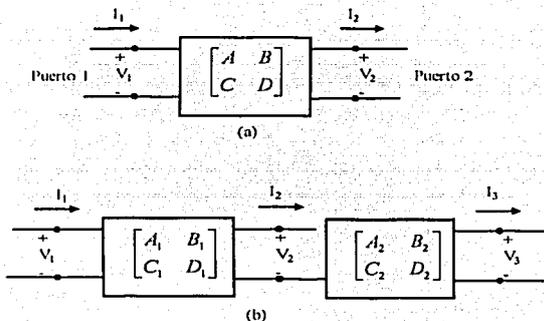


figura 2.4 (a) Una red de dos puertos 2.4 (b) Una conexión en cascada de una red de dos puertos

Para la figura 2.4 (a) y 2.4(b) tenemos que:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Sustituyendo:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Con lo anterior se muestra que la matriz ABCD de la conexión en cascada de la red de dos puertos es igual al producto de las representaciones individuales de dos puertos de las matrices ABCD. Note que el orden de multiplicación de las matrices debe ser el mismo orden en el cual la red está conformada, la multiplicación matricial no es conmutativa. [POZ90]

2.2 Líneas de transmisión

Las líneas de transmisión son elementos pasivos básicos en el diseño de circuitos de microondas. Estas pueden ser usadas para transmitir señales de microondas de un punto a otro; o para la construcción de acopladores direccionales, filtros, divisores de potencia y más. Las líneas de transmisión son también usadas ampliamente en el diseño de redes de acoplamiento para amplificadores de microondas, osciladores y mezcladores.

A bajas frecuencias, donde la longitud de la línea de transmisión es mucho menor que la longitud de onda de la señal, el voltaje y la corriente a través de la línea puede ser considerada como constante. A frecuencias altas, la longitud de onda de la señal es comparable a las dimensiones físicas del dispositivo. El voltaje y la corriente varían a lo largo de la guía debido a los efectos de capacitancia e inductancia distribuidos en la línea. [VEN90]

2.2.1 Modelo eléctrico de las Líneas de Transmisión

Como anteriormente se mencionó la principal diferencia entre la teoría de circuitos y la teoría de líneas de transmisión, es la longitud o tamaño eléctrico. El análisis de circuitos asume que las dimensiones físicas de la red son mucho menores que la longitud de onda eléctrica, mientras que en las líneas de transmisión deben ser consideradas una fracción de la longitud de onda, o de varias longitudes de onda, en tamaño. Por lo que una línea de transmisión es una red de parámetros distribuidos, donde el voltaje y corriente pueden variar en magnitud y fase sobre su longitud.

Una línea de transmisión se suele representar esquemáticamente como una línea de dos conductores, para una línea de transmisión (para una onda de propagación TEM) siempre se necesita por lo menos de dos conductores. La sección diferencial de línea de longitud Δz de la figura 2.5 puede ser modelada como un circuito con elementos de parámetros concentrados, donde R , L , G y C donde son cantidades definidas por unidad de longitud, de la siguiente forma:

R = resistencia en serie por unidad de longitud, para ambos conductores, en Ω/m .

L = inductancia en serie por unidad de longitud, para ambos conductores, en H/m .

G = conductancia en paralelo por unidad de longitud, en S/m .

C = capacitancia en paralelo por unidad de longitud, en F/m .

La inductancia en serie L representa el total de la auto-inductancia de ambos conductores, mientras que la capacitancia en paralelo C es debida a la proximidad de dos conductores. La resistencia en serie R representa la resistencia debida a la finita conductividad de los conductores, mientras la conductancia G en paralelo es debida a las pérdidas dieléctricas entre el material y el conductor, por lo que R y G representan pérdidas. Una longitud finita de línea de transmisión puede ser vista como una cascada de sección de la forma.

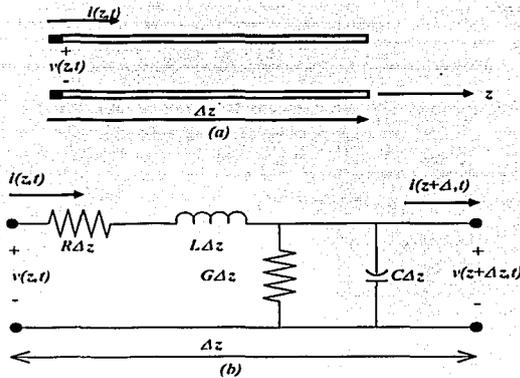


Figura 2.5(a) Definición de Voltaje y corriente de una línea de transmisión

Figura 2.5(b) Circuito equivalente de elementos concentrados

De la anterior figura aplicando las leyes de voltaje de Kirchoff se obtiene:

$$v(z,t) - R\Delta z i(z,t) - L\Delta z \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} - v(z + \Delta z,t) = 0 \quad (2.60)$$

aplicando leyes de corriente tenemos:

$$i(z,t) - G\Delta z v(z + \Delta z,t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z,t)}{\partial t} - i(z + \Delta z,t) = 0 \quad (2.61)$$

Dividiendo 2.60 y 2.61 por Δz y tomando el límite cuando $\Delta z \rightarrow 0$ se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t}, \quad (2.62)$$

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -Gv(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t}, \quad (2.63)$$

Estas ecuaciones se encuentran en el dominio del tiempo representando la línea de transmisión, también conocidas como las ecuaciones del telegrafista.

Representando de forma fasorial, las ecuaciones anteriores:

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z), \quad (2.64)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z), \quad (2.65)$$

[POZ90]

2.2.2 Propagación de la onda en una línea de transmisión

Las anteriores ecuaciones (2.64) y (2.65) pueden ser resueltas de manera simultánea para dar las ecuaciones de onda para $V(z)$ y $I(z)$.

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2V(z) = 0 \quad (2.66)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2I(z) = 0 \quad (2.67)$$

$$\text{Donde } \gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.68)$$

Para la cual α es la atenuación que sufre la onda de voltaje o la corriente, conforme viaja o se propaga a lo largo de la línea y sus unidades son neper por metro y β , la parte imaginaria, indica la rapidez de cambio de fase de la onda conforme se propaga y sus unidades son radianes por metro.[NER99]

Es la constante de propagación, la cual se encuentra en función de la frecuencia, la solución a las ecuaciones (2.66) y (2.67) de onda es:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}, \quad (2.69)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z}, \quad (2.70)$$

donde el término $e^{-\gamma z}$ representa la propagación de la onda en la dirección $+z$ y el término $e^{\gamma z}$ representa la propagación de onda en la dirección $-z$. Sustituyendo (2.64) al voltaje de (2.70) dada la corriente en la línea:

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}] \quad (2.71)$$

de lo anterior podemos obtener la impedancia característica, Z_0 :

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.72)$$

Otras dos expresiones que serán de utilidad para este trabajo son:

$$\text{La longitud de onda: } \lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.73)$$

$$\text{y la velocidad de fase: } v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.74)$$

[POZ90].

2.2.3 Línea de transmisión sin pérdidas

La anterior solución fue para el caso de una línea general, incluyendo efectos de pérdidas. Y fue visto que la constante de propagación y la impedancia característica fueron complejas. En muchos casos prácticos, las pérdidas en la línea son muy pequeñas que pueden ser despreciables, resultando en algunas simplificaciones para los anteriores resultados. Estableciendo $R=G=0$ en (2.68) quedando la constante de propagación como:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{LC}, \quad (2.75)$$

$$\text{o } \beta = \omega\sqrt{LC}, \quad (2.76)$$

$$\alpha = 0$$

Como se espera para el caso sin pérdidas, la constante de atenuación α es cero. Teniendo como impedancia característica:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (2.77)$$

lo cual se observa que es un número real. Las soluciones generales para voltaje y corriente en una línea de transmisión sin pérdidas pueden ser escritas:

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z}, \quad (2.78)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} + \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z}, \quad (2.79)$$

La longitud de onda esta dada por:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}}, \quad (2.80)$$

y la velocidad de fase por:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (2.81)$$

[POZ90]

2.2.4 Línea de transmisión sin pérdidas terminada en una carga arbitraria

En la figura 2.16 se muestra una línea sin pérdidas terminada en una impedancia como carga, arbitraria Z_L .

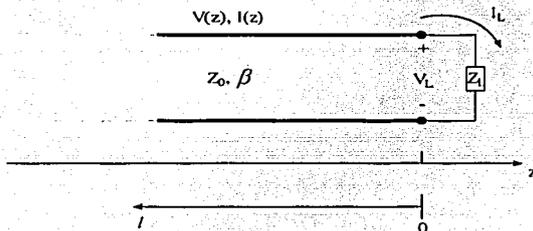


figura 2.6 Línea sin pérdidas terminada en una carga arbitraria

Se asume que una onda incidente de la forma $V_0^+ e^{-j\beta z}$ es generada de una fuente en $z < 0$. Se sabe que la relación de voltaje y la corriente para dicha onda viajera es Z_0 , la impedancia característica. Pero cuando la línea esta terminada en una carga arbitraria $Z_L \neq Z_0$, la relación de voltaje y la corriente debe ser Z_L . Esto es, una onda debe ser excitada con una apropiada amplitud para satisfacer esta condición. El voltaje total en la línea puede ser escrito como en (2.78), como la suma de ondas reflejadas e incidentes:

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z}$$

De igual forma, la corriente total en la línea está definida por:

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z}$$

El voltaje y la corriente total de la carga están relacionados por la impedancia de carga, entonces para $z=0$, se tiene:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \quad (2.82)$$

Resolviendo para V_0^- se tiene:

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+ \quad (2.83)$$

La relación entre el voltaje normalizado de la onda reflejada y el voltaje de la onda incidente de la onda es conocida como el coeficiente de voltaje de reflexión de la onda, Γ :

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.84)$$

Otro parámetro de utilidad que se encuentra en la teoría de líneas de transmisión es la relación de onda estacionaria SWR (Standing Wave Ratio), también llamado VSWR (Voltaje Standing Wave Ratio). Esta cantidad está definida por:

$$SWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{|V_0^+| (1 + |\Gamma|)}{|V_0^+| (1 - |\Gamma|)} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.85)$$

[HEL92]

Se observa que SWR es un número real tal que $1 \leq SWR \leq \infty$, donde $SWR=1$ implica que la carga está acoplada.

El coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea puede ser conocido si se sustituye $z = -\ell$, por lo cual:

$$\Gamma(\ell) = \frac{V_0^- e^{-j\beta\ell}}{V_0^+ e^{j\beta\ell}} = \Gamma(0) e^{-2j\beta\ell}, \quad (2.86)$$

donde $\Gamma(0)$ es el coeficiente de reflexión para $z=0$.

La amplitud del voltaje, al menos para una línea desacoplada, está oscilando con respecto a la posición en la línea. Es decir, la impedancia a través de la línea debe variar con la

posición. A una distancia $\ell = -z$ de la carga, la impedancia de entrada vista hacia la carga es:

$$Z_{in} = \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta \ell} \quad (2.87)$$

Se consideran algunos casos especiales:

Cuando la línea está terminada en corto circuito, $Z_L=0$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0} = jZ_0 \tan \beta \ell \quad (2.88)$$

Cuando $Z_L \rightarrow \infty$, es decir, cuando la línea está terminada en circuito abierto:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \frac{jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_L}}{\frac{Z_0 + j \tan \beta \ell}{Z_L}} = \frac{Z_0}{j \tan \beta \ell} = -jZ_0 \cot \beta \ell \quad (2.89)$$

Y por último de la ecuación de la impedancia vista hacia la carga

$$Z_{in} = \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta \ell}$$

Si la longitud de la línea es $\lambda/4$ y $\beta = 2\pi/\lambda$, el argumento de la tangente tiende a infinito cuando su valor es $\pi/2 = 90^\circ$, por lo que, la impedancia de entrada de esta línea de longitud $\lambda/4$ sería:

$$Z_{in}|_{z=\lambda/4} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (2.90)$$

[POZ90].

Como Z_0 es real, de la ecuación 2.92 se observa que una línea que mida $\lambda/4$ se comporta como un *inversor de impedancias*, pues a la entrada se ve el inverso de Z_L multiplicado por un factor real, o bien, en la carga se tiene el inverso de la impedancia de entrada Z_L , también multiplicada por el un factor real.

Si la línea termina en corto circuito, en su entrada se obtiene el equivalente a un circuito abierto. [NER99]

2.2.5 Línea microcinta

La línea microcinta es uno de los más populares tipos de líneas de transmisión planas, principalmente debido a que está fabricada por procesos fotolitográficos y es fácilmente integrada con otros dispositivos activos y pasivos de microondas. La geometría de la línea microcinta se muestra en la figura 2.7. Un conductor de ancho W es impreso en un delgado sustrato dieléctrico de espesor d y permitividad relativa ϵ_r .

Si el dieléctrico no estuviera presente ($\epsilon_r = 1$), se puede pensar como en una línea bifilar que consiste de dos cintas planas conductoras de ancho W , separadas por una distancia $2d$, en ese caso, se tendría una simple línea TEM (Transversal Electromagnética), con $v_p = c$ (velocidad de fase = velocidad de fase) y $\beta = k_0$ (constante de propagación).

La presencia del dieléctrico, particularmente el hecho de que éste no envuelva la región de aire sobre la cinta ($y > d$), complica la conducta y el análisis de una línea microcinta. No pasa así con la línea cinta, donde todos los campos están contenidos dentro de una región de dieléctrico homogéneo, la línea microcinta tiene algunas (usualmente la mayor cantidad) de sus líneas de campo en la región del dieléctrico, concentradas entre la cinta conductora y el plano de tierra y los campos restantes sobre el sustrato. Por esta razón, la línea microcinta no puede soportar a una onda pura TEM, debido a que la velocidad de los campos TEM en la región del dieléctrico debería ser $c/\sqrt{\epsilon_r}$, donde la velocidad de fase de los campos TEM la región del aire sería c . Por lo que el acoplamiento entre la superficie dieléctrica y el aire deberá ser imposible de obtener para una onda de tipo TEM. De hecho, los campos exactos de una línea microcinta forman una onda híbrida TM-TE (Transversal Magnética-Transversal Eléctrica).

En la mayoría de las aplicaciones prácticas, el sustrato dieléctrico es eléctricamente muy delgado ($d \ll \lambda$) y los campos son quasi-TEM, es decir, los campos son esencialmente los mismo como en aquellos que son estáticos. A partir de soluciones estáticas y quasi-estáticas pueden obtenerse buenas aproximaciones para la velocidad de fase, constante de propagación e impedancia característica.

Para la velocidad de fase y la constante de propagación se tiene:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2.91)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_r}, \quad (2.92)$$

donde ϵ_e es la constante dieléctrica efectiva de una línea microcinta. Algunos de las líneas de campo están en la región del dieléctrico y algunas en el aire, la constante dieléctrica efectiva satisface la relación:

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r,$$

y es dependiente del espesor del sustrato d y el conductor de ancho W .

La constante dieléctrica efectiva de una línea microcinta es dada aproximadamente por:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}, \quad (2.93)$$

La constante dieléctrica efectiva puede ser interpretada como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza las regiones de aire y dieléctrica de la línea microcinta, como se muestra en la siguiente figura. La velocidad de fase y la constante de propagación están dadas por las anteriores ecuaciones.

Dadas las dimensiones de la línea microcinta, la impedancia característica puede ser calculada:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W'} + \frac{W'}{4d} \right) & \text{para } W/d \leq 1, \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W'/d + 1.393 + 0.667 \ln(W'/d + 1.444)]} & \text{para } W/d \geq 1, \end{cases} \quad (2.94)$$

Para una impedancia característica Z_0 y una constante dieléctrica ϵ_r dada, la relación W'/d como ser encontrada como:

$$\frac{W'}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } W/d < 2, \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln \left(B - 1 + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right\} \right] & \text{para } W/d > 2, \end{cases} \quad (2.95)$$

$$\text{donde } A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right), \quad (2.96)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2.97)$$

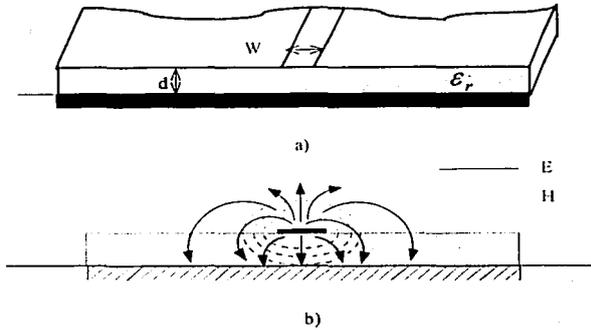


Figura 2.7 Línea microcinta. La figura a) muestra la geometría de una línea microcinta. La figura b) muestra la figura los campos oléctricos y magnéticos que se presentan en la línea microcinta.

[POZ90].

Una vez conocidas las herramientas del diseño se procede al mismo.

Capítulo III

Hasta ahora se ha escrito acerca de los fundamentos para el diseño de amplificadores de bajo ruido, ahora se escribirá con más detenimiento acerca de los transistores para microondas que permiten un bajo ruido además de poner en práctica la teoría anteriormente vista.

Se describirán los pasos a seguir para llevar a cabo el diseño de un amplificador multi-etapa, que cumpla con ciertas especificaciones de diseño.

Conforme se vaya avanzando en este trabajo se mostrara que optimizar algunos parámetros tales como la figura de ruido, la relación de onda estacionaria a la entrada o a la salida o la ganancia, están en función de la cantidad de etapas del amplificador.

3.1 Especificaciones de diseño

Se ha escrito acerca de las especificaciones de diseño pero ahora se profundizara en la razón por las que tienen que ser dichas especificaciones.

- Ancho de banda

Se intenta en este trabajo de lograr obtener un ancho de banda apropiado para las especificaciones de los amplificadores comerciales, para la banda KU.

El ancho de banda, para el transistor, que se eligió es de 10 GHz a los 13 GHz. Que servirá para la entrada de un receptor de señales de satélite ya que los servicios que se brindan en esta banda son la difusión de programas de TV digital.

- Figura de ruido menor a 1 dB

Para un amplificador de bajo ruido, como su nombre lo señala, se necesita tener una figura de ruido lo suficientemente pequeña para su funcionamiento. Para ello es importante tener en cuenta que la primera etapa de un amplificador es la etapa en donde recae la mayor cantidad de ruido, se recuerda que los dispositivos activos, para este trabajo el transistor, son los elementos que aportan la mayor cantidad de ruido al dispositivo.

Anteriormente se ha escrito acerca de las formas en que se puede de mejorar la razón de la señal a ruido, donde aumentar el diámetro de la antena resulta una de las soluciones, pues con ello se aumenta la potencia de la señal pero se ha analizado el inconveniente

que trae consigo está solución. Mientras que disminuir el ruido en el receptor es la forma más propicia de solucionar el problema.

- Ganancia de al menos 30dB

La razón por la cual la ganancia debe ser de al menos de 30 dB es debida a que en sistema de radiocomunicaciones el elemento que sigue después del amplificador de bajo ruido es un mezclador, el cual es un dispositivo que genera una temperatura de ruido de 1000K°, en el mejor de los casos, por lo que el amplificador debe de brindar una ganancia de al menos 30 dB, para superar este inconveniente y de esta forma se minimiza las contribuciones de ruido en etapas subsecuentes.

- Relaciones de onda estacionaria a la entrada y a la salida menores a 2.5.

Como caso ideal se tiene que las relaciones de onda estacionaria son de uno, donde el coeficiente de reflexión es igual a cero con lo que se tendría que no existen reflexiones en el dispositivo, pero como se indicó al inicio del párrafo este es sólo para el caso ideal, pero para casos de diseño, se pueden obtener como aceptables relaciones de onda estacionaria menores a la entrada y la salida de 2.5, o en otras palabras, tener coeficientes de reflexión a la entrada y salida no mayores a 0.42. La razón de estas especificaciones son debidas a que un valor mayor, tanto a la entrada como a la salida, resultaría en una ineficiente transferencia de potencia y un cambio en las condiciones de acoplamiento, que llevaría a la entrada un aumento en la figura de ruido del dispositivo. Es difícil obtener una aceptable Relación de Onda Estacionaria(SWR) en un amplio rango de frecuencias, debido a que simultáneamente hay que asegurar el acoplamiento entre etapas y una figura de ruido pequeña.

3.2 Transistores de alta Movilidad de electrones

Debido al uso de materiales semiconductores de heterojunturas, tales como el AlGaAs interactuando con el GaAs, un nuevo dispositivo semiconductor de efecto de campo puede ser manufacturado con un funcionamiento superior en microondas. Este dispositivo es el MOSFET (modulation-doped field-effect transistor), el cual también es conocido como un HEMT(high electrón mobility transistor).

Las heterojunturas en este dispositivo están formadas por las capas de diferentes composiciones, como por ejemplo GaAs/AlGaAs y el InGaAs/InP. Este dispositivo ofrece ventajas potenciales en microondas y ondas milimétricas.

En los HEMT, la estructura de la capa epitaxial está diseñada tal que los electrones libres en el canal sean físicamente separados de los donadores ionizados, mejorando la movilidad de electrones por reducir esparramientos de los electrones en las impurezas de la red cristalina.

Una manera de mejorar el funcionamiento de un HEMT es al usar InGaAs como un canal de electrones de dos dimensiones en lugar de GaAs, a este dispositivo se le conoce como PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor). Los PHEMT han motivado un gran interés para aplicaciones de alta velocidad, a extremadamente alta frecuencia, bajo ruido y potencia.

Las principales ventajas de estos transistores son:

- Alta movilidad de electrones
- Resistencia de fuente baja
- Alta frecuencia de transmisión debido a la elevada velocidad de electrones en campos eléctricos grandes
- Alta transconductancia por tener una pequeña separación entre compuerta y canal.
- Resistencia de salida alta.

Avances en la litografía de longitudes menores a un cuarto de micrómetro en la tecnología de materiales han favorecido las mejoras a la estructura básica de los HEMT.

3.2.1 Selección del transistor para el amplificador

Una vez establecidas las especificaciones de diseño para el amplificador multi-etapa y una vez conocidas las características del tipo de transistores útiles para este fin, se prosigue con la tarea de seleccionar un transistor que trabaje en el rango de frecuencia anteriormente establecido y brinde un funcionamiento adecuado en los parámetros restantes.

Entre estos parámetros se destaca la figura de ruido. Cabe hacer nuevamente mención que es en la primera etapa donde recae la mayor contribución de ésta. Por eso al diseñar un amplificador multi-etapa hay que prestar mayor atención en el diseño de la primera etapa, para que ésta brinde la menor figura de ruido posible.

La figura de ruido en un transistor depende de cinco parámetros, F_{\min} , R_G , G_G , Z_{opt} y de Z_G . De los cuales dos de ellos son de mayor importancia: F_{\min} , que es la figura de ruido mínima que brinda el transistor a una frecuencia dada y Z_G que es la impedancia de la red de acoplamiento vista a la entrada del transistor.

La figura de ruido sobre la base de los anteriores parámetros queda definida por la siguiente expresión:

$$F = F_{\min} + \frac{G_n}{R_G} |Z_G - Z_{opt}|^2 \quad (3.1)$$

De la ecuación (3.1) se puede deducir que para $Z_G = Z_{opt}$ se obtiene una figura de ruido igual a la mínima, para cualquier otro valor para Z_G el valor de la figura de ruido será más grande.

Empero el amplificador esta formado por varias etapas, por lo que es necesario analizar la contribución de ruido de las etapas que lo componen.

De la expresión (1.56) se observa que si en la primera etapa se logra obtener una figura de ruido pequeña, una conveniente ganancia en la misma y ganancias mayores en las subsecuentes etapas, con sus respectivas figuras de ruido no muy grandes, la aportación de ruido generadas por estas no serán significativas en el valor de la figura de ruido total del amplificador.

Se buscó en el mercado los diferentes tipos de transistores de tipo HEMT y PHEMT encontrando el transistor ATF 36077 de la marca Agilent Technologies, que cumple con las especificaciones establecidas para el diseño del amplificador de bajo ruido.

El mencionado transistor trabaja en la banda KU, además de brindar una figura de ruido de 0.5 dB y una ganancia asociada de 12dB a una frecuencia de 12 GHz.

Hay que mencionar que al trabajar con el transistor para obtener una figura de ruido lo más baja posible, en la mayoría de las ocasiones no se puede obtener una ganancia máxima.

Se tiene contemplado tener un amplificador multi-etapa de bajo ruido que tenga como ganancia mínima 30 dB, por lo que se necesitaran de al menos de tres etapas para lograr

esta especificación de diseño, aunque podría aumentarse una etapa más para cumplir adecuadamente con las mismas.

Con los datos anteriores se puede hacer un cálculo estimado de la cantidad de figura de ruido para tres y cuatro etapas.

Sustituyendo los valores de 0.5 dB de figura de ruido y de 12 dB de ganancia asociada en la expresión (1.56) se tiene para un amplificador de tres y cuatro etapas las figuras de ruido correspondientes son:

$$F_{3etapas} = 0.5316(dB)$$

$$F_{4etapas} = 0.5317(dB)$$

Los anteriores valores cumplen con las especificaciones de diseño presentadas al inicio de este capítulo.

Además de que para un amplificador de tres etapas la ganancia es de alrededor de 30 dB mientras que es de 40 dB para un amplificador de 4 etapas.

En lo que respecta a las relaciones de onda estacionaria se tiene que estas están en función de los circuitos de acoplamiento de las diferentes etapas.

Se debe tomar en cuenta que no es posible obtener buenas relaciones de onda estacionaria para un amplio rango de valores de frecuencia, debido a las características de la red de acoplamiento a la entrada.

Ya que para obtener una figura de ruido lo más pequeña posible, la red que brinda la impedancia que ve el transistor a su entrada no está diseñada para la impedancia del complejo conjugado de la misma sino para un valor conocido como Y_{opt} , que es la impedancia, que para una frecuencia establecida, brinda al dispositivo activo la menor figura de ruido.

Por lo citado en el párrafo anterior es de esperarse obtener un valor de SWR mayor a la unidad. Y es mediante la optimización como se reducirán estas relaciones de onda estacionaria.

Se mostrará a continuación los diferentes tipos de estabilidad, la forma en la cual se estabiliza un transistor y las ventajas que se obtienen de un adecuado acoplamiento a la entrada y a la salida del transistor.

3.3 Primera Etapa

3.3.1 La estabilidad del amplificador

La estabilidad en un amplificador es uno de los principales problemas para el diseño del mismo, se debe enfatizar en la importancia de estabilizar en toda la banda de frecuencias al amplificador, es decir, el amplificador debe ser diseñado para ser estable tanto para alta como para baja frecuencia, pues si descuida este detalle, se puede tener un amplificador que sea estable a alta frecuencia pero que sea inestable a baja frecuencia y en consecuencia tener un oscilador.

La primera consideración en el diseño de amplificadores es asegurarse que el circuito no oscile. Un amplificador deberá ser condicional o incondicionalmente estable.

Un amplificador de microondas de transistor de una sola etapa puede ser modelado por un circuito como se muestra en la figura 3.1 .

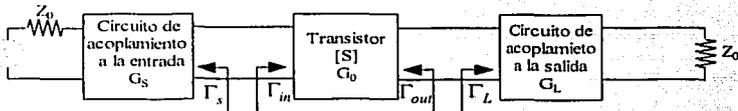


Figura 3.1 Representación gráfica de un amplificador de microondas de una etapa.

Analizando la estabilidad del circuito puede observarse que si la impedancia del puerto de entrada al del puerto de salida poseen parte real negativa, el circuito se encontrará en la región inestable, esto equivale a que los módulos de reflexión a la entrada y la salida son mayores a la unidad.

Los coeficientes de reflexión en la entrada, Γ_{in} y a la salida del transistor,, están definidos por las siguientes expresiones:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}, \quad (3.2)$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{22}\Gamma_S}, \quad (3.3)$$

Donde:

Γ_s es el coeficiente de reflexión visto desde la salida del circuito de acoplamiento a la entrada.

Y Γ_L es el coeficiente de reflexión visto desde la entrada del circuito de acoplamiento a la salida.

Si el transistor es unilateral, tal que, o S_{12} es lo suficientemente pequeño para ser despreciado, las anteriores ecuaciones se reducen a, $\Gamma_{out} = S_{22}$. De lo cual resulta como condición suficiente y necesaria para una estabilidad incondicional.

- Un circuito es incondicionalmente estable si sus partes reales de impedancia a la entrada y a la salida son positivas para cualquier terminación pasiva. Esto es cuando $|\Gamma_{in}| < 1$ y.
- Si las condiciones de que $|\Gamma_{in}| < 1$ y, son satisfechas solo para cierto rango de impedancias de entrada y salida, respectivamente, se presenta la estabilidad condicional.

[POZ90]

Cuando un amplificador presenta estabilidad condicional, este puede ser potencialmente inestable, debido a que las partes reales de impedancia a la entrada o la salida pueden ser negativas.

Aplicando las condiciones de estabilidad incondicional a las ecuaciones (3.2) y (3.3), se tiene las siguientes expresiones:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (3.4)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{22}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (3.5)$$

De las anteriores desigualdades se obtiene un rango de valores para Γ_S y Γ_L donde el amplificador será estable. Para encontrar estos rangos para Γ_S y Γ_L se puede utilizar la carta de Smith y dibujar los circuitos de estabilidad a la entrada y a la salida. Los círculos de estabilidad definen los límites entre la región estable y la potencialmente inestable de Γ_S y:

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

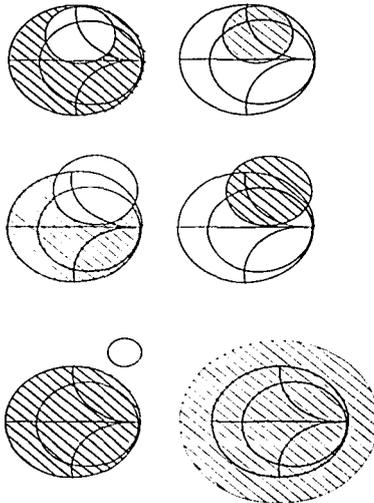


Figura 3.2 Círculos de estabilidad

Existe otra forma alterna para verificar la estabilidad incondicional. La demostración formal para llegar a estas dos condiciones se presenta en [MED93]. El circuito es incondicionalmente estable si cumple las siguientes condiciones

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|^2} > 1 \quad (3.6)$$

$$|\Delta| < 1$$

donde Δ es conocida como la delta de estabilidad y esta dada por:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.7)$$

A las anteriores condiciones, a lo largo de este trabajo, serán citadas como el criterio de los factores K y.

3.3.1.1 Estabilidad en la banda del amplificador

A partir de las hojas de especificaciones se obtienen los valores dados en parámetros S que definen el comportamiento del transistor y es a partir de ellos, con base en el criterio de los factores K y Δ , que se verifica su estabilidad incondicional.

De la figura 3.3 se puede observar que el valor correspondiente de Δ cumple con la condición de ser menor a 1, para todo el rango de frecuencias del transistor (condición necesaria de estabilidad incondicional, más no suficiente), mientras que los valores del factor de K sólo cumplen para frecuencias superiores a 15 GHz, por lo que se determina que el transistor deberá ser estabilizado en la banda del amplificador.

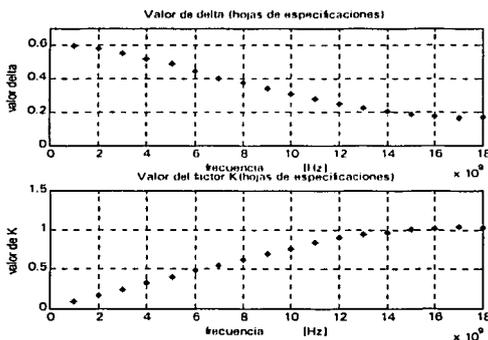


Figura 3.3 Valores que determinan las condiciones de estabilidad del amplificador como se encuentran en las hojas de especificaciones.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Se observa de las expresiones (3.6) y (3.7) que el análisis de estabilidad está en función de la matriz S del transistor. Si esta matriz es modificada, se puede tener un comportamiento diferente del transistor.

Mediante la adición de impedancias en retroalimentación en serie o en paralelo al bipuerto del transistor, es posible cambiar los elementos de la matriz S del dispositivo activo.

Debido a que no se cuenta con una estabilidad incondicional para el dispositivo activo en la banda de interés, se prosigue a colocar un inductor, en la terminal fuente del transistor (source) en serie con la conexión a tierra para de esta manera estabilizarlo.

La razón de generar una retroalimentación negativa con el inductor tiene como objeto disminuir el exceso de ganancia en la banda de interés del amplificador, este exceso hace que el transistor sea inestable, esta disminución esta en función del valor de la impedancia del inductor, a mayor impedancia mayor disminución de la ganancia, razón por la cual el valor de la impedancia del inductor debe ser pequeña, pues si no fuera así no se cumpliría con el objetivo establecido que es el de amplificar.

Con la anexión del inductor en la terminal fuente del transistor, se tiene ahora una matriz modificada correspondiente al circuito activo y al inductor. La impedancia del inductor se establece por razones de diseño a una frecuencia de 12GHz.

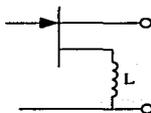


Figura 3.4 Representación gráfica del transistor con la inductancia en realimentación en serie en la terminal fuente.

Calculando la matriz de dispersión de la matriz del circuito con el inductor se determina el efecto de la adición de la impedancia en serie.

Para llevar a cabo la tarea el cálculo de la matriz modificada es necesario:

- Transformar la matriz S del transistor a una matriz Z
 Esto se lleva a cabo mediante las siguientes expresiones:

$$Z_{11} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (3.8)$$

$$Z_{12} = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (3.9)$$

$$Z_{21} = \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (3.10)$$

$$Z_{22} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (3.11)$$

[VEN90]

Vale la pena mencionar que la matriz Z que resulta es una matriz ya normalizada, pues proviene de una matriz S.

- Hacer el cálculo de la matriz Z aumentada (transistor con el inductor en serie en la terminal fuente). Este nuevo circuito se representa gráficamente por la figura 3.5.

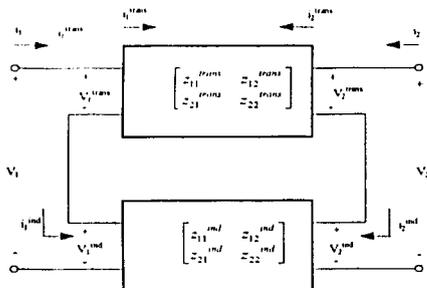


Figura 3.5 Representación gráfica del circuito, con sus respectivos voltajes y corrientes, que está conformado por el transistor y un inductor en realimentación en serie en la terminal fuente.

De las expresiones (3.8) a la (3.11) es posible obtener la matriz Z correspondiente al transistor como:

$$Z_{trans} = \begin{bmatrix} Z_{11}^{trans} & Z_{12}^{trans} \\ Z_{21}^{trans} & Z_{22}^{trans} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Y para el inductor se tiene:

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

$$Z_{ind} = \begin{bmatrix} Z_{11}^{ind} & Z_{12}^{ind} \\ Z_{21}^{ind} & Z_{22}^{ind} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\text{Donde } Z_{11}^{ind} = Z_{12}^{ind} = Z_{21}^{ind} = Z_{22}^{ind} = j\omega L / Z_0$$

El circuito total que se muestra en la figura 3.5 es una conexión en serie entre la terminal fuente del transistor y el inductor, razón por la cual utilizar la matriz Z facilitará los cálculos.

El arreglo total de la matriz modificada se obtiene al sumar las expresiones (3.12) y (3.13)

$$Z_{aum} = Z_{trans} + Z_{ind} = \begin{bmatrix} Z_{11}^{trans} + Z_{11}^{ind} & Z_{12}^{trans} + Z_{12}^{ind} \\ Z_{21}^{trans} + Z_{21}^{ind} & Z_{22}^{trans} + Z_{22}^{ind} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

- Transformar la matriz Z modificada a la matriz S modificada.

Para obtener la matriz S del nuevo arreglo, es necesario hacer la conversión de la matriz Z a la matriz dispersión de acuerdo con las siguientes expresiones:

$$S_{11} = \frac{(Z_{11} - 1)(Z_{22} + 1) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + 1)(Z_{22} + 1) - Z_{12}Z_{21}} \quad (3.15) \quad S_{12} = \frac{2Z_{12}}{(Z_{11} + 1)(Z_{22} + 1) - Z_{12}Z_{21}} \quad (3.16)$$

$$S_{21} = \frac{2Z_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (3.17) \quad S_{22} = \frac{(Z_{11} + 1)(Z_{22} - 1) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + 1)(Z_{22} + 1) - Z_{12}Z_{21}} \quad (3.18)$$

[VEN90].

Luego de llevar a cabo la transformación de la matriz Z modificada a la matriz S modificada se aplica el criterio de los factores K y Δ , para el rango de frecuencias de interés del amplificador. Se muestra en las figuras(3.6) y (3.7) los valores Δ y del factor de K para dos diferentes valores de impedancia del inductor.

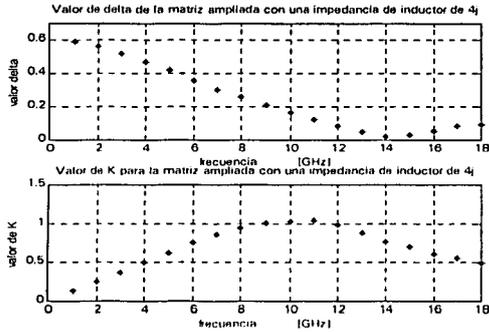


Figura 3.6. Valores de K y Δ para el transistor con un inductor de valor de impedancia en realimentación en serie en la terminal fuente de 4j(Ω) a 12GHz

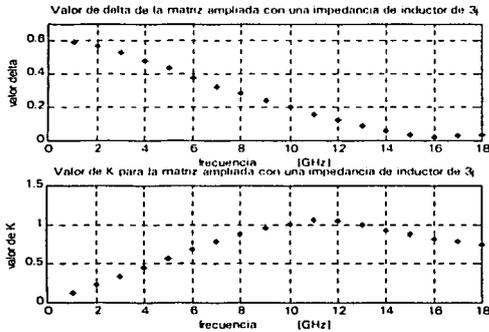
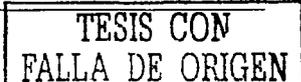


Figura 3.7 Valores de K y Δ para el transistor con un inductor de valor de impedancia en realimentación en serie en la terminal fuente de 3j(Ω) a 12GHz

Probando diversos valores de impedancia del mencionado inductor en realimentación en serie, se encuentra que el valor que brinda el mayor rango de frecuencias en la banda de interés del amplificador, se obtiene para una impedancia de j2 a una frecuencia de 12GHz, que corresponde a un valor de 26.52 pH. Véase figura 3.8



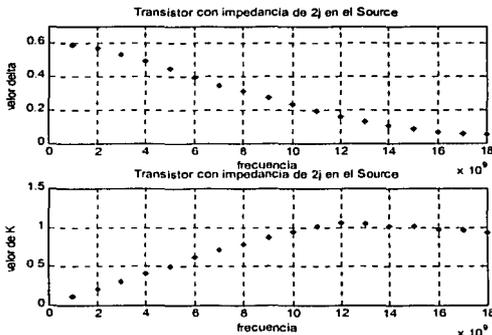


Figura (3.8), gráfica donde se muestra el factor K y el Δ para el transistor con un inductor de impedancia de $j2$ a 12 GHz en la terminal fuente.

Se muestra ahora los elementos de la matriz de dispersión sin el inductor a la frecuencia de 12 GHz:

$$S_{11} = 0.63 \angle -172^\circ$$

$$S_{21} = 3.401 \angle 13^\circ$$

$$S_{12} = 0.085 \angle -19^\circ$$

$$S_{22} = 0.38 \angle -139^\circ$$

Y a continuación se muestran con el inductor de valor de $j2(\Omega)$:

$$S_{11} = 0.6144 \angle -167.0541^\circ$$

$$S_{21} = 3.3714 \angle 14.1761^\circ$$

$$S_{12} = 0.06993 \angle 7.0681^\circ$$

$$S_{22} = 0.3949 \angle -131.7268^\circ$$

Se observa al comparar los elementos de la matriz S del transistor y la matriz modificada, una disminución en la magnitud del elemento S_{12} para la matriz aumentada, lo cual concuerda con el concepto de que este coeficiente sea cercano o igual a cero para que el transistor sea unilateral y por lo tanto sea incondicionalmente estable.

Se ha escrito acerca de la forma en que se estabilizó al transistor en la banda de interés, el paso a seguir es estabilizar al transistor en las frecuencias restantes, donde afectar la ganancia no resulta tan importante como lo es para la banda de interés.

3.3.1.2 Estabilidad en toda la banda del transistor

Ahora se buscare por diversos arreglos y colocaciones de los mismos, lograr una estabilidad incondicional en toda la banda de frecuencias de operación del transistor, es decir, encontrar un circuito especial que al colocarlo a la salida o la entrada del dispositivo activo le permita ser estable incondicionalmente.

Se propone inicialmente colocar el circuito especial, para buscar la estabilidad en el transistor, a la salida del mismo, pues con ello se evitará que la señal recibida, ya de por sí débil, sea afectada por pérdidas debidas a elementos que anteceden al transistor, para que esta pueda ser amplificada por el dispositivo activo. Esta forma de estabilización no siempre es posible.

El circuito especial debe tener la característica de que en la banda de interés no debe agregar pérdidas, pues el dispositivo activo ya es estable incondicionalmente, para ello la impedancia que debe brindar el circuito debe ser muy alta, esta puede ser considerada como un circuito abierto a la frecuencia de 12 GHz, razón por la cual no se ve afectada la ganancia.

Pero conforme se va alejando de la banda de interés la impedancia del circuito especial comienza a disminuir y ello crea pérdidas en el exceso de ganancia y estas son mayores que las que se generan con el inductor en retroalimentación en serie. Lo que se ve reflejado en una disminución en el coeficiente S_{21} de la matriz modificada, para aquellas frecuencias que no pertenecen a la banda de interés.

Para esta simulación, inicialmente se colocó en la terminal de drenaje(drain) el circuito especial, el cual es pasivo y su impedancia en el punto de contacto esta dada por el resultado de una resistencia en paralelo situada entre dos líneas de transmisión de $\lambda/4$ a una frecuencia de 12 GHz. Véase figura 3.9.

Los valores que podrían tomar las impedancias características de las líneas van de los $30(\Omega)$ hasta los $100(\Omega)$, que son representadas por Z_1 y Z_3 . Estos valores son de fácil implementación por medio a la tecnología moderna de fotolitografía, es decir, son valores que de forma práctica se obtienen de manera sencilla.

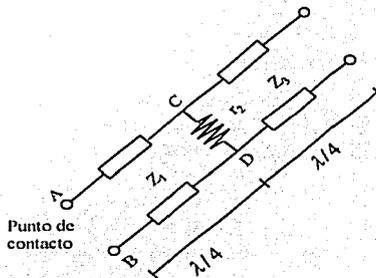


figura 3.9 Representación gráfica de la red de estabilización

Mientras que los valores para la resistencia que se encuentra en paralelo a ambas líneas de transmisión de $\lambda/4$ van de $50(\Omega)$ a $100(\Omega)$, r_2 . Estos valores también obedecen a ser valores que en la implementación pueden ser llevados a cabo fácilmente.

La impedancia del arreglo, mostrado en la figura 3.9, en los puntos C D queda definida como una conexión en paralelo de una línea de $\lambda/4$ con una resistencia. Donde la impedancia de una línea de transmisión terminada en circuito abierto puede calcularse con la expresión (2.89).

La impedancia resultante en los puntos C D queda como la carga de una línea de $\lambda/4$, cuyo valor de impedancia a la entrada se calcula con la ecuación (2.87) y este valor es conocido como la impedancia al punto de contacto, Z_{cont} , es decir, la impedancia en los puntos A B.

El anterior arreglo será definido, de aquí en adelante, como el circuito de estabilización.

Con el auxilio de la matriz ABCD se llevará a cabo, de forma sencilla, la adición de los arreglos que permitirán tratar de estabilizar al transistor en banda.

Tomando en cuenta que el circuito de estabilización se conecta en paralelo a la salida del transistor, es necesario representar el circuito de estabilización a través de la matriz ABCD:

$$ABCD_{circuit} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_{out} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

La matriz que representa la matriz S modificada del transistor puede transformarse a la matriz $ABCD_{transm}$ a través de las siguientes expresiones:

$$A_{transm} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (3.25) \quad B_{transm} = \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (3.26)$$

$$C_{transm} = \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (3.27) \quad D_{transm} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (3.28)$$

Una vez hechas las transformaciones debidas se prosigue ha calcular la nueva matriz ABCD, respetando el orden en el cual están colocados los elementos que conforman el nuevo circuito, el cual a este momento esta formado por el transistor con la inductancia en realimentación en serie y el circuito de estabilización, ambos conectados en paralelo.

El cálculo de la nueva matriz ABCD se lleva a cabo al multiplicar la matriz $ABCD_{transm}$, la matriz resultante de la transformación de la matriz S modificada, la cual representa al transistor con la inductancia en realimentación en serie en la terminal fuente, por la $ABCD_{circuit}$, que es la matriz que es admitancia obtenida a través del circuito de estabilización, es importante recordar que debe ser en ese orden, pues la multiplicación matricial no es conmutativa.

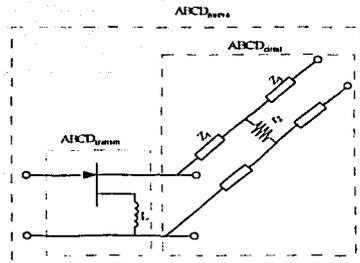


Figura 3.10 Representación gráfica del dispositivo simulado hasta el momento

$$ABCD_{nueva} = \begin{bmatrix} A_{transm} & B_{transm} \\ C_{transm} & D_{transm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{circ} & B_{circ} \\ C_{circ} & D_{circ} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

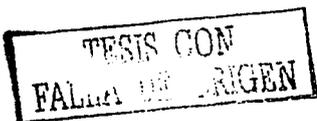
Hecho el cálculo, la nueva matriz ABCD se transforma a la matriz S a partir de:

$$S_{11nueva} = \frac{A_{nueva} + B_{nueva} - C_{nueva} - D_{nueva}}{A_{nueva} + B_{nueva} + C_{nueva} + D_{nueva}} \quad (3.30) \quad S_{12nueva} = \frac{2(A_{nueva}D_{nueva} - B_{nueva}C_{nueva})}{A_{nueva} + B_{nueva} + C_{nueva} + D_{nueva}} \quad (3.31)$$

$$S_{21nueva} = \frac{2}{A_{nueva} + B_{nueva} + C_{nueva} + D_{nueva}} \quad (3.32) \quad S_{22nueva} = \frac{-A_{nueva} + B_{nueva} - C_{nueva} + D_{nueva}}{A_{nueva} + B_{nueva} + C_{nueva} + D_{nueva}} \quad (3.33)$$

Para luego verificar su estabilidad incondicional fuera de la banda de interés aplicando el criterio de los factores K y Δ dado por las expresiones (3.6).

Después de llevar a cabo los cálculos para encontrar si con este arreglo y en esta posición se obtenía una estabilidad incondicional, se observó que ninguna combinación de las impedancias características Z_1 , Z_3 y de resistencia r_2 lograban cumplir con el criterio de los factores K y Δ . Véase figura 3.11



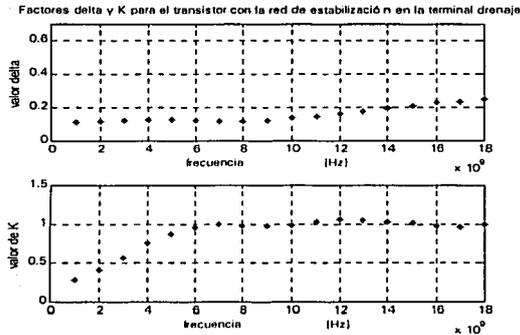
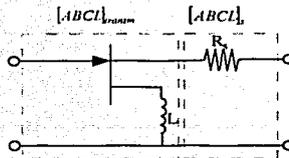


Figura 3.11 Gráfica de los valores K y Δ para el transistor con la red de estabilización en la terminal drenaje. Con valores de impedancia característica $Z_1=80(\Omega)$, $Z_3=50(\Omega)$ y resistencia $r_2=90(\Omega)$.

En la figura 3.11 se puede observar que para las frecuencias que van de 1 a 6 GHz y para mayores a 16 GHz, el valor de K no es mayor a 1 por lo que se puede aseverar que el transistor no es estable, a pesar de que el valor Δ sea menor a 1 en toda la banda del transistor.

En vista de no lograr una estabilidad incondicional en toda la banda de frecuencia se procede a estabilizar el transistor colocándole en el drain (drenaje) una resistencia en serie, R_s . Véase figura 3.12



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 3.12 Transistor con elemento resistivo en la terminal drenaje.

La representación de una resistencia en serie por medio de la matriz ABCD es:

$$ABCD_{serie} = \begin{bmatrix} 1 & R_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Cabe mencionar que el valor de la resistencia debe ser un valor ya normalizado. Se multiplican las matrices del transistor modificada y de la resistencia en serie respetando el orden en que se encuentran los elementos como se muestra en la expresión 3.35

$$ABCD_{nueva1} = \begin{bmatrix} A_{transm} & B_{transm} \\ C_{transm} & D_{transm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{serie} & B_{serie} \\ C_{serie} & D_{serie} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Después de realizar la multiplicación de las matrices se lleva a cabo la transformación de la matriz $ABCD_{nueva1}$ a la matriz S_{nueva1} , a través de las expresiones 3.30 a 3.33, para luego aplicar el criterio de estabilidad de los factores K y Δ .

El inconveniente de este arreglo es que existe una disminución en la ganancia, dependiendo del valor de la resistencia, entre más grande sea ésta, hay un valor menor en la magnitud del coeficiente S_{21} , de esta simulación se desprendió que para un valor de $15(\Omega)$ existe una caída mayor a 3(dB), razón por la cual no se propusieron valores de resistencia superiores.

La forma en la cual se lleva a cabo el cálculo de la ganancia en decibeles es a través del coeficiente S_{21} , según de la siguiente expresión:

$$G = 20 \log_{10} |S_{21}| \quad [\text{dB}] \quad (3.36)$$

Se simuló para el anterior arreglo tomando un rango de valores que fueron de $5(\Omega)$ hasta $15(\Omega)$ como resultado se encontró para la anterior gama de valores, que ninguno satisfice las condiciones de estabilidad incondicional.

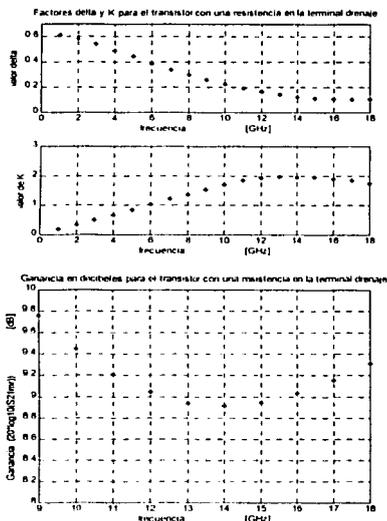


Figura 3.13 Valores de los factores K y Δ y ganancia para el transistor con una resistencia de $15(\Omega)$ en la terminal drenaje.

Se observa de la figura 3.13 en la parte correspondiente a la ganancia que existe una disminución de la ganancia a 12 GHz mayor a 3 (dB), se recuerda que el valor de ganancia típica es de 12 (dB), además que este valor de resistencia no cumple con la estabilidad incondicional para frecuencias inferiores a 6 GHz.

Después de desechar las dos anteriores formas de estabilización se propone un arreglo en donde se conjunta los arreglos antes propuestos, es decir, enseguida de la terminal de drenaje (drain) se coloca una resistencia en serie y después la impedancia del punto de contacto, que brinda el arreglo citado en este trabajo como red de estabilización. Obsérvese la figura 3.14.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

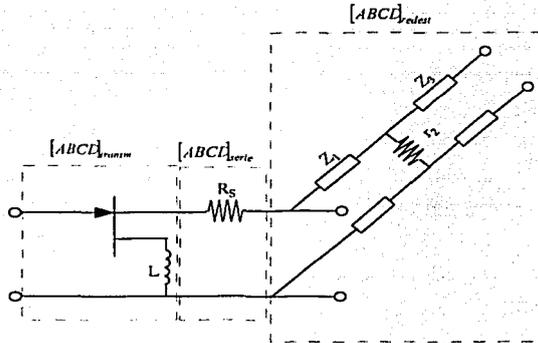


Figura 3.14 Figura que muestra el arreglo para estabilizar el transistor que esta conformado de una resistencia y la red de estabilización a la salida del transistor.

Se multiplican las matrices que representan a cada uno los elementos que forman este nuevo circuito:

$$ABCD_{nueva2} = \begin{bmatrix} A_{transm} & B_{transm} \\ C_{transm} & D_{transm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{serie} & B_{serie} \\ C_{serie} & D_{serie} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{circuit} & B_{circuit} \\ C_{circuit} & D_{circuit} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Se transforma la matriz $ABCD_{nueva2}$ a S_{nueva2} , por medio de las expresiones 3.30 a 3.33
Se aplica el criterio de estabilidad a través de los factores K y Δ .

Nuevamente se presenta una caída de ganancia debida a la resistencia en la terminal drenaje, razón por la cual no se propone un valor de resistencia superior a 15 (Ω).

Después de probar todas las posibles combinaciones que se desprenden de este arreglo, se verificó que ningún valor satisfacía las condiciones para contar con una estabilidad incondicional en toda la banda del transistor.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

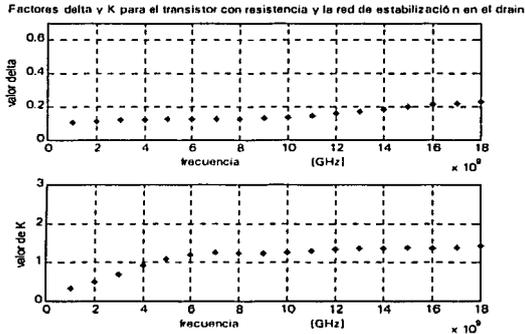


figura 3.15 Valor de los factores Δ y K para un valor de resistencia de $5(\Omega)$ y valores de impedancia característica $Z_1=80$, $Z_3=90$ y resistencia de $r_2=50$ para la red de estabilización

En la figura 3.15 en la parte del factor K se observa que no se cuenta con una estabilidad incondicional a frecuencias por debajo de los 5 GHz, a pesar de cumplirse la condición del valor Δ , en toda la banda del transistor.

Por lo anterior, se propuso la siguiente forma, véase figura 3.16, para lograr la estabilidad incondicional en toda la banda, esta consiste en colocar el circuito de estabilización en la terminal compuerta (gate) del transistor.

Se lleva a cabo la multiplicación matricial de la matriz $ABCD_{circuit}$ y de la matriz $ABCD_{transm}$, en el orden mencionado.

$$ABCD_{nueva3} = \begin{bmatrix} A_{circuit} & B_{circuit} \\ C_{circuit} & D_{circuit} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{transm} & B_{transm} \\ C_{transm} & D_{transm} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Se transforma de $ABCD_{nueva3}$ a S_{nueva3} a partir de las expresiones 3.30 y 3.33.

Se llevan a cabo los cálculos para las diversas combinaciones que se pudieran llegar a presentar y se verifica por medio de los factores K y Δ , si este arreglo logra la estabilidad incondicional para toda la banda de frecuencia.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

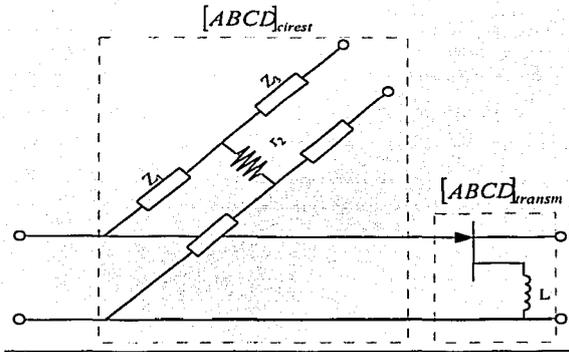


Figura 3.16 Representación gráfica del transistor con la red de estabilización en la terminal compuerta.

Las combinaciones de impedancia característica Z_1 , Z_3 y resistencia r_2 que se muestran a continuación son algunos valores del arreglo que le permiten al transistor tener una estabilidad incondicional en toda la banda de frecuencia:

$Z_1=40(\Omega)$	$Z_1=50(\Omega)$	$Z_1=50(\Omega)$	$Z_1=60(\Omega)$	$Z_1=60(\Omega)$
$r_2=60(\Omega)$	$r_2=50(\Omega)$	$r_2=60(\Omega)$	$r_2=60(\Omega)$	$r_2=60(\Omega)$
$Z_3=60(\Omega)$	$Z_3=70(\Omega)$	$Z_3=80(\Omega)$	$Z_3=90(\Omega)$	$Z_3=100(\Omega)$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Las figuras 3.17 a la 3.19 muestran que se cumple con el criterio de los factores K y Δ y por ello se puede asegurar que el transistor ha sido estabilizado en toda su banda.

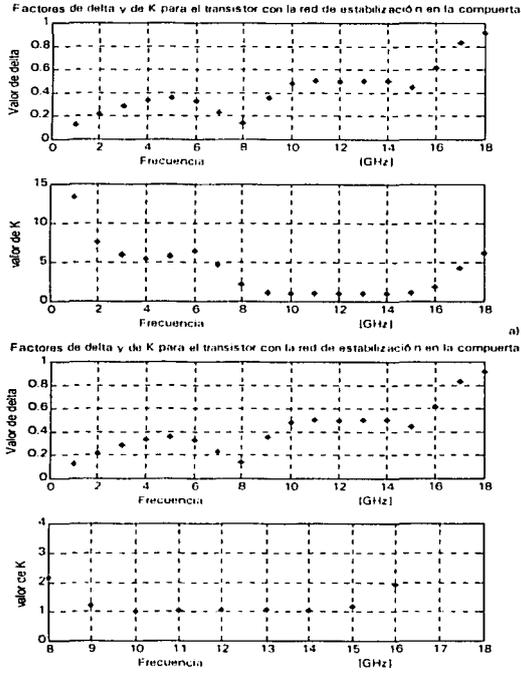


Figura 3.17 Gráficas de los factores Δ y K para el transistor con la red de estabilización situada en la terminal compuerta, para valores de impedancia característica $Z_1=40$, $Z_3=60(\Omega)$ y resistencia $r_2=60(\Omega)$. La figura 3.17 a) muestra los valores de K para toda la banda del transistor, mientras que la figura 3.17 b) muestra los valores de K con mayor detalle para la banda de interés.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

LA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA

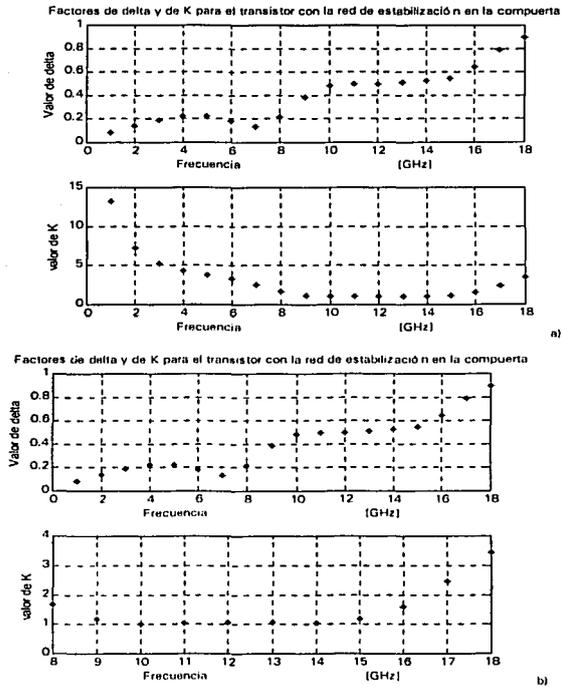


Figura 3.18 Gráficas de los factores Δ y K para el transistor con la red de estabilización situada en la terminal compuerta, para valores de impedancia característica $Z_1=60$, $Z_2=90(\Omega)$ y resistencia $r_2=60(\Omega)$. La figura 3.18 a), muestra los valores de K para toda la banda del transistor, mientras que la figura 3.18 b) muestra los valores de K para la banda de interés.

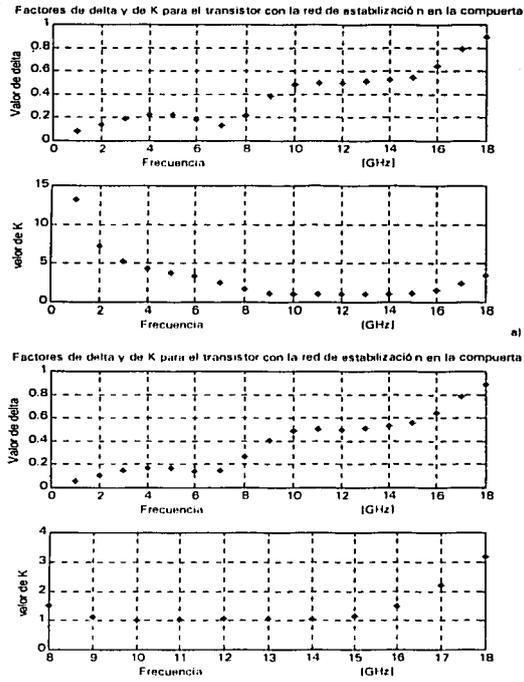


Figura 3.19 Gráficas de los factores Δ y K para el transistor con la red de estabilización situada en la terminal compuerta, para valores de impedancia característica $Z_1=60$, $Z_3=100(\Omega)$ y resistencia $r_2=60(\Omega)$. La figura 3.19 a), muestra los valores de K para toda la banda del transistor, mientras que la figura 3.19 b) muestra los valores de K con mayor detalle para la banda de interés.

Ahora que se cuenta con un transistor estabilizado se continúa con el acoplamiento a la entrada y a la salida del mismo.

3.4 Redes de acoplamiento

La idea básica del acoplamiento de impedancias se muestra en la figura 3.20 en la cual se observa una red de acoplamiento situada entre una impedancia de carga y una línea de transmisión. La red de acoplamiento ideal y sin pérdidas, es ocupada para evitar innecesarias pérdidas de potencia y es usualmente diseñada de tal forma que la impedancia vista en la red de acoplamiento sea Z_0 .

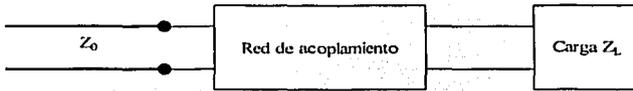


Figura 3.20 Representación gráfica de una red de acoplamiento a bloques.

Para este trabajo existen dos importantes razones para el acoplamiento de impedancias:

- Para lograr, dentro de las limitantes, una máxima potencia, la cual es entregada a la carga.
- Para obtener una baja figura de ruido.

Para diseñar una red de acoplamiento se debe considerar que:

- Dicha red debe ser lo más sencilla posible siempre y cuando esta red cumpla con las especificaciones de diseño.
- Que el citado acoplamiento sea favorable en una amplia banda de frecuencias.
- La implementación de la misma sea lo más sencilla posible.

Existen dos formas de llevar a cabo el acoplamiento de impedancias:

- El analítico, que sin duda alguna es el más complejo,
- Y el que se puede obtener por medio gráfico, el cual se apoya en el uso de la carta de Smith, dicha carta es la representación de las impedancias o admitancias que se pueden presentar a lo largo de una línea de transmisión.

El método gráfico permite exactitudes lo suficientemente útiles para el desarrollo de un amplificador de bajo ruido.

Para el acoplamiento de impedancias habitualmente se usan elementos sin pérdidas para situarse en el centro de la carta de Smith donde el coeficiente de reflexión es igual con

cero. El movimiento el cual es recomendado es aquel en el cual existe la menor longitud, pues con esto se permite un mayor ancho de banda.

Existen diferentes casos de acoplamiento, si se tratase de un amplificador que brindara su máxima ganancia, se buscaría que la potencia disponible del generador fuera entregada a la entrada del transistor y la potencia máxima del transistor fuera entregada a la carga.

Pero en este trabajo se debe asegurar una impedancia óptima a la entrada del dispositivo activo para así lograr un diseño para un ruido mínimo.

Es importante señalar que en general es difícil obtener una figura de ruido mínima y una ganancia máxima, simultáneamente.

3.4.1 Acoplamiento a la entrada

Es el receptor donde se requiere tener un amplificador en el cual su primera etapa brinde una figura de ruido lo menor posible, porque es en ella donde se tiene el efecto dominante del ruido en el dispositivo. Para lograr el propósito antes mencionado el acoplamiento a la entrada resulta primordial.

3.4.1.1 Figura de ruido

La figura de ruido es una de las importantes consideraciones que deben tomarse en cuenta para un amplificador de microondas.

La figura de ruido de un bipuerto puede ser expresado como:

$$F = F_{\min} + \frac{R_N}{G_S} |Y_S - Y_{opt}|^2 \quad (3.39)$$

donde:

$Y_S = G_S + jB_S$ = admitancia de la fuente (source) presentada por el transistor.

Y_{opt} = admitancia óptima en la fuente (source) que resulta en una figura mínima de ruido.

F_{\min} = mínima figura de ruido del transistor, obtenida cuando $Y_S = Y_{opt}$

R_N = resistencia ruidosa equivalente del transistor

G_s = parte real de la admitancia del source

Por lo que a la entrada es necesario colocar una red de acoplamiento que transforme Z_0 a la admitancia óptima Y_{opt} .

De las hojas de especificaciones se tiene que para 12 GHz el coeficiente de reflexión óptimo es de $\Gamma_{opt} = 0.54 \angle 156^\circ$ por lo que la impedancia y la admitancia óptimas normalizadas son de:

$$Z_{opt} = \frac{1 + \Gamma_{opt}}{1 - \Gamma_{opt}} = 0.3109 + 0.1928i$$

$$Y_{opt} = \frac{1}{Z_{opt}} = 2.3228 - 1.4404i$$

Es necesario transformar la impedancia de la fuente a una impedancia óptima a la entrada del transistor. Haciendo uso de la carta de Smith y del valor de admitancia óptima tenemos que la manera en la cual se llevó a cabo el acoplamiento a la entrada fue (véase la figura 3.21):

1. Localizar en la carta de Smith la posición de la admitancia óptima normalizada $Y_{opt} = 2.3 - j 1.4$.
2. Trazar el apropiado círculo de ROE con el centro en la carta de Smith y que contenga la admitancia óptima normalizada.
3. Trazar una línea radial que pase por la admitancia óptima normalizada, que dará la posición de referencia de esta en la escala de longitud de ondas hacia la carga, cuyo valor es 0.216λ .
4. Se observa que el círculo de ROE interseca el $1+jb$ en dos puntos por razones de diseño se escoge el más cercano denotado como C. Nuevamente se traza una recta radial que contenga el punto C. Este trazó señala la posición de referencia en la escala de longitud de onda hacia la carga de valor 0.33λ . El movimiento que se lleva es hacia la carga. De donde la longitud es $d = 0.33\lambda - 0.216\lambda = 0.114\lambda$, esta longitud será la distancia de la línea de transmisión que pertenece a la red de acoplamiento a la entrada.

NAME	TITLE	DWG. NO.
	Ysept	DATE
	University of Alaska Fairbanks	

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES

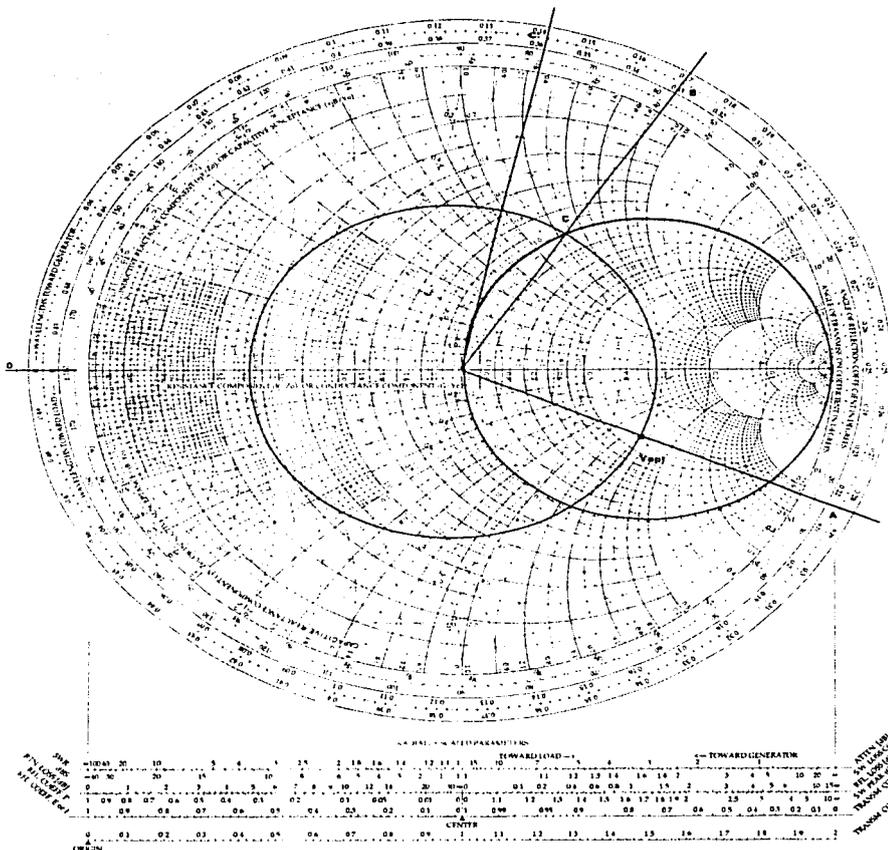


Figura 3.21 Cálculo de Y_{sept} , por medio de la carta Smith.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

5. El punto de intersección del círculo ROE que contiene a la impedancia óptima normalizada y el círculo $1 + j b$ es el punto C donde la admitancia normalizada es de $1 + j 2.4$. Por lo que se necesita una susceptancia de $j2.4$. La longitud del stub a circuito abierto puede ser encontrado en la carta de Smith al iniciar en $y=0$ y moviéndose hasta el punto C', de donde se obtiene que la longitud del stub es de $l=0.142\lambda$.

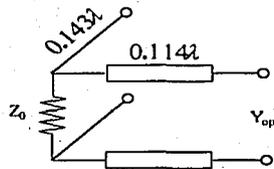


figura 3.22 Representación gráfica de la red de acoplamiento a la entrada del transistor

La forma de incluir la red de acoplamiento a la entrada es hacerlo es multiplicando las matrices que representan el stub abierto que en matriz ABCD queda representado con:

$$ABCD_{stub} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{Y_{ca}}{Y_0} \tan \beta l & 1 \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

donde Y_{ca} es la admitancia característica de la línea.

Y para un segmento de línea la representación en matriz ABCD es:

$$ABCD_{linea} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & j \frac{Z_L}{Z_0} \text{sen} \beta l \\ j \frac{Y_L}{Y_0} \text{sen} \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Dando lugar a una nueva matriz que se llamara matriz $ABCD_{sl}$

$$ABCD_{sl} = \begin{bmatrix} A_{stub} & B_{stub} \\ C_{stub} & D_{stub} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{linea} & B_{linea} \\ C_{linea} & D_{linea} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Para luego pre-multiplicar la matriz $ABCD_{sl}$ a la matriz $ABCD_{nueva3}$ dando como resultado la matriz $ABCD_{slnueva3}$

$$ABCD_{s \text{ Inueva3}} = \begin{bmatrix} A_{s1} & B_{s1} \\ C_{s1} & D_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{\text{nueva3}} & B_{\text{nueva3}} \\ C_{\text{nueva3}} & D_{\text{nueva3}} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

La razón por la cual esta red de acoplamiento consiste de una línea y un stub abierto, es porque este arreglo permite ser implementado de una manera sencilla en una línea microcinta.

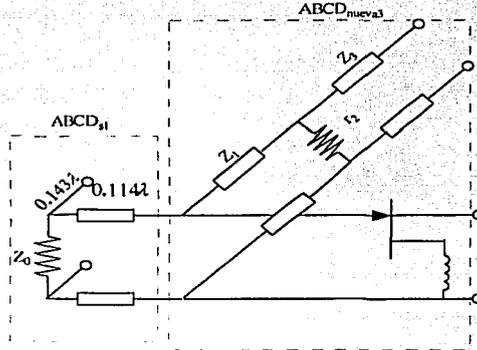


figura 3.23 Representación de la red de acoplamiento conectada al transistor ya con la red de estabilización en la terminal compuerta.

La figura 3.24 a) corresponde a los valores de la figura de ruido del transistor, para sus correspondientes valores de Y_{opt} para las distintas frecuencias, los datos obtenidos para esta gráfica se obtuvieron de interpolar linealmente los valores brindados en las hojas de especificaciones del transistor.

En la figura 3.24 b) se muestra la figura de ruido del transistor para la red de acoplamiento para la cual fue diseñada, tomando como frecuencia central 12 GHz. Los datos obtenidos son resultados de un ajuste a través de una función polinomial, empleando del paquete MATLAB.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

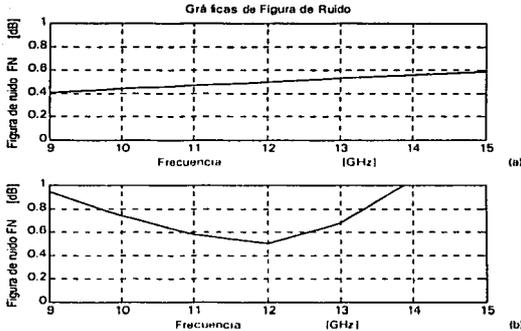


Figura 3.24 Figura de ruido. a) muestra las figuras de ruido correspondientes a $Y_S = Y_{opt}$, b) muestra las figuras de ruido con la red de acoplamiento para que en 12 GHz sea mínima.

De la ecuación (3.39) se observa que para valores de Y_S diferentes a Y_{opt} la figura de ruido aumenta, razón por la cual en las frecuencias de la banda de interés, exceptuando a 12 GHz, ésta se ve incrementada, lo anterior se observa en la figura 3.24 b).

Hasta este momento se ha diseñado una red de acoplamiento a la entrada para obtener del dispositivo activo la menor figura de ruido posible en 12GHz. El siguiente paso es acoplar al transistor a la salida.

3.4.2 Acoplamiento a la salida

Después de lograr una estabilidad del transistor en toda la banda de frecuencias y obtener un acoplamiento para admittance óptima a la entrada del transistor se prosigue acoplar la salida.

La importancia del acoplamiento a la salida radica en que esta es la forma en que se puede entregar la máxima potencia posible a la carga.

De la teoría de circuitos se establece que si se conoce la impedancia del generador es sencillo encontrar la impedancia de carga que permite la máxima transferencia de

potencia hacia la misma, esto se logra colocando el complejo conjugado de la impedancia del generador como carga.

Una demostración formal de lo anterior se puede encontrar en [POZ90].

Para este trabajo se tiene como impedancia de generador la impedancia de salida del transistor Z_{out} , ya con su red de acoplamiento que permite transformar Y_0 a Y_{opt} , y el circuito de estabilidad.

Para lograr la máxima potencia en la salida del transistor es necesario colocar un transformador de impedancia que cambia Z_0 a la impedancia salida conjugada Z_{out}^* .

Para lo cual se debe conocer el valor de la impedancia a la salida que tiene el transistor, ya conectada su red de acoplamiento a la entrada y su red de estabilización.

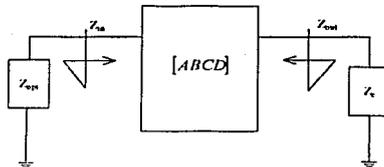


figura 3.25 Esquema que muestra la matriz ABCD del transistor, con sus cargas a la entrada y a la salida y los valores que se pueden conocer a partir de la de dicha matriz.

Las siguientes expresiones permiten conocer la impedancia de entrada Z_{in} y la impedancia de salida Z_{out} , respectivamente, del circuito a través de su matriz ABCD. Véase la figura 3.25

$$Z_{in} = \left[\frac{A * Z_{cn} + B}{C * Z_{cn} + A} \right] * 50 \quad (3.44)$$

$$Z_{out} = \left[\frac{D * Z_{opt} + B}{C * Z_{opt} + A} \right] * 50 \quad (3.45)$$

Donde:

$Z_{opt} = \frac{1}{Y_{opt}}$ es el valor de la impedancia la red de acoplamiento vista a la entrada del

transistor.

La matriz ABCD, corresponde a la red de estabilización y el transistor con el inductor en realimentación en serie en la terminal fuente, ambos circuitos conectados en cascada.

Haciendo uso de la expresión (3.45) se obtiene la impedancia de salida del transistor con una inductancia en realimentación en serie con el circuito de estabilización en la terminal compuerta y circuito de estabilización en la terminal compuerta, cuyo valor es de $Y_{out} = 1.91 + 1.44i$ (valor normalizado).

Con uso de la útil herramienta que es la carta de Smith, se llevó acabo el acoplamiento a la salida de la siguiente manera:(Véase figura 3.26 (Carta de Y_{out}^*))

1. Se localiza en la carta de Smith la posición de la admitancia normalizada compleja conjugada a la salida $Y_{out}^* = 1.91 - j 1.44$.
2. Se traza el correspondiente círculo de ROE.
3. Se traza una línea radial que pase por la admitancia normalizada compleja conjugada a la salida del dispositivo y que señale en la escala de longitudes de onda hacia la carga el valor de referencia , que es de 0.206λ .
4. El círculo ROE es intersectado por el círculo $1 + j b$ en el punto F, cuyo valor de admitancia normalizada es $1 + j1.25$, que indica que se requiere una susceptacia de valor $j1.25$, para el stub abierto. Nuevamente se traza una línea radial que indique el valor de la referencia en la escala de longitudes de onda hacia la carga que es de 0.33λ .

Se obtiene que la longitud de la línea de transmisión que compone la red de acoplamiento a la salida será de $d = 0.33\lambda - 0.206\lambda = 0.124\lambda$.

El valor de susceptancia del stub abierto se obtiene con un valor de 0.154λ , a partir de $y=0$ y destino $y=j1.25$, representado por el punto F'.

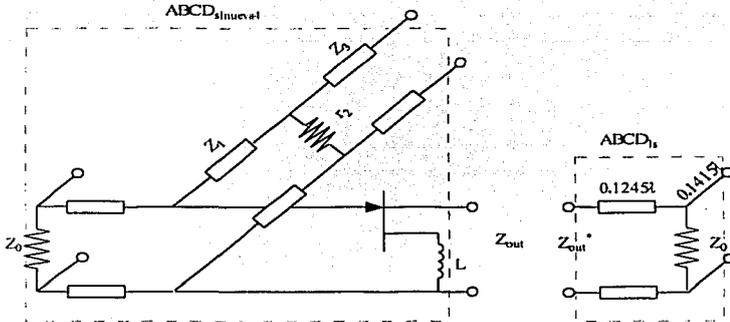


Figura 3.27 Esquema de la inclusión de la red de acoplamiento a la salida para una máxima potencia a la salida del transistor.

Haciendo uso para este caso particular de las expresiones que en matriz ABCD nos representan un segmento de línea (3.41) y un stub abierto(3.40).

Se implanta esta red de acoplamiento a la salida del transistor, que se establece a través de pre-multiplicar la matriz ABCD que representa al segmento de línea por la matriz ABCD que representa al stub, ambos elementos a la salida del transistor, véase la figura 3.27. Dando como resultado la matriz $ABCD_{ls}$.

$$ABCD_{ls} = \begin{bmatrix} A_{línea} & B_{línea} \\ C_{línea} & D_{línea} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{stub} & B_{stub} \\ C_{stub} & D_{stub} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

La matriz $ABCD_{ls}$ se posmultiplica a la matriz $ABCD_{slinea4}$ dando como resultado la matriz $ABCD_{slinea4ls}$.

$$ABCD_{slinea4ls} = \begin{bmatrix} A_{slinea3} & B_{slinea3} \\ C_{slinea3} & D_{slinea3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{ls} & B_{ls} \\ C_{ls} & D_{ls} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

En este punto se cuenta con la primera etapa de un amplificador de bajo ruido, que en matriz ABCD queda representada por la expresión (3.47).

Ahora se buscará valores de estabilización que resulten más adecuados.

3.5 Elección de los mejores valores para el circuito de estabilización

Debido a que en el circuito de estabilización diversas tercias de valores (impedancias características de línea y de resistencias) brindaban la estabilidad incondicional en la banda del transistor, se debe hacer una selección de aquella tercia que menores pérdidas de potencia genere en la banda de interés por su inclusión.

El criterio empleado para elegir los valores que componen al red de estabilidad se basó en dividir en tres secciones al amplificador, obsérvese la figura 3.28.

A cada una de las tres secciones (red de acoplamiento a la entrada, Circuito de estabilización y transistor con inductor y red de acoplamiento a la salida) se le asocia con una potencia.

Para la sección que comprende la red de acoplamiento a la entrada le corresponde la potencia P_1 , para el circuito de estabilización le fue asignada la potencia P_2 y por último para el transistor con el inductor en realimentación en serie en la terminal fuente y la red de acoplamiento a la salida del mismo fue la potencia P_3 .

Por medio de la expresión $P = \frac{V^2}{R}$ es posible conocer la potencia en cada rama, de la misma V es el valor del voltaje en el nodo común, véase figura 3.29, el cual por conveniencia es igual a 1. Y el valor $\frac{1}{R}$ es la parte real de la admitancia en cada rama de cada uno de los circuitos.

Para conocer el valor de $\frac{1}{R}$ es conveniente obtener el valor de las admitancias equivalentes: de la red de acoplamiento (Y_S), del circuito de estabilización (Y_{circst}) y de la

entrada del transistor con la inductancia en la terminal fuente y la red de acoplamiento a la salida en la terminal drenaje del dispositivo activo (Y_{trans}).

Debido a que las admitancias son de la forma $Y = \frac{1}{R} + jB$, es posible obtener el valor de $\frac{1}{R}$ de cada una de las ramas, el valor que corresponde para $\frac{1}{R_S}$ se obtiene de la admitancia Y_S , el valor de $\frac{1}{R_{circuit}}$ de $Y_{circuit}$, y el valor de $\frac{1}{R_{trans}}$ de Y_{trans} .

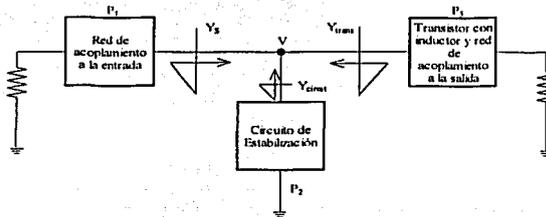


Figura 3.28 División del amplificador en tres secciones.

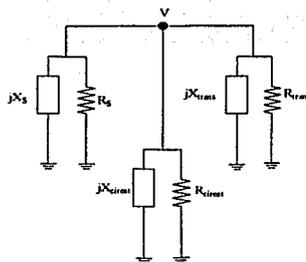


Figura 3.29 Representación gráfica de las admitancias de las tres secciones en la cual fue dividido el amplificador.

Para conocer que porcentaje de pérdidas debida a los valores de impedancias características, Z_1 , Z_2 y de resistencias r_2 , del circuito de estabilización, es necesario

TESIS CON
 MARCA DE CALIDAD

definir una relación en donde la potencia P_2 (potencia que se pierde debido al circuito de estabilización) sea la potencia de interés donde el antes mencionado porcentaje esta dado por α .

Se define α como:

$$\alpha = \frac{P_2}{P_1 + P_2 + P_3} = \frac{\frac{1}{R_{cirst}}}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{cirst}} + \frac{1}{R_{trans}}} \quad (3.48)$$

Donde

$\frac{1}{R_s}$ = Parte real de la admitancia en la red de acoplamiento a la entrada

$\frac{1}{R_{trans}}$ = Parte real de la admitancia a la entrada del transistor con la Red de acoplamiento a la salida.

$\frac{1}{R_{cirst}}$ = Parte real de la admitancia en la Red de Estabilidad

El porcentaje de pérdidas puede ser expresado en decibeles a partir del factor de pérdidas

$$fp = 10 \log(1 - \alpha) \quad (3.49)$$

La figura 3.30 muestra el factor de pérdidas que se presentan para diversas tercias de valores.

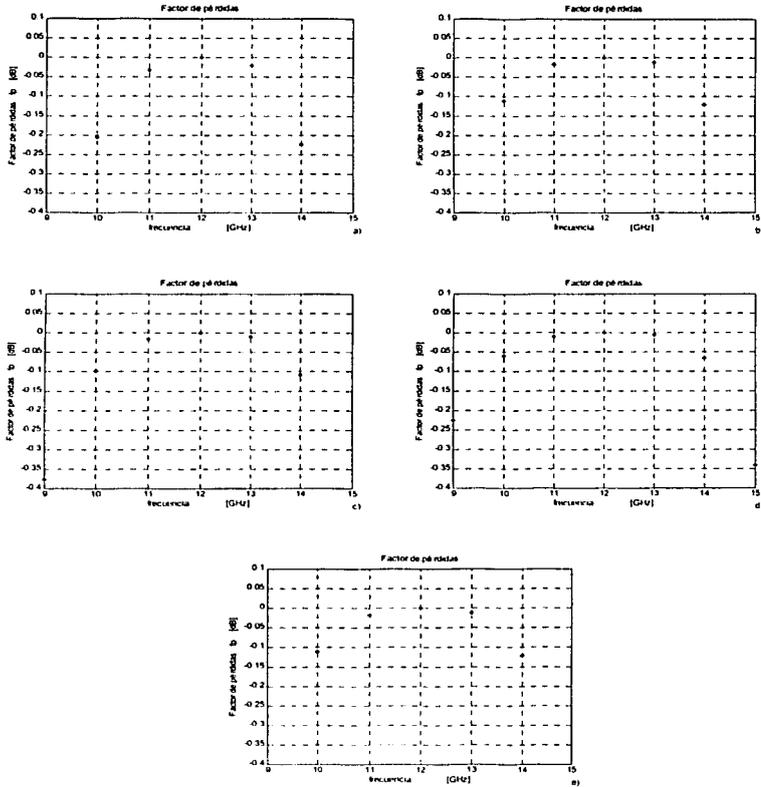


Figura 3.30 Factor de pérdidas para diferentes valores del circuito de estabilización. a) corresponde a la terna de valores de impedancia característica $Z_1=40(\Omega)$, $Z_3=60(\Omega)$ y resistencia $r_2=60(\Omega)$. b) a la terna de valores $Z_1=50(\Omega)$, $Z_3=60(\Omega)$ y $r_2=70(\Omega)$. c) a la terna de valores $Z_1=50(\Omega)$, $Z_3=60(\Omega)$ y $r_2=80(\Omega)$. d) a la terna de valores $Z_1=60(\Omega)$, $Z_3=60(\Omega)$ y $r_2=90(\Omega)$. e) a la terna de valores $Z_1=50(\Omega)$, $Z_3=60(\Omega)$ y $r_2=70(\Omega)$ y e) a la terna de valores $Z_1=60(\Omega)$, $Z_3=60(\Omega)$ y $r_2=100(\Omega)$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

El valor mínimo encontrado para el factor de pérdidas es aquel el que se obtiene al tener la tercia de valores siguiente, en el circuito de estabilización:

$$Z_1 = 60(\Omega) \quad r_2 = 60(\Omega) \quad Z_3 = 90(\Omega)$$

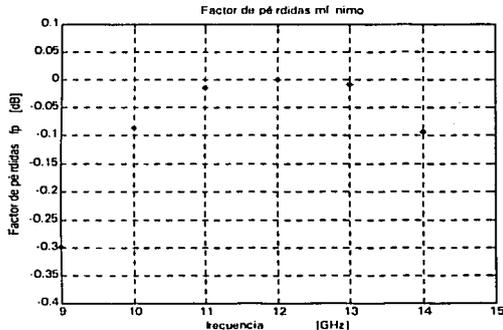


Figura 3.31. Valor de factor de pérdidas mínimo.

Al comparar la figura 3.31 con las figuras 3.30 a) a la 3.30 e) se observa que el factor de pérdidas es el de menor valor en la banda de interés es por lo que es elegido.

A continuación se muestran la gráficas en donde se aplica el criterio de estabilidad de los factores K y Δ .

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

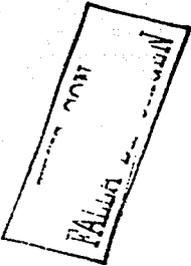
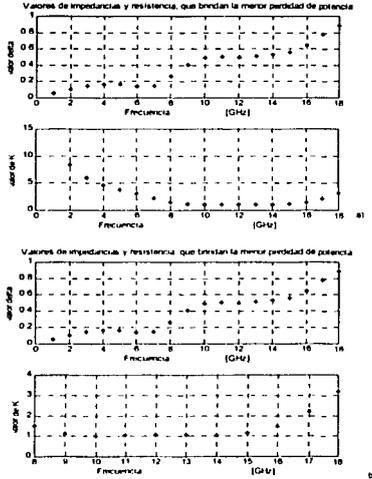


Figura 3.32 Valores de los factores K y Δ . a) muestra los valores de K y Δ para la terna de valores de impedancia característica $Z_1=60(\Omega)$, $Z_3=90(\Omega)$ y $r_2=60(\Omega)$ que generan la menor cantidad de pérdidas en la banda de interés. b) Muestra los valores de K con mayor detalle en la cercanía de la banda de interés.

La figura 3.31 muestra el valor mínimo del factor de pérdidas en la banda de interés, para el arreglo en la red de estabilización cuyos valores de impedancias característica son $Z_1=60(\Omega)$, $Z_3=90(\Omega)$ y resistencia $r_2=60(\Omega)$.

Las figuras 3.32 a) y 3.32 b) corresponden a las gráficas del criterio de estabilidad de los factores K y Δ para la terna de valores antes mencionada en este párrafo.

El circuito de estabilización al ser colocado a la entrada del dispositivo activo, agrega al circuito una cierta cantidad de ruido la cual resulta de interés calcularla.

La mencionada cantidad de ruido puede ser cuantificada a partir del factor de pérdidas α .

El esquema equivalente para calcular la nueva cantidad de ruido se presenta en la figura 3.33

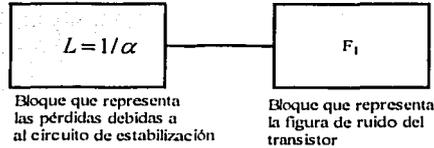


Figura 3.33 Figura que representa por medio de bloques el ruido que se agrega al circuito , debido a la inclusión del circuito de estabilización.

La figura de ruido puede ser representada a través de la temperatura de ruido equivalente. Usando la expresión (1.11).

Despejando de T_o de (1.11) se puede obtener la temperatura de ruido del transistor, conocida su figura de ruido.

A partir de la siguiente expresión se calcula la nueva temperatura de ruido del amplificador:

$$T_{Tr} = (L-1)T_o + LT_e \quad (3.49)$$

Donde:

$L = 1/\alpha$ definida la expresión 3.48

$T_o = 290$ °K (temperatura ambiente)

$T_o =$ temperatura de ruido del transistor.

Con el nuevo valor de T_{Tr} se vuelva a calcular a través de la expresión 1.11 la nueva figura de ruido de esta etapa, la cual se muestra en la figura (3.34).

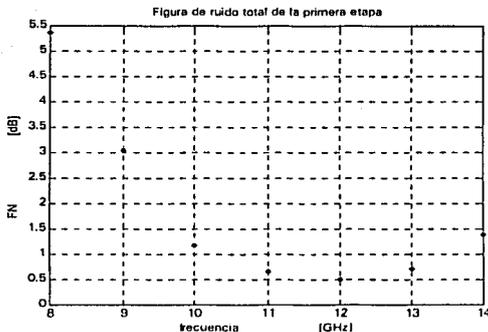


Figura 3.34 Gráfica correspondiente a la figura de ruido total de la primera etapa del amplificador.

En la figura 3.34 se observa que para la frecuencia de 10 GHz la figura de ruido es mayor a 1 dB la cual no cumple con las especificaciones de diseño, pero más adelante se podrá disminuir este valor a partir de la optimización de elementos.

Una vez calculado el valor de la nueva figura de ruido del amplificador, es necesario analizar otros parámetros del amplificador tales como la relación de estacionaria tanto a la entrada como a la salida.

La forma del cálculo de las relaciones de onda estacionaria a la entrada como a la salida es el siguiente:

- Para obtener la relación de onda estacionaria a la entrada se necesita conocer los valores de S_{11} de la matriz S total del amplificador.
- El valor de S_{11} es el coeficiente de reflexión a la entrada del transistor y la magnitud de este valor es sustituido en la expresión (2.85) para obtener los valores de ROE (SWR) a la entrada del transistor.

Para obtener el ROE a la salida del amplificador es necesario el valor S_{22} que es el valor de coeficiente de reflexión a la salida del amplificador.

La magnitud del elemento S_{22} que pertenece a la matriz S del total del amplificador es sustituido en la expresión (2.85) y de esta forma se obtiene el valor de ROE a la salida del amplificador de una etapa.

Los valores de los valores de la relación de onda estacionaria a la entrada y a la salida se encuentran en la figura (3.35).

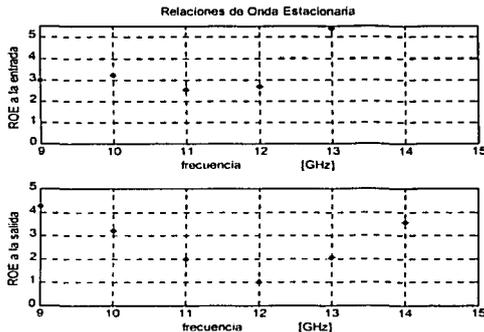


Figura 3.35 Gráfica que muestra las relaciones de onda estacionaria a la entrada y la salida del amplificador de una etapa.

En la gráfica 3.35 se puede observar que las relaciones de onda estacionaria a la entrada en la banda de interés son mayores a las que se establecieron inicialmente.

La conexión en la salida del dispositivo activo que brinda la carga con la impedancia igual a la compleja conjugada (Z_{out}^*) resulta en la modificación de la impedancia a la entrada.

Si en la entrada del circuito, Z_0 fuera transformada a la impedancia de entrada compleja conjugada (Z_{in}^*), las ROE en la banda de interés serían pequeñas de tal forma que serían próximas a valores de 1.

Pero tomando en cuenta que el diseño del amplificador es para que el transistor brinde la menor cantidad de ruido posible, por lo cual la transformación de impedancias a la entrada del mismo se lleva de Z_0 a Z_{opt} lo que a la entrada del amplificador crea tan elevados valores de onda estacionaria en la banda de interés.

En lo que respecta a las relaciones de onda estacionaria a la salida en la banda de interés están dentro de especificaciones excepto en la frecuencia de 10 GHz, es por ello que ambas relaciones de onda estacionaria, tanto a la entrada como a la salida deberán ser minimizadas para cumplir con las especificaciones de diseño.

Otra especificación de diseño es el valor de ganancia que puede ser conocida a partir de S_{21} , correspondiente a la matriz S del total del circuito, que ahora comprende la red de acoplamiento a la entrada del transistor, el circuito de estabilización, el transistor con la inductancia en realimentación en serie en la terminal fuente y la red de acoplamiento a la salida, y de esta forma conocer si los valores que ofrece son acordes para una etapa. Recordemos que la matriz S es una matriz que proviene de una razón de voltaje por lo que para obtener la ganancia es necesario aplicar la expresión (3.36)

La ganancia de esta etapa se muestra en la figura 3.35

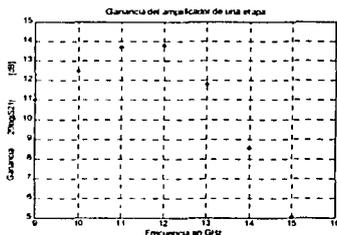


Figura 3.35 Ganancia de la primera etapa

En la figura 3.35 se observa que la irregularidad de la ganancia en la banda de interés esta dentro de la especificación de diseño que contempla que no debe existir una diferencia mayor a 3 dB entre la mayor y la menor.

Los parámetros de la primera etapa se encuentran dentro los valores especificados para el diseño , excepto los valores de ganancia total y figura de ruido para una frecuencia de 10 GHz además de no cumplir con los valores de ROE a la entrada, para la banda de interés, razón por la cual se tendrá que adicionar una o algunas más etapas además de optimizar algunos valores de ciertos elementos que conforma el amplificador, para cumplir con las especificaciones de diseño.

3.6 Conclusiones derivadas de la primera etapa

En esta primera etapa se ha logrado estabilizar incondicionalmente el transistor en la banda de interés a través de un inductor en realimentación en serie en la terminal fuente, que permitió influir en el exceso de ganancia de manera "suave", con lo que se logró tener una ganancia próxima a la que esta dada en las hojas de especificaciones, en la ya citada banda.

La estabilización incondicional en toda la banda del transistor se llevó a cabo a través de un circuito especial, nombrado en este trabajo circuito de estabilización, que al ser colocado en la terminal compuerta del dispositivo activo, genera una disminución del exceso de ganancia de una forma más abrupta que la lograda con el inductor en la banda de interés.

Lo especial del circuito de estabilización es la característica de alta impedancia que presenta en la banda de interés y la disminución de la misma en las frecuencias restantes.

La importancia de la estabilidad incondicional radica en que ahora se puede afirmar que el transistor se comportará como un amplificador, y no como un oscilador, además de que ahora puede ser colocada en el amplificador cualquier tipo de impedancia pasiva en la entrada y cualquier impedancia de carga también pasiva sin que estas alteren su estabilidad.

En esta etapa se tuvo especial cuidado en lograr, con base a su diseño, la menor figura de ruido posible, debido a que es en esta etapa en donde recae el mayor peso de la misma en un amplificador de bajo ruido.

Y debido a este cuidado es que se logra una figura de ruido cercana a la establecida para el diseño del amplificador al inicio del trabajo, salvo en 10GHz.

Se ha establecido que para la frecuencia de 10 GHz no se cumple con la especificación de figura de ruido por lo que se propone optimizar los elementos que forman el amplificador, para de esta forma minimizarla en la mencionada frecuencia.

Acoplar a la salida a partir de Z_{out}^* permite que se obtengan relaciones de onda estacionaria a la salida que son acordes con las especificaciones de diseño, además de lograr con ello una máxima transferencia de potencia, es decir, se maximiza la ganancia.

Pero lo anterior trae consigo que la impedancia a la entrada sea modificada además de que la red de acoplamiento a la entrada transforma Z_o a Z_{opt} y no Z_{in}^* , por lo que el coeficiente de reflexión a la entrada es grande. Por lo anterior se explica el porque no se puede tener un mayor control sobre este parámetro del amplificador, al menos en esta etapa.

La forma de disminuir los valores de ROE a la entrada será a través de colocar en la salida del amplificador, ya diseñado, otro amplificador en cascada con las mismas características del primero, para después analizar su comportamiento, y si esto no satisface las especificaciones establecidas, se coloca entre las etapas un circuito que permita reducir las relaciones de onda estacionaria a la entrada del amplificador.

Otro parámetro que aún no esta dentro de especificación es el del total de la ganancia.

Se había establecido la necesidad de al menos tres etapas para lograr una ganancia total mínima de 30 dB. Por lo que aún queda trabajo por hacer para cumplir con esta especificación.

La irregularidad de ganancia para esta etapa esta dentro de los límites permisibles pues entre la ganancia máxima y la mínima no existe una diferencia mayor a los 3 dB.

**TESIS CON
FALTA DE ORIGEN**

Capítulo IV

Segunda Etapa

El diseño del amplificador hasta este punto no cumple con las especificaciones de diseño por lo que es necesario adicionar una etapa más, para que con ello se obtenga una ganancia mayor. Otro problema se encuentra en el valor de figura de ruido correspondiente a 10 GHz, la forma de solucionarlo es a través de la optimización de elementos del amplificador.

El inicio del diseño del amplificador parte de algo simple y de ahí hacia un diseño más complejo.

Con un diseño más complejo se espera alcanzar mejores características en lo que respecta a la figura de ruido, a las relaciones de onda estacionaria tanto a la entrada como a la salida y al total de la ganancia.

Empero, dependiendo de la etapa que se este diseñando, alguna de las características del amplificador tendrá o no más importancia sobre las otras, razón por la cual se intentará maximizarlas o minimizarlas dependiendo del caso particular que se presente.

4.1 Diseño multi-etapa

Para el diseño multi-etapa no existe una metodología establecida.

El propósito de un diseño multi-etapa tiene por objeto construir una red entre dos o más etapas con las siguientes propiedades:

- La impedancia vista en la entrada del segundo transistor debe ser cercana a la impedancia óptima para de esta forma no aumentar de manera considerable la figura de ruido en el amplificador.
- Obtener la relación de onda estacionaria lo menor posible en la entrada del amplificador.
- Y obtener una mayor ganancia en la banda de Interés.

En un principio se conectarán dos etapas iguales en cascada (véase figura 4.1b)). Con ello se asegura el cumplimiento de la primera propiedad para un diseño multi-etapa, enunciada en el párrafo anterior, por tener la impedancia de salida de la primera etapa un valor cercano a $50(\Omega)$ y aproximarse a la impedancia del generador, que fue la condición mediante la cual se diseñó la red de acoplamiento a la entrada, por lo que el segundo transistor verá en su entrada la impedancia óptima.

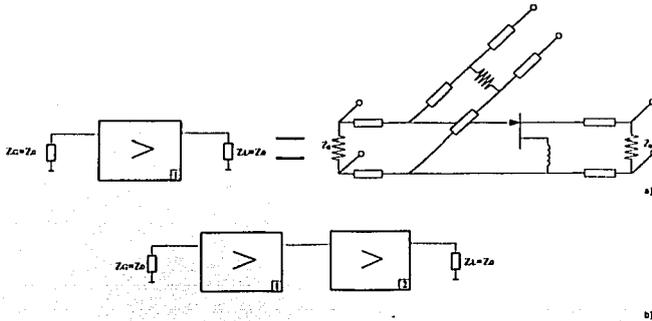


Figura 4.1 La figura a) Representa el equivalente a bloque de un amplificador de una etapa. La figura b) es la representación a bloques de un amplificador de dos etapas.

El conectar en cascada dos etapas iguales equivale a multiplicar la matriz $ABCD_{1er\text{etapa}}$, por si misma para dar lugar a una matriz que representa la matriz $ABCD$ de un amplificador de dos etapas. Lo escrito en anteriores renglones se encuentra en la expresión (4.1).

$$ABCD_{2\text{etapas}} = \begin{bmatrix} A_{1er\text{etapa}} & B_{1er\text{etapa}} \\ C_{1er\text{etapas}} & D_{1er\text{etapas}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1er\text{etapa}} & B_{1er\text{etapa}} \\ C_{1er\text{etapas}} & D_{1er\text{etapas}} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Después de colocar a los dos amplificadores de una etapa en cascada, se transforma la matriz $ABCD_{2\text{etapas}}$ a la matriz S a través de las expresiones (3.30) a (3.33).

Por medio del criterio de estabilidad de los factores K y Δ , expresiones (3.6), se verifica que este amplificador, ahora de dos etapas, es incondicionalmente estable, observe la figura 4.2.

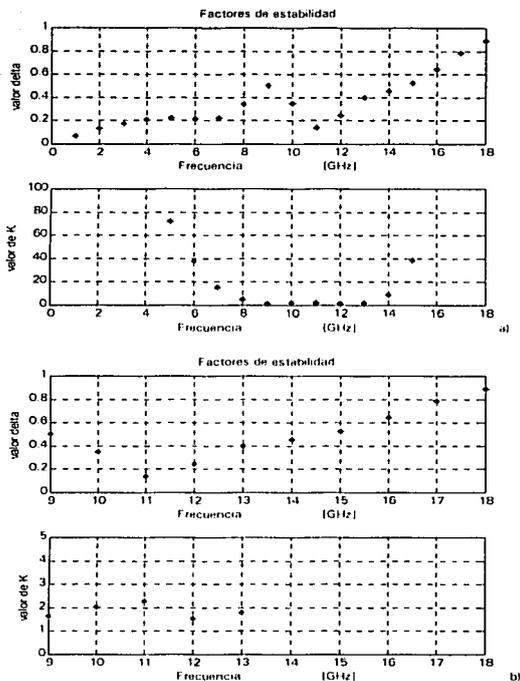


Figura 4.2 Criterio de estabilidad de los factores Δ y K . La figura a) muestra los valores del criterio de estabilidad en toda la banda del transistor, mientras que la figura b) muestra los valores K y Δ en la cercanía de la banda de interés.

Ahora que se ha comprobado la estabilidad incondicional del amplificador de dos etapas, la cual se observa en la figura 4.2, el paso a seguir es cuantificar su figura de ruido.

Al cuantificar la nueva figura de ruido del amplificador, véase figura 4.3, se puede apreciar que la figura de ruido para 12 GHz ha aumentado solo un poco, respecto a la calculada

para la primera etapa, con lo cual se confirma que se ha cumplido con la primera propiedad para un diseño multi-etapa.

Se puede apreciar también en la figura 4.3, que las figuras de ruido para las frecuencias de 10 GHz, 11 GHz y 13 GHz, que son parte de la banda de interés, no están dentro de especificaciones, por lo que a través de la optimización serán minimizadas.

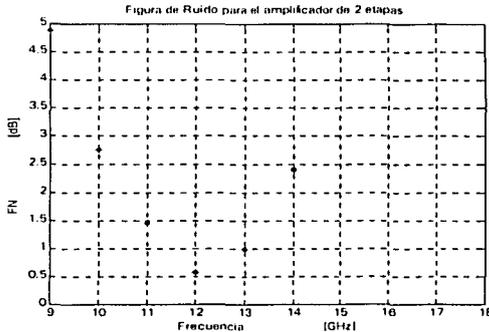


Figura 4.3 Gráfica en donde se muestra el valor de la figura de ruido para dos etapas.

Ahora se lleva a cabo el cálculo de las relaciones de onda estacionaria tanto a la entrada como a la salida para verificar si se cumple con la segunda propiedad para un diseño multi-etapa.

Las relaciones de onda estacionaria tanto a la entrada como a la salida fueron calculadas y se presentan en la figura 4.4a) y 4.4 b) respectivamente.

En la figura 4.4 a) muestra las relaciones de onda estacionaria a la entrada para 12 GHz y 13 GHz que son elevadas y ambos valores no cumplen con la especificación de diseño establecida.

El valor de ROE a la entrada del dispositivo a la frecuencia de 13 GHz es muy elevado por lo que no es factible pensar que pueda ser minimizado por medio de la optimización, razón por la cual se debe buscar una alternativa que permita minimizar la ROE a la entrada para tal frecuencia.

TESIS CON
 FALLA DE CALIDAD

La causa de tan altos valores de ROE a la entrada se debe que el primer transistor es acoplado a la salida para entregar la máxima potencia posible a la carga además de que a este mismo dispositivo activo se le ha agregado una etapa más, razón por la cual la impedancia a la entrada del amplificador de dos etapas se ve afectada en la banda de interés en particular a la frecuencia de 13 GHz.

Se recuerda que la red de acoplamiento a la entrada esta diseñada para transformar la Z_0 a Z_{opt} , para con ello obtener una mínima figura de ruido y no para lograr una máxima transferencia de potencia del generador hacia la entrada del primer transistor, por lo que no es posible obtener menores valores de ROE a la entrada.

Por lo expuesto en los anteriores párrafos se debe buscar alguna alternativa que permita disminuir la ROE a la entrada, ya que la optimización no puede ser utilizada debido al elevado valor en 13 GHz.

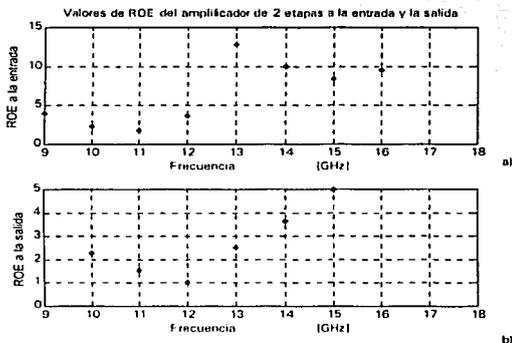


Figura 4.4 Gráficas que muestran los valores de ROE. Figura 4.4 a) Muestra los valores de ROE a la entrada. Y la figura 4.4 b) muestra los valores de ROE a la salida.

En la figura 4.4 b) se puede observar que los valores de ROE a la salida se encuentran dentro de especificaciones, para toda la banda de interés, la razón de tan buenos valores radica en que la red de acoplamiento a la salida del amplificador de dos etapas fue diseñada para transformar Z_0 a Z_{out} .

Otro parámetro de importancia para el amplificador es la ganancia la cual se muestra en la figura 4.5

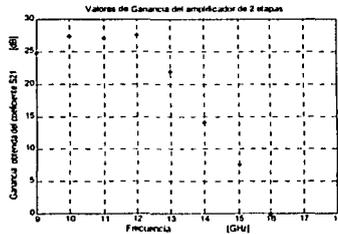


Figura 4.5 Gráfica de los valores de ganancia dentro de la banda de interés para un amplificador de dos etapas.

Se observa en la figura 4.5 el valor de ganancia total del amplificador de dos etapas en 13GHz no esta dentro de especificación al no cumplir con una mínima diferencia de 3 dB entre la mayor ganancia total y la menor en la banda de interés, además de no cumplir con una ganancia total de al menos 30 dB.

Es posible por medio de la optimización hacer que la diferencia entre la mayor y la menor ganancia entre las frecuencias de la banda de interés del amplificador se encuentre dentro de especificaciones.

Mientras que para lograr una ganancia total de al menos 30 dB es necesario, como ya se había previsto, colocar por lo menos una etapa más.

Como primer paso a seguir resulta conveniente disminuir el valor de la ROE a la entrada para 13 GHz, para después ocuparse de los valores, por medio de la optimización, de ganancia total y de la figura de ruido para la banda de interés.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

4.2 Arreglo para disminuir la Relación de Onda Estacionaria a la entrada del amplificador (Circuito π)

Debido que el valor de ROE en 13 GHz es de 13 (véase la figura 4.4 b)) se debe subsanar tal situación, es decir, es necesario disminuir este valor.

La alternativa que permite la disminución de ROE a la entrada es presentada en el artículo [SUN90].

En el artículo [SUN90] se establece que para cada valor $R_{in} = |\Gamma_{in}|$ (magnitud del coeficiente de reflexión a la entrada del amplificador) se puede construir una circunferencia en la carta Smith con centro:

$$\Gamma_{L_{10}} = - \left(\frac{a^* b - R_{in}^2 c^* d}{|a|^2 - R_{in}^2 |c|^2} \right) \quad (4.2)$$

y radio:

$$r = \left[|\Gamma_{L_{10}}| - \left(\frac{|b|^2 - R_{in}^2 |d|^2}{|a|^2 - R_{in}^2 |c|^2} \right) \right]^{1/2} \quad (4.3)$$

Donde:

$$a = S_{11}, S_{22}, -S_{12}, S_{21}; b = -S_{11}; c = S_{22}; d = -1$$

Los valores $\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$ corresponden a la matriz S de la primera etapa del amplificador.

Todos los puntos que pertenecen a la circunferencia resultado de las expresiones (4.2) y (4.3) son las cargas que al ser colocadas a la salida de la primera etapa aseguran un coeficiente de valor R_{in} a la entrada.

La carga que permite disminuir el valor de la ROE a la entrada esta dada en la carta Smith a través de un circuito formado por una admitancia en paralelo, Y_1 , una impedancia en serie, Z_2 y una admitancia en paralelo, Y_3 . (Véase la figura 4.6)

El circuito formado por Y_1 , Z_2 e Y_3 será citado a partir de ahora como el circuito π . Este circuito tiene dos propósitos:

- Transformar el valor de la impedancia de la entrada de la segunda etapa a cierta impedancia conectada a la salida de la primera etapa lo cual permite que sea posible obtener el valor de R_{in} a la entrada del amplificador.
- Transformar la impedancia de salida de la primera etapa a la impedancia Z_0 con lo que se disminuye la figura de ruido de la segunda etapa.

Los valores de R_{in} serán asignados por quien este diseñando el amplificador y pueden igual o mayores a 0.

Al emplear esta forma alterna se considera exitoso el obtener una significativa disminución en la frecuencia en donde se tenían valores grandes de ROE a la entrada.

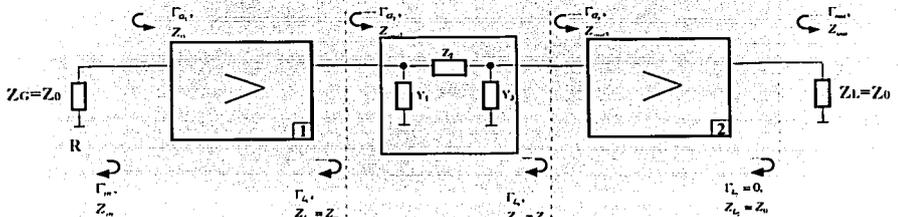


Figura 4.6 Representación gráfica de un amplificador para microondas de dos etapas con la entrada acoplada, con circuito π entre ellas.

Un procedimiento que antecede al del cálculo de la impedancia Z_2 y de la admitancia Y_3 es el cálculo del coeficiente Γ_{L1} que permite establecer el valor de la impedancia de entrada el circuito π y de esta forma calcular el valor de la impedancia Z_{i1} .

Las expresiones que permiten el cálculo se muestran enseguida:

$$\Gamma_{L1} = \Gamma_{L0} + r \exp(j\varphi) \quad (4.4)$$

$$Z_{i1} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{L1}}{1 - \Gamma_{L1}} \quad (4.5)$$

TESIS CON
F.L. DE ORIGEN

Donde el valor del ángulo φ debe estar dentro del rango de valores de:

$$0^\circ < \varphi < 360^\circ$$

Ahora es posible calcular los valores de $Z_{2,2}$ y de $Y_{3,2}$ para lo cual se utilizan las siguientes expresiones:

$$Z_{2,2} = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \quad (4.5)$$

$$Y_{3,2} = Y_0 - \frac{Y_{out_1} + Y_1}{1 + Z_{2,2}(Y_{out_1} + Y_1)} \quad (4.6)$$

Donde:

$$A = (Y_0 + Y_{in_2}) \left[Y_1^2 + (Y_{out_1} - Y_{L_1}) Y_1 - Y_{L_1} Y_{out_1} \right]$$

$$B = (Y_0 + Y_{in_2}) (2Y_1 + Y_{out_1} - Y_{L_1});$$

$$C = (Y_{in_2} + Y_0) - (Y_{out_1} + Y_{L_1});$$

$$Y_{in_2} = Y_0 \frac{1 - S_{11,2}}{1 + S_{11,2}};$$

$$Y_{out_1} = Y_0 \frac{1 - S_{22,1}}{1 + S_{22,1}};$$

De donde:

$\begin{bmatrix} S_{11,2} & S_{12,2} \\ S_{21,2} & S_{22,2} \end{bmatrix}$ pertenece a la matriz S de la segunda etapa del amplificador

Los valores de Y_1 deben encontrarse dentro del siguiente rango:

$$-j0.04 < Y_1 < j0.04 \quad \text{o} \quad -j2 < \bar{Y}_1 < j2$$

El valor \bar{Y}_1 es el valor normalizado de la impedancia Y_1 .

Se puede observar de la expresión (4.5) que el valor de impedancia $Z_{2,2}$ podrá tener dos valores distintos, lo indican los subíndices de los subíndices, por ser la solución de una

ecuación de segundo grado y debido a que el valor de impedancia $Y_{3,2}$ depende de la impedancia $Z_{2,1}$, se tendrá el mismo número de valores de admitancias.

4.2.1 Particularidades en el cálculo para la impedancia Z_2 y de la admitancia Y_3 y de la selección del valor de R_m .

Para permitir llevar a cabo con mayor facilidad el cálculo de valores de impedancia para este trabajo resulto adecuado que el incremento del valor del ángulo φ fuese un grado.

De la expresión (4.4) y debido a la condición de que el incremento en φ fuera de un grado se obtienen 361 valores de impedancia.

Los valores de admitancia Y_1 se sugieren que sean valores donde el incremento entre ellos no sea grande. Por razones de facilidad de cálculo se establece que el incremento fuese de 0.011.

Bajo la anterior condición de incremento de la impedancia Y_1 resulta en 361 valores de la misma.

Las expresiones (4.5) y (4.6) están en función tanto de $Y_{L_1} = \frac{1}{Z_{L_1}}$ como de la admitancia.

Y para cada valor de Y_{L_1} debe corresponder un valor de admitancia de Y_1 , esto se logra a través de un ciclo anidado, de lo cual resulta un total de 260642 de ternas de valores (Y_1 , Z_2 e Y_3) que cumplen con brindar a la entrada un valor de ROE a la entrada dado.

El cálculo se llevó a cabo para valores de R_m igual a cero hasta 0.666, que son valores de coeficiente de reflexión que brindan valores de ROE a la entrada de cero y cinco respectivamente. La cual aumenta aún más el número de ternas que pueden ser utilizadas.

Debido al gran número de ternas obtenidas que conforman el circuito π es necesario escoger las que resulten más convenientes para este diseño, por lo que resulta esencial establecer un criterio.

Es importante hacer notar que el dispositivo para disminuir ROE es diseñado para una frecuencia de 13 GHz, pues se consideró que era lo más adecuado debido a que es en esta frecuencia que se encuentra el valor que se desea disminuir. Por lo que los valores de las admitancias y de la impedancia del circuito π corresponden a dicha frecuencia.

4.3 Criterio de selección de la impedancia y admitancias del circuito π y de R_{in}

Debido a la gran cantidad de combinaciones que se encontraron para la impedancia Z_2 y de la admitancia Y_3 es necesario llevar a cabo una selección de estas, por lo que es fundamental establecer un criterio.

El criterio referido en anteriores líneas esta basado en una razón que será conocida como Q.

La razón Q permite seleccionar los valores de Y_3 (expresada en su forma de impedancia) y Z_2 , que sean con parte real próximas a cero. Lo que en términos de pérdidas significa que estas son muy pequeñas por la inclusión de estas admitancias y impedancias al amplificador.

Cabe destacar que a la admitancia Y_1 , no se le aplica esta razón debido a que los valores que puede tomar son valores de admitancia con parte real inexistente, esto se establece como condición para aplicar esta solución alterna para disminuir el valor de ROE a la entrada.

La razón Q queda definida como $Q < \frac{X}{R}$, donde:

X es la magnitud del valor complejo de la impedancia

R es la magnitud de la parte real de la impedancia

Véase la figura 4.7.

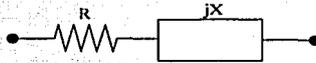


Figura 4.7 Representación gráfica de los valores de resistencia y de reactancia de cualquier impedancia

Para este diseño en particular se estableció que el valor de Q fuera igual o mayor a quince.

El motivo principal de utilizar la razón Q es que esta permite elegir los valores de impedancia que menos pérdidas generen al amplificador.

Pues al ser pequeños los valores de las partes reales de las impedancias, menores pérdidas existirán al ser colocados en el amplificador y pueden despreciadas de tal forma que las impedancias solo cuenten con parte imaginaria.

Si las impedancias cuentan solo con parte imaginaria es sencillo implementarlas mediante un stub abierto o un segmento de línea que brinden el valor particular de la impedancia.

Otra condición para la elección de valores de impedancia para el circuito π es elegir aquella terna donde el valor de reactancia de Z_2 sea correspondiente a una carga inductiva. Pues esto permite que sea implementado mediante un segmento de línea.

Se llevo a cabo el cálculo de los elementos del circuito π bajo las consideraciones antes establecidas y de esto los siguientes resultados fueron obtenidos:

- Con base en la prueba de diferentes valores de R_{in} se observó que los mejores de valores de impedancia (Z_2) y de admitancia (Y_3), aplicando la razón Q , que se podían obtener eran para un valor de relación de onda estacionaria a la entrada de tres y superiores ($R_{in} \geq 0.5$).

Al aplicar la forma alterna de disminuir la ROE a la entrada para 13 GHz se considera exitoso el obtener un valor de 5, pues con este valor es posible a través de la optimización

la disminución del mismo de forma tal que se encuentre dentro de las especificaciones de diseño.

Pero sin duda alguna el lograr obtener un valor de ROE de 3 resulta mejor, pues al optimizar este valor, los parámetros restantes del amplificador no tendrán que ser modificados de forma abrupta.

La terna de valores que mejor comportamiento presentó en la banda de interés se muestra a continuación sin parte real, pues ésta fue despreciada por ser de un valor pequeño:

$$\begin{aligned}Y_1 &= -j1.9 \\Z_2 &= j0.99 \\Y_3 &= -j1.35\end{aligned}$$

La terna de valores mostrada anteriormente son valores normalizados.

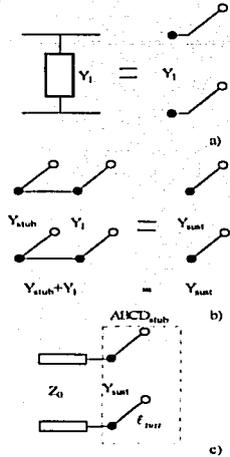
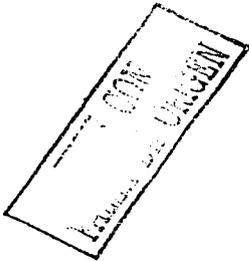
Una vez hecha la selección de los valores que formara el circuito π se procederá a simplificar los elementos que conforman el amplificador y que permitan su futura implementación.

4.4 Simplificaciones del circuito π por stubs y segmentos de líneas de transmisión.

Para una mejor implantación de este amplificador es necesario simplificar elementos del mismo a través de stubs equivalentes y segmentos de línea de transmisión.

El valor de Y_1 es un valor con parte real igual a cero lo que permite ser representado a través de una susceptancia, que se puede obtener través de un stub abierto.

Debido a la cercanía del stub de la red de acoplamiento a la salida del primer transistor y del stub que da la admitancia Y_1 , ambos pueden ser sustituidos por un nuevo stub abierto que brindará la admitancia Y_{sust} , que es el resultado de sumar los valores de admitancia de que brindan ambos stubs, a una frecuencia de 13 GHz, las cuales se encuentran en paralelo. Véase la figura 4.8.



$$\ell_{sust} = 0.431\lambda_{13GHz}$$

Figura 4.8 Esquema de las simplificaciones del stub a la salida del transistor y del stub que brinda la admittancia Y_1

Lo escrito en el párrafo anterior queda expresado por (véase figura 4.8 b)):

$$Y_{sust} = Y_{stub} + Y_1 = j \tan \beta \ell_{sust}$$

El valor de $Y'_{stub} = j1.438$ y el valor de, por lo que el valor de $Y_{sust} = -j0.462$

La representación de un stub a través de la matriz ABCD está dada por la expresión (3.40). Siéndole asignada la matriz $ABCD_{stub}$. (véase figura 4.8 c)

Para este caso en particular el valor de la longitud del stub abierto que brinda la impedancia del resultado de la simplificación de la admittancia Y_1 y de la admittancia del stub a la salida del primer transistor es de:

$$\ell_{SUST} = 0.431\lambda_{13GHz}$$

Hay que considerar que el dispositivo para disminuir la ROE a la entrada fue diseñado a la frecuencia de 13 GHz, por lo que la longitud de onda debe corresponder para ésta mencionada frecuencia.

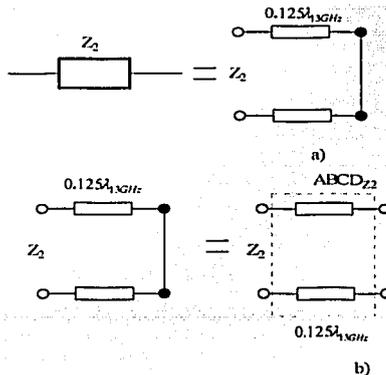
Para sustituir Z_2 , que es una impedancia de parte real cercana a cero, la cual puede ser omitida gracias a aplicar la razón Q, es necesario, encontrar una impedancia equivalente que sea igual a la impedancia a la entrada de una línea de transmisión terminada en corto-circuito, la expresión que representa línea terminada en corto circuito es (2.88).

La longitud de la línea terminada en corto, ℓ_{z2} , se utilizará para realizar el equivalente de Z_2 , a través de un segmento de línea de transmisión. Véase figura 4.9a).

El valor de Z_2 , una vez despreciado su valor de parte real, es $\bar{Z}_2 = j0.99$, por lo que la longitud que brinda la impedancia Z_2 a la entrada del segmento de línea de transmisión es de:

$$\ell_{z2} = 0.125\lambda_{13GHz}$$

La simplificación solo puede ser llevada a cabo si y sólo si el valor de Z_2 corresponde a una valor de reactancia inductiva.



TESIS CON
FOLIO DE ORIGEN

Figura 4.9 Esquema que representa la forma de simplificar el valor de Z_2 .

Un segmento de línea de transmisión de longitud ℓ es representado por medio de la matriz ABCD a través de la expresión (3.41). Este nuevo segmento de línea que sustituye a la impedancia en serie Z_2 , en este trabajo, será referido en matriz ABCD como ABCD₂₂. Véase figura 4.9 b).

De forma similar a la empleada para simplificar Y_{sub1} a partir de la suma de admitancias de Y_1 y de la impedancia de que brinda el stub abierto de la red de acoplamiento a la salida del primer transistor, se simplificará ahora a partir de la suma de Y_3 y de la admitancia que proviene del stub que conforma la red de acoplamiento a la entrada del segundo transistor, dicha suma será definida como Y_{sub11} .

La forma de llevar a cabo la simplificación es la siguiente:

El valor de Y_3 es un valor de admitancia con parte real cercana a cero, la cual puede ser eliminada al cumplir con la razón Q.

La admitancia Y_3 puede ser obtenida a partir de un stub abierto, la cual sumada a la admitancia que brinda el stub abierto que pertenece a la red de acoplamiento a la entrada del segundo amplificador puede ser sustituidas por una admitancia equivalente Y_{sub11} , que puede ser realizada por medio de un stub abierto.

Representado por la siguiente expresión

$$Y_{\text{sub11}} = Y_3 + Y_{\text{sub2}} = j \tan \beta \ell_{\text{sub11}}$$

Donde el valor de $Y_{\text{sub2}} = j1.4698$ y el valor de $Y_3 = -j1.35i$ y el valor de

$$Y_{\text{sub11}} = j0.1198.$$

La longitud del stub que brinda la impedancia Y_{sub11} es:

$$\ell_{\text{sub11}} = 0.019\lambda_{13GHz}$$

Cualquier stub abierto puede ser expresado en matriz ABCD por medio de la expresión (3.40). Este nuevo stub abierto será referido a partir de la matriz ABCD con el nombre de ABCD_{sub11}. (Véase figura 4.10).

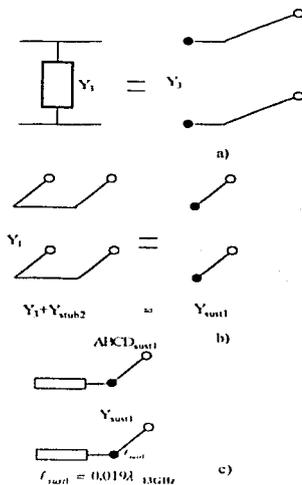
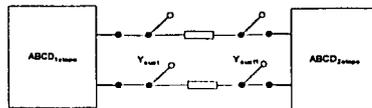
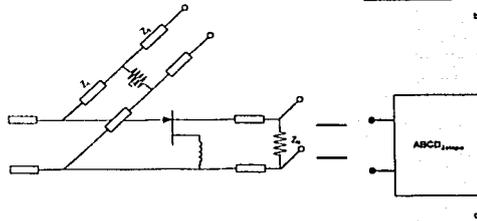
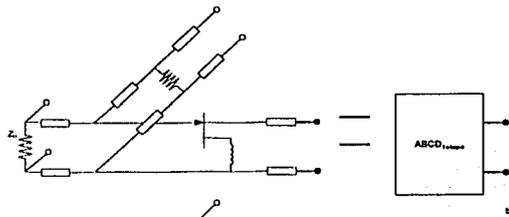
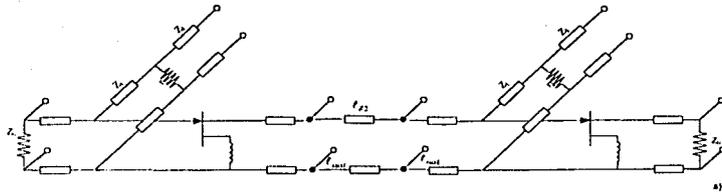


Figura 4.10 Representación esquemática de la simplificación de Y_1 y el stub abierto a la entrada del segundo transistor.

La figura 4.11 nos muestra el amplificador de dos etapas una vez hechas las sustituciones correspondientes del circuito π .

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



TEXTO CON
 FALLA DE ORIGEN

Figura 4.11 Figura a) Esquema que muestra las simplificaciones hechas para el circuito que permite disminuir la ROE a la entrada. Figura b) representación en bloque de la matriz ABCD de la primer etapa del amplificador. Figura c) representación en bloque de la matriz ABCD del segundo amplificador. Figura d) Representación en bloque de un amplificador de dos etapas con el circuito para disminuir la ROE a la entrada entre ellos.

La representación en matriz ABCD del nuevo amplificador queda expresada por:

$$ABCD_{2etapas} = \begin{bmatrix} A_{1etapa} & B_{1etapa} \\ C_{1etapas} & D_{1etapas} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{sust} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{22} & B_{22} \\ C_{22} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{sust} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{2etapa} & B_{2etapa} \\ C_{2etapas} & D_{2etapas} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Para ser transformada por medio de las expresiones (3.30) a (3.33) a la matriz S.

Después de llevarse a cabo las simplificaciones y sustituciones de elementos resulta de importancia verificar la reacción que ha causado con la adición del circuito π para disminuir la ROE a la entrada y en los parámetros restantes.

Se verificó la estabilidad del amplificador de dos etapas con el circuito para disminuir la ROE entre ambas etapas. Donde se observa en la figura 4.12 que el amplificador es incondicionalmente estable en la banda del transistor.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

TESIS CON
 FALTA DE CUBRIR

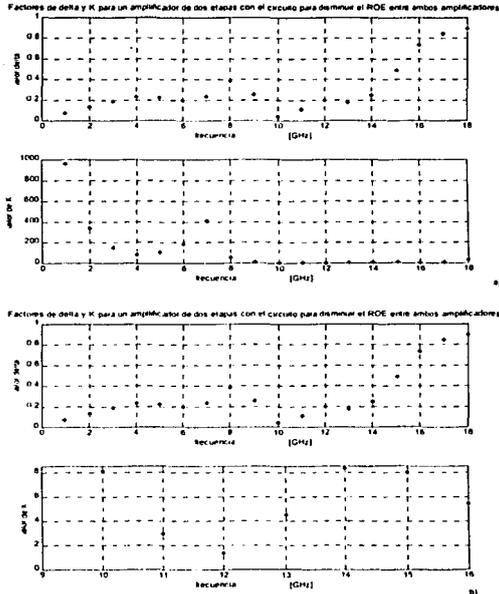


Figura 4.12 Valores de Δ y K para el amplificador de dos etapas con el circuito para disminuir la ROE a la entrada. a) Valores de los factores de K y delta para toda la banda del amplificador b) valores de los factores delta y K on la banda de interés

Ahora por medio del análisis de las relaciones de onda estacionaria tanto a la entrada como a la salida se observará la consecuencia que trajo consigo el colocar el circuito π .

En la figura 4.13 correspondiente a la ROE a la entrada se puede apreciar que se ha logrado disminuir el valor de la misma a la frecuencia de 13 GHz, por lo que se comprueba la validez del circuito propuesto.

Aún cuando las valores de ROE a la entrada para las frecuencias de 12 GHz y 13 GHz no cumplen con las especificaciones iniciales de diseño es posible por medio de la optimización lograr que se encuentren dentro de especificación.

Debido al cambio que se logró con el circuito π , al disminuir la ROE a la entrada, se observa que la ROE a la salida ha aumentado, en las frecuencias de 10GHz y 11GHz, (observe la figura 4.13) esto se debe a que el valor de la impedancia a la salida ha cambiado. Y que a través de la optimización pueden ser minimizados para cumplir con la especificación.

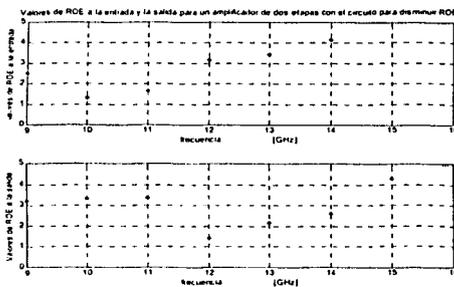


Figura 4.13 Relaciones de onda estacionaria a la entrada y la salida

Otro parámetro que se requiere analizar es el de la ganancia total del amplificador.

Para lo cual es útil observar una la figura 4.14 donde se puede observar si es comparada con la figura 4.5 una caída de ganancia de alrededor de 6 dB a la frecuencia de 10 GHz.

Esto se debe al desacoplamiento que genera el circuito para disminuir la ROE, lo cual se comprueba al observar la figura 4.13 en lo referente a la ROE a la salida.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

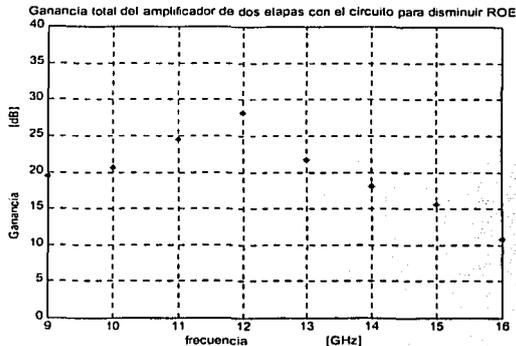


Figura 4.14) Ganancia del amplificador de dos etapas con el circuito que permite disminuir los valores de ROE.

Ahora por medio de la optimización se realizarán los ajustes necesarios para intentar que el amplificador cumpla con las especificaciones.

4.5 Optimización de los parámetros del amplificador.

Debido a que el amplificador es diseñado para una frecuencia en específico, 12 GHz, las características que presenta en esta frecuencia son buenas, pero hay que considerar que el amplificador debe de trabajar en la banda de interés, donde ciertas características no son favorables. Razón por la cual la optimización es necesaria.

A partir de la optimización para el amplificador de dos etapas se buscará minimizar la relación de onda estacionaria a la entrada, hacer lo más plana posible la ganancia en la banda de interés, disminuir la figura de ruido pero el minimizar estos parámetros del transistor trae consigo modificaciones en los parámetros restantes (ganancia total del amplificador, ROE a la salida), razón por la cual se intenta no alterarlos de manera significativa.

Ante tal situación algunos parámetros que son aceptables tienen que empeorarse un poco, es decir, se tiene que valer de ellos para mejorar los otros, sin olvidar que todos ellos tienen que cumplir con las especificaciones de diseño.

La optimización consiste en cambiar los diferentes parámetros de los elementos pasivos que conforman al amplificador, para que con tales modificaciones se pueda obtener una respuesta del circuito que proporcione los mejores parámetros del amplificador en la banda de interés.

Para optimizar es necesario minimizar o maximar una función dada $H = f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)$ donde x_i son los valores de los parámetros que al ser optimizados darán una respuesta que permitirá al amplificador cumplir con las especificaciones.

Los valores x_i , de los cuales depende la función H , son los parámetros del amplificador (figura de ruido, relaciones de onda estacionaria a la entrada y la salida y ganancia total). Los anteriores valores dependen a su vez de los elementos pasivos que conforman al amplificador y de éstos últimos lo que los caracteriza es su impedancia característica y longitud.

Al modificar las características de los elementos pasivos se logra optimizar la función H .

La función H se debe establecer de forma tal que permita por medio de alguna expresión matemática (el cálculo de la media, la desviación estándar, la obtención del valor máximo o mínimo de alguno o de algunos de los parámetros del amplificador en la banda de interés), logre cumplir las especificaciones de diseño establecidas después de optimizarla.

Además de que esta función H permita relacionar entre sí a los parámetros restantes del amplificador por medio de alguna operación aritmética (suma, resta multiplicación o división), tiene la finalidad de que en su conjunto los parámetros del amplificador sean maximizados o minimizados.

En este trabajo se utilizó el comando *fmins* del programa MATLAB, que minimiza una función a través de múltiples iteraciones, dando un vector resultado de ellas.

Hasta este punto todos los elementos pasivos que conforman el amplificador cuentan con una impedancia característica de $50(\Omega)$, exceptuando los valores de impedancia característica de las líneas que son parte del circuito de estabilización.

El llevar a cabo la optimización trae consigo que los valores de la impedancia característica cambien, para de esta forma brindar una mejor respuesta del amplificador en la banda de interés.

Los elementos que pueden ser optimizados son:

- Las impedancias características y las longitudes de los stubs que forman parte de la red de acoplamiento a la entrada de los dos transistores.
- Las impedancias características y las longitudes de los segmentos de las líneas que constituyen las redes de acoplamiento a la entrada de ambos transistores.
- Las impedancias características Z_1 , Z_3 y la resistencia r_2 de los circuitos de estabilización de los transistores.
- Las impedancias características y las longitudes de los segmentos de líneas de las redes de acoplamientos a la salida de los transistores.
- Las impedancias características de los stubs y el segmento de líneas que forman el circuito π al igual que sus longitudes.

Después de proponer distintas funciones H , se optó por escoger la que está formada por la suma de todos los parámetros a modificar con las particularidades que se desean tener (minimizar o maximizar), para luego hacer uso del comando *fmins*.

La función H es la, después de utilizar el comando *fmins*, que brinda los mejores valores de los todos parámetros del amplificador, se muestra a continuación:

$$H = n_1 \min(FN) + n_2 \min(\Gamma_{ent}) + n_3 (sum(GT) / 4) + n_4 \min(\Gamma_{sal})$$

donde:

\min = se refiere al valor mínimo del parámetro contenido en el paréntesis en la banda de interés.

suma= se refiere a la suma de todos los valores del parámetro que se encuentran en el paréntesis en la banda de interés

FN = Valores de la figura de ruido en la banda de interés.

I_{in}^* = Valores de la ROE a la entrada del amplificador en la banda de interés.

I_{out}^* = Valores de la ROE a la salida del amplificador en la banda de interés.

GT = Valores de ganancia total en la banda de interés.

Los valores de n_1 , n_2 , n_3 y n_4 son los factores que permiten tener mayor peso sobre la acción que se desea llevar a cabo. Es decir, si se desea dar la prioridad a la minimización de la figura de ruido (FN) se requiere que este valor sea mayor a los demás valores de n , para que así el comando *fmins* converja en valores que brinde la menor figura de ruido posible.

De esa forma se van dando prioridades de que parámetros de la función H se desean afectar con mayor o menor peso.

El comando *fmins* modificará las características de los elementos pasivos, hasta converger en el vector de optimización.

El encargado de diseñar el amplificador tendrá que establecer un rango de valores en donde los parámetros del elemento pasivo deben iterar, pues podría resultar que el valor obtenido en el vector optimizado fuese físicamente irrealizable o que el cambio afectase la estabilidad de amplificador.

En este caso en particular fue el parámetro que se le dio mayor peso fue el de la figura de ruido siguiendo en orden de importancia el de la ROE a la entrada y por último el aplanar la ganancia de forma que entre la mayor y la menor no exista una diferencia superior a 3 dB.

Los parámetros que se verán afectados consecuencia de tal decisión serán la ganancia total del amplificador y la ROE a la salida.

La ganancia se verá disminuida tratando cumplir con la especificación de que entra la mayor y la inferior, en la banda de interés, no exista una diferencia superior a 3 dB.

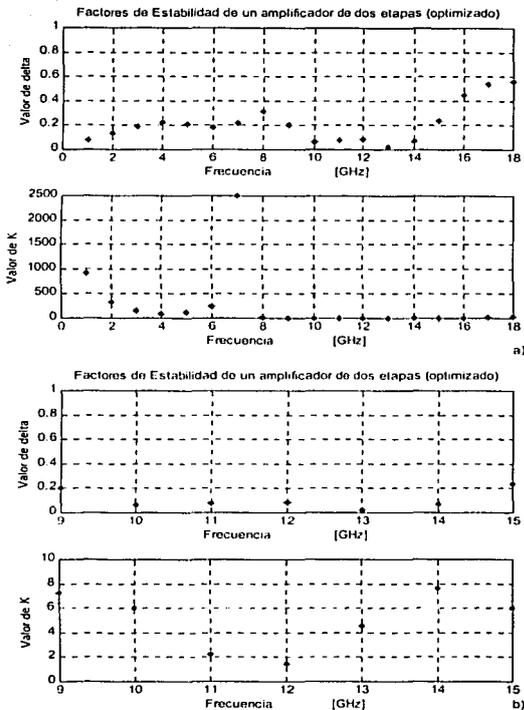
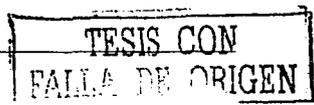


Figura 4.16) Criterio de estabilidad de los factores Δ y K . La figura a) muestra los valores del criterio de estabilidad en toda la banda del amplificador de dos etapas (optimizado).

La figura b) muestra los valores de Δ y K en la banda de interés

Se observa en la figura 4.17 que el valor de ROE a la entrada a la frecuencia de 13 GHz ahora se encuentra dentro de las especificaciones no así para la frecuencia de 12 GHz que para ella aún esta fuera de la especificación de diseño correspondiente pero al colocar una etapa más se espera solucionar este inconveniente.



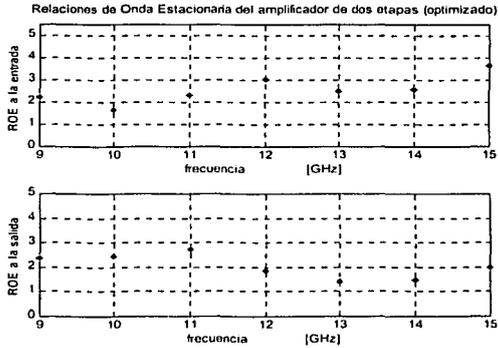


Figura 4.17) Gráficas de los valores de onda estacionaria a la entrada como a la salida del amplificador de dos etapas una vez hecha la optimización de los elementos que lo conforman

Otro importante parámetro es el de la figura de ruido, que se muestra de la figura 4.18, donde se puede observar la significativa disminución del valor de éste en la frecuencia de 10GHz, que aún está dentro de la especificación de manera justa pero que en una siguiente etapa se confía disminuir. Se observa que en el resto de la banda de interés se cumple con la especificación de tener una figura inferior a 1dB.

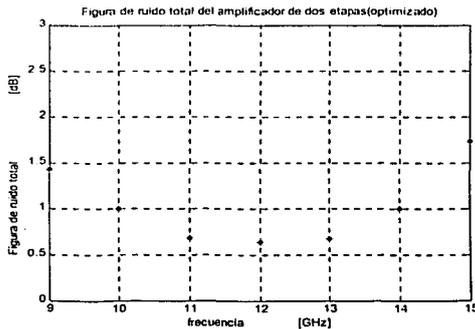
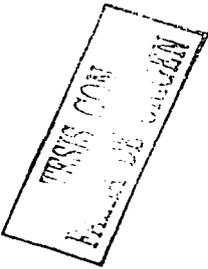


Figura 4.18) Gráfica que muestra los valores de la figura de ruido para el amplificador de dos etapas ya optimizado.

La ganancia total del amplificador ahora de dos etapas una vez llevada a cabo la optimización se muestra en la figura 4.19, en esa figura se puede observar que el valor de ganancia para la frecuencia de 13 GHz aún no cumplen con la especificación la cual establece que no debe existir una diferencia mayor a 3dB entre la mayor y la menor. Además de no cumplir con una ganancia mayor a 30 dB en la banda de interés

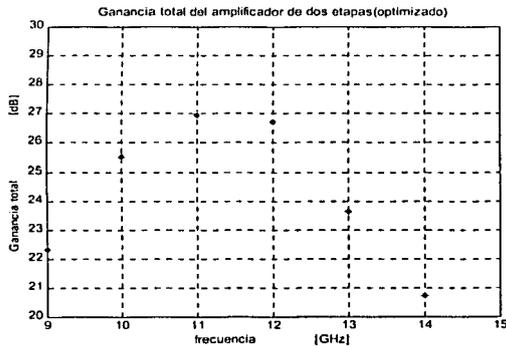


Figura 4.19) Ganancia total del amplificador una vez hecha la optimización de valores

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

4.6 Conclusiones derivadas del diseño de un amplificador de dos etapas

Para la primera propuesta de amplificador de dos etapas descrita en este capítulo, al asegurar una impedancia Z_0 a la salida de la primera etapa se hace posible que al colocar una segunda etapa en la salida de la primera, diseñada de igual forma que ésta, la contribución de ruido fuese pequeña en 12 GHz. No así en las demás frecuencias de la banda de interés, pero el aumento en estas frecuencias no es sustancial por lo que por medio de la optimización pueden ser minimizados.

La anterior propuesta de diseño mostró que si las condiciones de acoplamiento a la entrada del segundo amplificador, para brindar una figura de ruido mínima, así como la garantía de una ganancia suficiente en la segunda etapa se cumplen hace que el valor de la figura de ruido total no aumente de manera significativa, por lo tanto se comprueba que es la primera etapa donde este valor depende mayormente, para este tipo de amplificadores.

Colocar directamente una etapa más al amplificador hace que la ROE a la entrada del ahora amplificador de dos etapas se incremente de modo que sea improbable el uso de la optimización. Por lo cual es necesario encontrar una alternativa que permita disminuir el valor de ROE a la entrada.

Una aceptable relación de onda estacionaria a la entrada se logra, para este amplificador, a través del circuito π . Dicho circuito consta de un arreglo de una admitancia en paralelo, Y_1 , una impedancia en serie Z_2 y una admitancia en paralelo Y_3 , que se conecta entre la primera y la segunda etapa.

La consecuencia de utilizar el circuito π para disminuir la ROE a la entrada es una caída en la ganancia total del amplificador de 6 dB en la frecuencia de 10GHz.

La caída de la ganancia se debe al desacoplamiento a la salida de los dos transistores que forman el amplificador de dos etapas, lo cual se confirma al observar las relaciones de onda estacionaria a la salida del amplificador una vez que ha sido colocado entre las etapas el circuito π para disminuir la ROE a la entrada del mismo.

Las impedancias que forman el circuito π fueron propuestas de forma tal que estos no tengan o sea muy pequeña su parte real, cuando ésta es muy pequeña se desprecia, con lo que se garantiza que no se generaron pérdidas.

Por medio de la optimización de los elementos que conforman el amplificador, a través de la función *fmins* del programa MATLAB, es posible minimizar la figura de ruido, las relaciones de onda estacionaria tanto a la entrada como a la salida del amplificador de dos etapas. Además se logra disminuir la diferencia entre la mayor y la menor ganancia total para la banda de interés.

Al colocar una etapa más es posible aumentar la ganancia total del amplificador. Pero a pesar de realizarlo, la ganancia total del amplificador aún no cumple con las especificaciones, además de que hay que tener en cuenta la caída de la misma de 6 dB en la frecuencia de 10 GHz.

Por lo que por medio de la adición de la tercera etapa se alcanzará el valor de la ganancia total que se estableció como especificación de diseño.

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

Capítulo V

Tercera Etapa

La ganancia total establecida como especificación de diseño aún no es alcanzada por el amplificador diseñado hasta el momento, por lo que es necesario agregar una etapa más, esto ya había sido previsto desde la selección del transistor.

Al adicionar una etapa más se debe tomar en consideración que, al igual que en la etapa anterior, al garantizar un acoplamiento a la entrada del tercer transistor que brinde una admitancia cercana a Y_{opt} y una ganancia considerable, la nueva Figura de ruido, no será incrementada de tal forma que no cumpla con la especificación establecida.

Hay que tener en cuenta que ciertos parámetros del amplificador han cambiado, siendo estos no tan favorables como lo eran en el amplificador de una etapa.

Uno de estos parámetros que fueron desfavorecidos, para el amplificador de dos etapas, es la Relación de Onda Estacionaria a la Salida, de este parámetro se tuvieron que sacrificar los valores obtenidos inicialmente, para mejorar el de la ROE a la entrada y el de la Figura de ruido.

Un mayor valor de ROE a la salida indica un desacoplamiento mayor en el amplificador por lo que no es ya Z_o lo que se encuentra a la salida del mismo. Por lo que es necesario poner más atención en la forma en la que se diseña la red de acoplamiento a la entrada del tercer transistor.

5.1 Propuestas diversas para un amplificador de tres etapas

En el anterior capítulo se escribió acerca de que en el diseño de amplificadores no existe una metodología a seguir, por lo que se llevaron a cabo diversas propuestas de diseño.

Pese a la falta de una metodología en el diseño de un amplificador multi-etapa, existen tres propiedades que dirigen el mismo, que han sido mencionadas en el capítulo anterior.

Inicialmente se propuso conectar tres etapas, con las mismas características (amplificador de una etapa) en cascada. (Véase Figura 5.1)

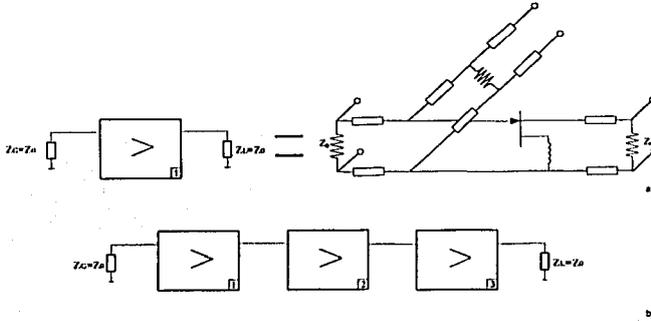


Figura 5.1Figura a) Representación en bloque de un amplificador de una etapa. b) Representación a bloque de un amplificador de tres etapas.

Al llevar a cabo la anterior propuesta se cumple con la primer propiedad que dirige el diseño de un amplificador multi-etapa (Capítulo IV Sección 4.1).

La conexión de las tres etapas en cascada queda representado en matriz ABCD por medio de la siguiente expresión:

$$ABCD_{3etapas} = \begin{bmatrix} A_{1eretapa} & B_{1eretapa} \\ C_{1eretapas} & D_{1eretapa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1eretapa} & B_{1eretapa} \\ C_{1eretapas} & D_{1eretapa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1eretapa} & B_{1eretapa} \\ C_{1eretapas} & D_{1eretapas} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Se transforma la anterior matriz ABCD a la matriz S por medio de las expresiones 3.30 a 3.33, para obtener los valores de los parámetros de ROE a la entrada y la salida y de ganancia total.

Al comparar los valores de ROE a la entrada para un amplificador de dos etapas, (véase la Figura 4.1), propuesto de manera similar al cual se esta analizando, se observó que (véase la Figura 4.4 a)), el valor de la relación de onda estacionaria a la entrada para la frecuencia de 13 GHz es de 13, mientras el valor de este mismo parámetro para un amplificador de tres etapas es de 16 unidades a la misma frecuencia(véase Figura 5.2).

Por lo que sobre la base de la anterior observación se establece que para un diseño de estas características, es de consideración el valor que se obtiene al agregar una etapa más, por lo cual se buscarán alternativas que permitan minimizarlo.

De los valores de los que se hace mención en los dos párrafos anteriores se ratifica que es en la segunda etapa donde da lugar el mayor crecimiento de la ROE a la entrada para este amplificador.

Los valores de ROE a la entrada para un diseño propuesto de estas características son valores grandes, esto se esperaba debido a los resultados obtenidos del amplificador de dos etapas. Pero resultado de interés el observar que tanto se ve afectado este parámetro con la adición de una etapa.

Al analizar los valores de la ROE a la salida se puede observar que estos se encuentran dentro de especificación.

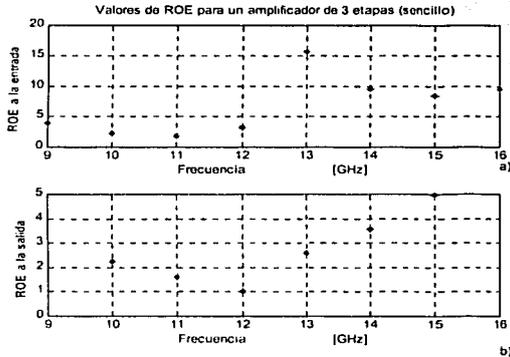


Figura 5.2 Valores de ROE a la entrada como a la salida del amplificador de tres etapas a) Valores de ROE a la entrada para un amplificador de tres etapas conectadas directamente. b) Valores de ROE a la salida para un amplificador de tres etapas.

En lo que respecta a la ganancia total, (véase Figura 5.3) como había sido predicho, ha aumentado y ha sobrepasado los 30 dB.

Existe el inconveniente de que en la banda de interés la diferencia entre la mayor y la menor ganancia es mayor a 3 dB, por lo que no cumple con la especificación correspondiente.

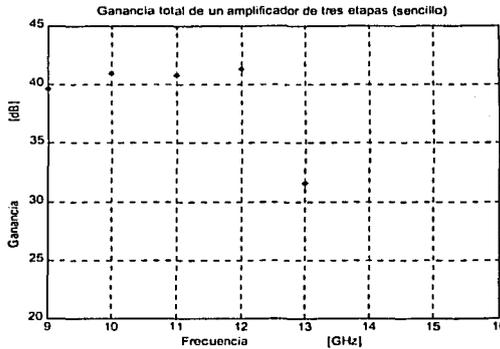


Figura 5.3 Ganancia de un amplificador de 3 etapas conectadas en cascada directamente.

La anterior propuesta de tres amplificadores conectados en cascada no será tomada en cuenta debido al tan elevado valor de ROE a la entrada.

Por lo que se propone tomar como base el diseño de un amplificador de dos etapas con el circuito π entre las mismas, colocando a la salida del anterior arreglo, un amplificador de una etapa. (Véase la Figura 5.4)

La matriz que representa esta nueva propuesta se muestra a continuación:

$$ABCD_{3etapas} = \begin{bmatrix} A_{1etapa} & B_{1etapa} \\ C_{1etapa} & D_{1etapa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{cirt\pi} & B_{cirt\pi} \\ C_{cirt\pi} & D_{cirt\pi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{2etapa} & B_{2etapa} \\ C_{2etapa} & D_{2etapa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{3etapa} & B_{3etapa} \\ C_{3etapa} & D_{3etapa} \end{bmatrix}$$

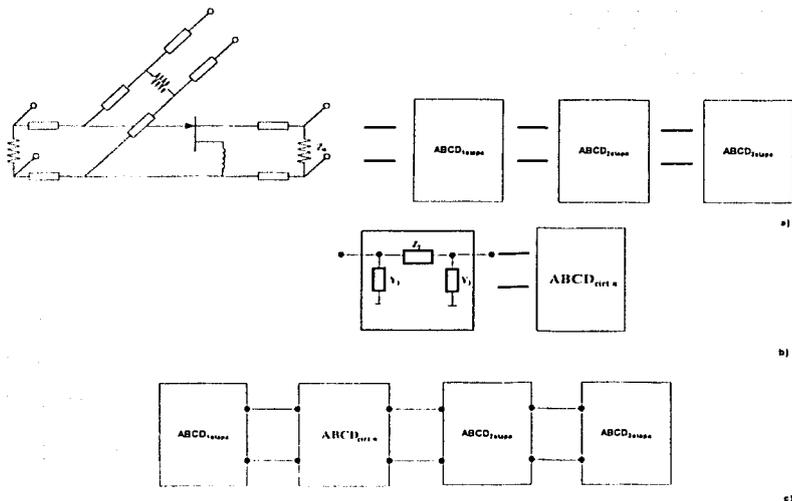


Figura 5.4 Representación de un amplificador de tres etapas. a) Representación a bloque de las etapas de un amplificador de tres etapas. b) Representación a bloque del circuito π . c) Representación a bloques de un amplificador de tres etapas con el circuito π entre la primera y la segunda etapa.

La matriz $ABCD_{3stage}$ es transformada a la matriz S a través de las expresiones 3.30 a la 3.33, para después hacer el análisis de los valores de la ROE a la entrada como a la salida y de la ganancia total.

Al comparar de las Figuras 5.2 a) y de 5.6 a) los valores de la ROE a la entrada se observa que para este último arreglo se ha logrado disminuir de manera significativa este valor para la frecuencia de 13 GHz.

Tal disminución permite pensar que por medio de la optimización de los elementos que conforman el amplificador se pueda cumplir con las especificaciones de diseño.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Pero existe el inconveniente que a la salida de la segunda etapa no se esta asegurando un valor de Z_0 , lo que trae consigo un aumento en la Figura de ruido en la banda de interés.

En lo que respecta a la ROE a la salida se observa que para este arreglo (véase Figura 5.5b)), comparando los valores de la Figura 5.2 b) que se han incrementado los valores en las frecuencias de 10, 11 y 12 GHz, mientras que en 13 GHz este parámetro se mantiene constante.

Este parámetro del amplificador en la banda de interés cumple con la especificación salvo en la frecuencia de 10 GHz, pero no se encuentra alejado de ésta.

Por lo cual se puede concluir lo siguiente:

- El colocar directamente una etapa más a un amplificador de dos etapas con un circuito π entre ellas no afecta de manera significativa el valor de ROE a la entrada en la banda de interés, lo cual sería benéfico disminuir.
- Los valores de ROE a la salida tampoco se han incrementado de manera sustancial, al ser colocada una etapa más.
- Pero un diseño de estas características no asegura una mínima Figura de ruido.

Relaciones de Onda Estacionaria para tres etapas con circuito π entre la primera y la segunda etapa

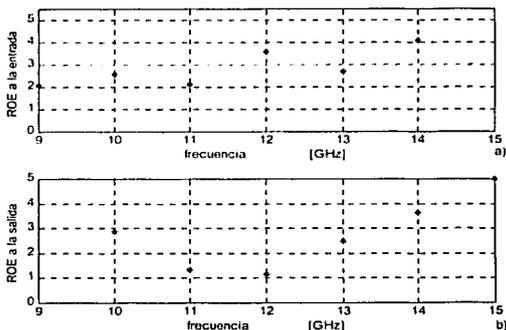


Figura 5.5 a) Valores de ROE a la entrada para un amplificador de tres etapas con un circuito π entre la primera y la segunda etapa. b) Valores de ROE a la salida para un amplificador de tres etapas con circuito π entre la primera y la segunda etapa.

En lo referente a la ganancia de este arreglo se puede observar de la Figura 5.6 que los valores de ganancia total si bien son superiores a los establecidos en las especificaciones en las frecuencias que comprenden la banda de interés, es cierto también que la diferencia entre la mayor y la menor es por mucho mayor a tres decibeles.

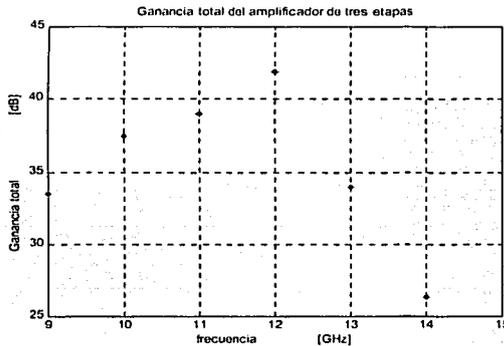


Figura 5.6 Ganancia total de un amplificador de tres etapas con el circuito π colocado entre la primera y la segunda etapa.

Por lo anterior ahora se propone diseñar entre la red de acoplamiento a la salida del segundo transistor y la red de acoplamiento a la entrada del tercer transistor un segundo circuito π que asegure a la entrada de la tercera etapa una impedancia de Z_0 .

Y con ello asegurar que la red de acoplamiento a la entrada del tercer transistor, ya diseñada, brinde una impedancia de Z_{opt} .

5.2 Diseño del circuito π para un amplificador de tres etapas.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Al colocar un circuito π entre etapas permite cumplir con dos de las propiedades para un diseño multi-etapa, estos son :

- Al permitir que la impedancia en la salida de este circuito sea próxima o igual a Z_0
- Y hacer que la ROE a la entrada del amplificador sea la menor posible.

Debido a la necesidad de no incrementar el valor de la Figura de ruido total del amplificador al colocar una etapa más, se debe garantizar brindar en la entrada del tercer transistor una impedancia de Z_{opt} o cercana.

Por lo que es necesario asegurarse de que se obtenga a la salida de la segunda etapa un valor de Z_0 o cercano para así poder hacer uso de la red de acoplamiento a la entrada que brinde el valor de Z_{opt} .

La nueva propuesta consta de tres amplificadores de una etapa entre los cuales serán colocados circuitos π , como se muestra en la Figura 5.7, para intentar disminuir los valores de ROE a la entrada, además garantizar una adición a la Figura de ruido total del amplificador mínima.

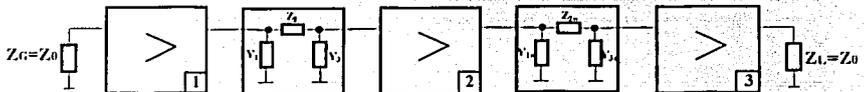


Figura 5.7 Representación a bloques de un amplificador de tres etapas con circuitos π entre la primera y la segunda etapa y entre la segunda y la tercera etapa.

En el capítulo anterior sección 4.2 se establecieron las expresiones, 4.2 a la 4.6, que permiten el cálculo del circuito π , solo que ahora los valores de la matriz S que son utilizados para calcular a a , b , c y Y_{in} , corresponden a la matriz S de las dos etapas del amplificador que contienen entre ellas al circuito π (véase la Figura 5.8).

Mientras que la matriz S que permite calcular Y_{out} , corresponde a la tercera etapa del amplificador

$$S_{2eta \pi}$$

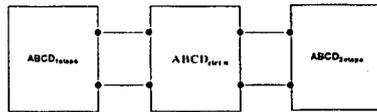


Figura 5.8 Representación a bloques de la matriz $S_{2eta \pi}$

5.2.1 Particularidades en el cálculo para la impedancia Z_2 y de la admitancia Y_3 y de la selección del valor R_{in}

Para llevar a cabo el cálculo de la impedancia Z_2 y de la admitancia Y_3 se utilizó como incremento del ángulo φ un grado, porque facilita el cálculo y además que al seleccionar este incremento permite recorrer de manera más significativa toda la carta de Smith.

Se obtuvieron cantidades similares de ternas que las obtenidas para un amplificador de dos etapas. Por lo que se necesita del uso del criterio Q que permita seleccionar aquella terna de valores con la cual se obtengan los mejores resultados.

5.2.2 Criterios de selección de la impedancia Z_2 , de la admitancia Y_3 y del valor R_{in}

El gran número de ternas de valores obliga a establecer en el cálculo del circuito π para dos etapas un criterio que será nuevamente de utilidad para seleccionar los elementos del nuevo circuito ahora para tres etapas.

Este nuevo circuito π se colocará entre la salida de la segunda etapa y la entrada de la tercera (véase la Figura 5.7).

El criterio se basó en la selección de las impedancias a través de una razón que fue denominada Q , cuyo valor es el que se estableció en el capítulo anterior ($Q \geq 15$).

Lo que permite esta razón es encontrar valores de impedancia Z_2 y $Z_3 = \frac{1}{Y_3}$ con parte real cercana a cero, lo que le da a este circuito la propiedad de no agregar más ruido a la Figura de ruido total del amplificador.

Los valores que después de cumplir con el criterio y las condiciones establecidas son:

$$Y_{1,3etapas} = j1.945$$

$$Z_{2,3etapas} = j0.7837$$

$$Y_{3,3etapas} = j2.2095$$

Todos los valores antes mostrados son normalizados.

El paso a seguir es simplificar elementos que ahora forman el amplificador, lo que tiene como finalidad el permitir su futura implementación.

5.2.3 Simplificaciones del circuito π por stubs y por segmentos de línea de transmisión

Para poder llevar a cabo la implementación de este diseño propuesto es necesario sustituir los elementos que ahora lo forman por elementos que en línea microcinta sean de fácil creación y estos elementos son stubs abiertos y segmentos de líneas.

Por lo que ahora que se conocen los valores de los elementos que componen el circuito π se lleva a cabo las sustituciones.

La forma en la cual se llevan a cabo las sustituciones fueron explicadas y ejemplificadas en el capítulo IV por lo que sólo serán dadas las sustituciones.

El valor de la admitancia resultado de la suma de las admitancias obtenidas del stub abierto de la red de acoplamiento a la salida de la segunda etapa y del stub que brinda la impedancia $Y_{1,3etapas}$ es:

$$\begin{aligned} \bar{Y}_{sust2} &= \bar{Y}_{stub2} + \bar{Y}_{1,3etapas} = j \tan \beta \ell_{sust2} \\ \bar{Y}_{sust2} &= j3.383 \end{aligned}$$

El anterior valor de admitancia normalizada puede ser obtenido por medio de un stub abierto de longitud:

$$\ell_{sust2} = 0.205\lambda_{13GHz}$$

El valor de impedancia de $Z_{2,3etapas} = j0.787$ y se obtiene a través de un segmento de línea de longitud:

$$\ell_{Z_{2,3etapas}} = 0.108\lambda_{13GHz}$$

El valor de la admitancia que resulta de la suma de las admitancias dadas por el stub que brinda de impedancia de $\bar{Y}_{3,3etapas}$ y de la admitancia que brinda la red de acoplamiento en la entrada de la tercera etapa, esta dado por un stub abierto de longitud:

$$\ell_{sust3} = 0.207\lambda_{13GHz}$$

De igual forma a la llevada a cabo en el capítulo anterior se sustituyen los valores de los elementos que resultan de las sustituciones para luego llevar a cabo el análisis del comportamiento del amplificador.

En la Figura 5.9 se muestran los valores de los factores Δ y K que indican que el amplificador es estable en toda la banda de frecuencias del transistor.

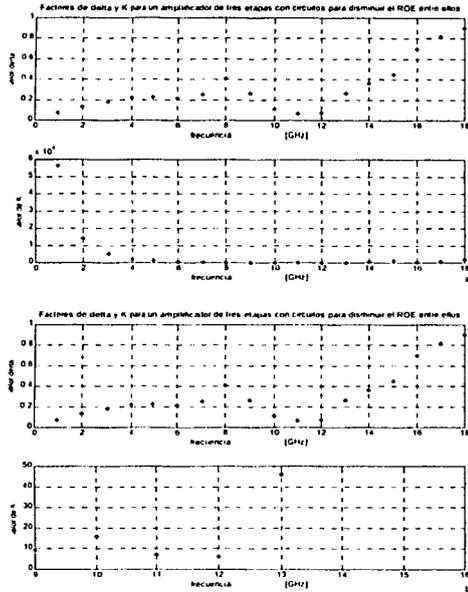


Figura 5.9 Criterio de estabilidad de los factores Δ y K . La Figura a) muestra los valores del criterio de estabilidad en toda la banda del transistor, mientras que la Figura b) muestra los valores del criterio en la banda de interés y en la cercanía de esta.

Al comparar los resultados obtenidos para un amplificador de dos etapas (Figura 4.13), propuesto de forma similar a la que se está analizando en este momento, se puede observar que los valores de ROE a la entrada para esta última (Figura 5.10 a), tiene una

mejoría de una unidad en la frecuencia de 10, 11 y 12 GHz y un ligero aumento en 13 GHz, que mediante la optimización puede ser minimizado.

Las anteriores observaciones que fueron descritas en el párrafo anterior se presentaron también al ser comparados los valores de ROE con la propuesta de un amplificador de tres etapas que contiene solamente un circuito π (Figura 5.6)

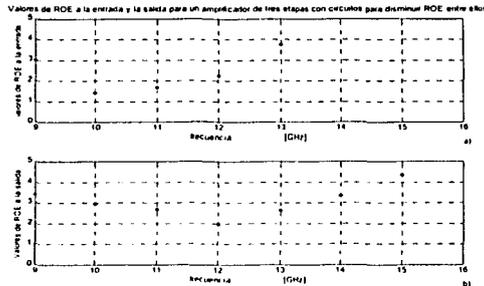


Figura 5.10 Gráficas que muestran los valores de ROE de un amplificador de tres etapas que tiene entre sus etapas circuitos π . a) Valores de ROE a la entrada. b) valores de ROE a la salida

Al ser comparada la ganancia total en la banda de interés, del arreglo que se está analizando con respecto al de un amplificador de tres etapas que contiene un circuito π entre la primera y la segunda etapa se observa una marcada disminución de la misma y es más notoria en la frecuencia de 13 GHz.

La disminución en la ganancia es debida a la inclusión del nuevo circuito π colocado entre la segunda y la tercera etapa.

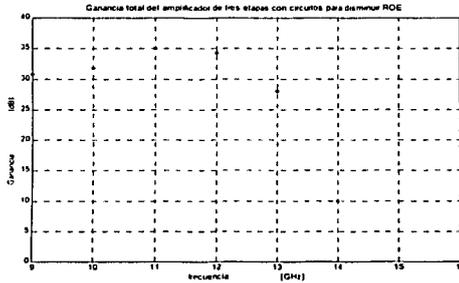


Figura 5.11 Ganancia total de un amplificador de tres etapas con circuitos π entre ellas.

5.3 Optimización de los parámetros del amplificador de tres etapas

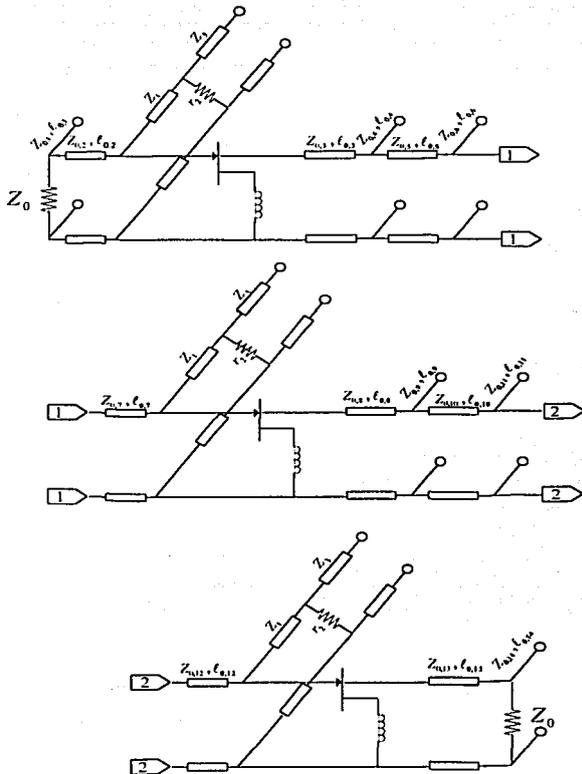
Después de establecer diversas funciones H que permitan optimizar los parámetros del amplificador se utilizó la función en la que todos los parámetros se ven relacionados, pues en esta función se obtienen mejores resultados.

Salvo que esta función tiene la peculiaridad de que en la parte correspondiente a la ganancia se establece una resta de n_G unidades y su valor va de 0 a 2.5. Esto se llevó a cabo con la finalidad de disminuir la diferencia que hasta este momento se presenta entre el valor mayor y el menor valor de la ganancia total de la banda de interés.

$$H = n_1 \min(FN) + n_2 \min(\Gamma_{in}) + n_3 ((\text{sum}(GT) / 4) - n_G) + n_4 \min(\Gamma_{out})$$

En la Figura 5.12 se muestra al amplificador con las sustituciones debidas y los valores resultado de la función ya optimizada

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

Figura 5.12 Amplificador de tres etapas con circuitos π entre la primera y la segunda etapa y entre la segunda y la tercera etapa con sus correspondientes elementos ya optimizados.

A continuación se muestran los valores de los elementos pasivos del amplificador ya hecha la optimización:

$$\begin{array}{llll}
Z_{0,1} = 49.43(\Omega) & Z_1 = 62.8(\Omega) & Z_{0,3} = 48.69(\Omega) & Z_{0,5} = 52.82(\Omega) \\
\ell_{0,1} = 0.11\lambda_{13GHz} & r_2 = 51.87(\Omega) & \ell_{0,3} = 0.22\lambda_{13GHz} & \ell_{0,5} = 0.057\lambda_{13GHz} \\
Z_{0,2} = 41.85(\Omega) & Z_3 = 87.3(\Omega) & Z_{0,4} = 49.2(\Omega) & Z_{0,6} = 41.13(\Omega) \\
\ell_{0,2} = 0.11\lambda_{13GHz} & & \ell_{0,4} = 0.482\lambda_{13GHz} & \ell_{0,6} = 0.119\lambda_{13GHz} \\
\\ \\
Z_{0,7} = 48.36(\Omega) & Z_{0,8} = 49.93(\Omega) & Z_{0,11} = 45.34(\Omega) & Z_{0,13} = 38.91(\Omega) \\
\ell_{0,7} = 0.017\lambda_{13GHz} & \ell_{0,9} = 0.134\lambda_{13GHz} & \ell_{0,11} = 0.085\lambda_{13GHz} & \ell_{0,13} = 0.1\lambda_{13GHz} \\
Z_{0,8} = 72.24(\Omega) & Z_{0,10} = 35.78(\Omega) & Z_{0,12} = 28.25(\Omega) & Z_{0,14} = 89(\Omega) \\
\ell_{0,8} = 0.123\lambda_{13GHz} & \ell_{0,10} = 0.160\lambda_{13GHz} & \ell_{0,12} = 0.370\lambda_{13GHz} & \ell_{0,14} = 0.07\lambda_{13GHz}
\end{array}$$

Una vez que se realizó la optimización de los valores de los elementos que forman el amplificador (impedancias características y segmentos de stubs y de líneas) se lleva a cabo el análisis de los parámetros que lo caracterizan, los cuales son mostrados más adelante.

En la Figura 5.13 se muestran los valores del criterio de estabilidad de los factores Δ y K en los cuales se observa que el amplificador es estable en toda la banda de frecuencia del transistor.

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

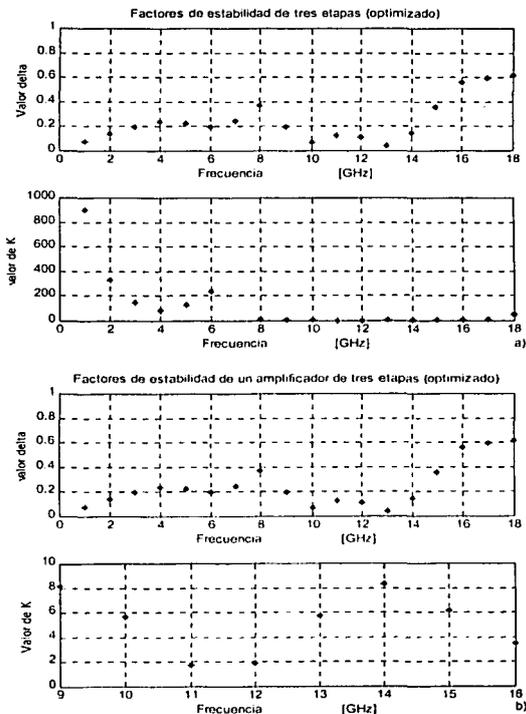


Figura 5.13) Criterio de estabilidad Δ y K . Figura a) muestra de los valores del criterio de estabilidad en toda la banda del amplificador de tres etapas (optimizado). Figura b) muestra los valores de Δ y K de un amplificador de tres etapas en la banda de interés y en la carcanía de la misma.

En la Figura 5.14 a) se observa que los valores de la ROE a la entrada en la banda de interés esta dentro de las especificaciones de diseño establecidas, en esta Figura se puede apreciar la disminución de los valores en 12 GHz, pero más marcadamente en la frecuencia de 13 GHz, al ser comparados con los valores obtenidos para un amplificador de estas características aún sin optimizar (véase Figura 5.10 a).

La Figura 5.14 b) muestra los valores de la ROE a la salida para la banda de interés los cuales se encuentran dentro de especificaciones, al ser comparados estos valores con los obtenidos para un amplificador de tres etapas sin optimizar (Figura 5.10 b) se puede observar que se ha logrado disminuir los valores correspondientes al mencionado parámetro en las frecuencias de 10, 11 y 13 GHz.

En la frecuencia de 13 GHz con base al valor, logrado a través de la optimización, de la ROE a la salida fue posible obtener un valor de ganancia superior. Esto permite estar dentro de las especificaciones donde se establece que no debe existir una diferencia mayor a 3 dB entre el mayor y el menor valor de ganancia dentro de la banda de interés (véase Figura 5.16).

También se puede observar al comparar los valores de las Figuras 5.10 b) y 5.14 b) que el valor de ROE a la salida para 12 GHz tuvo que ser sacrificado para permitir que los valores en la banda de interés estuvieran dentro de especificaciones. Lo cual repercute en la disminución de la ganancia en esta misma frecuencia (obsérvese la Figura 5.16).

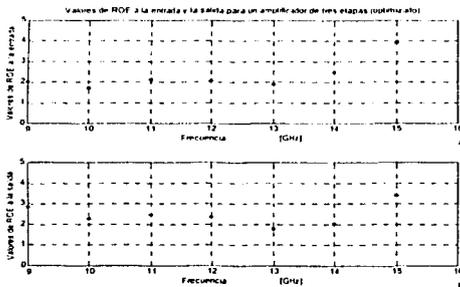
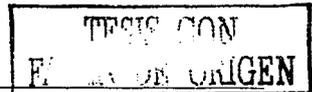


Figura 5.14 Gráficas de los valores de onda estacionaria a la entrada como a la salida del amplificador de tres etapas realizada ya la optimización de elementos.

En lo que respecta a la Figura de ruido se puede escribir que se tuvo sumo cuidado que no fuese modificada de manera sustancial al ser modificados los restantes parámetros.



Los valores de este último parámetro mencionado en el párrafo anterior son mostradas en la Figura 5.15, de donde se observa que dentro de la banda de interés los valores se encuentran dentro de especificación.

El valor de la Figura de ruido sigue manteniéndose dentro de especificación por dos razones:

- El garantizar una ganancia suficiente en esta etapa el aumento de la Figura de ruido no es significativo.
- El uso del circuito π entre la segunda y la tercera etapa permite un acoplamiento entre las mismas que favorece a no incrementar la Figura de ruido.

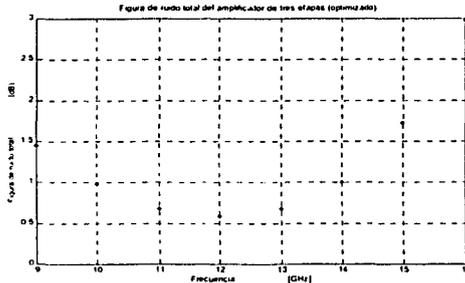
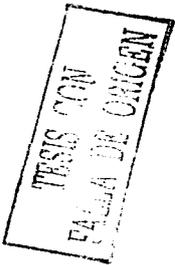


Figura 5.15) Figura de ruido total del amplificador de tres etapas con los elementos optimizados.

La ganancia total del amplificador se muestra en la Figura 5.16, de ahí se asevera que la optimización de los elementos que conforman el amplificador se llevo a cabo de tal forma que en la frecuencia de 13 GHz se brindará el mejor acoplamiento posible para lograr una ganancia superior a la obtenida inicialmente para un amplificador de tres etapas sin optimizar.

Se observa también que fue necesario empeorar el valor de la ganancia en la frecuencia de 12 GHz, lo cual se verifica en el valor de ROE a la salida (Figura 5.14 b), con lo cual es posible cumplir con la especificación correspondiente a ese respecto.

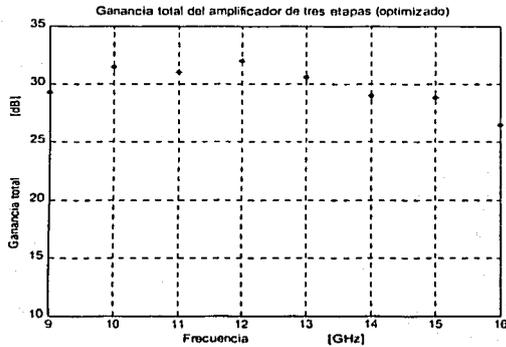


Figura 5.16) Figura de la ganancia total de un amplificador de tres etapas una vez hecha la optimización

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

5.4 Conclusiones derivadas del diseño de la Tercera Etapa

Se estableció, bajo la primera propuesta de diseño de este capítulo, cuanto influye en los parámetros del amplificador (ROE a la entrada, a la salida y la ganancia total) el agregar una etapa más a un amplificador de dos etapas.

Los valores de la ROE a la entrada del amplificador, ahora de tres etapas, sin circuitos π entre las mismas, sufrieron un incremento para algunas de las frecuencias en la banda de interés.

Al ser comparados estos valores con los correspondientes a los de un amplificador de dos etapas de características similares (amplificadores directamente conectados en cascada), se observa para la frecuencia de 13 GHz un aumento de tres unidades.

Obtener a través de este diseño un aumento del ROE en la frecuencia de 13 GHz implica tomarlo en consideración para intentar disminuirlo con el objeto de disminuir valores adversos en ciertos parámetros permite que estos mismos sean sacrificados para permitir a los valores de los parámetros restantes situarse dentro de especificaciones.

La forma en la cual se disminuyeron los valores de ROE a la entrada en la banda de interés fue por medio del diseño del circuito π que fue colocado entre la primera y segunda etapa.

Se comprobó gracias al análisis de la antes mencionada propuesta, que es en la segunda etapa donde recae con más peso el valor de la ROE a la entrada.

Tomando como base el amplificador de dos etapas con circuito π entre ellas, se dispuso a diseñar un nuevo circuito π que fue colocado entre la segunda y la tercera etapa.

La razón de proponer y optar por un diseño que tuviese un circuito π entre la segunda y la tercera etapa se debió a:

- Que de esta forma se garantiza que a la entrada de la tercera etapa se contará con una impedancia de Z_0 , lo que permite usar la red de acoplamiento a la entrada

- Que de esta forma se garantiza que la a la entrada de la tercera etapa se contará con una impedancia de Z_0 , lo que permite usar la red de acoplamiento a la entrada con la cual ya se cuenta. Lo que reditúa en obtener una mínima adición en la Figura de ruido total.
- Disminuir los valores de ROE a la entrada para que con base en sus buenos valores puedan sacrificarse para mejorar los valores de los parámetros restantes.
- Que difiere en este aspecto sobre el diseño que contiene sólo un circuito π entre la primera y segunda etapa.

La significativa disminución de los valores de ROE a la entrada para las frecuencias de 10 11 y 12 GHz permite enfocar la atención en el valor de ROE a la entrada para la frecuencia de 13 GHz con objeto de disminuirlo.

La adición de una etapa más trae consigo aumento en la ganancia total del amplificador. Pero el uso de circuitos π entre etapas tiene como inconveniente que la ganancia total sea disminuida cerca de 10 dB en la banda de interés. Esto se corrobora al observar los valores de ROE a la salida para la banda de interés.

Con el fin de que los parámetros del amplificador cumplieren con las especificaciones establecidas se valió nuevamente de la optimización de los elementos que conforman el amplificador (impedancias características y segmentos de líneas y stubs).

En esta ocasión nuevamente se utilizó la función de optimización que incluye a cada uno de los parámetros, sacrificando aquellos que hubiesen sido mejorados, como en el caso de ROE a la entrada.

La forma de llevar a cabo el aplanado de la ganancia para que entre la mayor y la menor fuera de al menos 3 dB, fue disminuir el promedio de la ganancia en la banda de interés

Esto se llevó a cabo a través de forzar en la función de optimización el parámetro correspondiente al promedio de la ganancia total, disminuyéndola en un rango que fue de cero a 2.5 unidades.

Al obtener un mejor valor de ROE a la salida para la frecuencia de 13 GHz reditúa a su vez para que en esta misma frecuencia se mejore el valor de la ganancia, debido a un mejor acoplamiento.

Capítulo VI

Cuarta Etapa

En este punto se ha logrado simular un amplificador que cumple con las especificaciones de diseño establecidas inicialmente.

Empero, resulta de interés analizar de qué forma influye una etapa más en el amplificador.

La siguiente propuesta es resultado de la experiencia adquirida de los diseños que la anteceden.

6.1 Propuesta para un amplificador de cuatro etapas.

En el anterior capítulo se propuso un diseño donde entre la primera y la segunda etapa fue colocado un circuito π , y entre la segunda y la tercera etapa fue colocado un nuevo circuito π , el cual servirá de base para el diseño de un amplificador de cuatro etapas (véase figura 6.1).

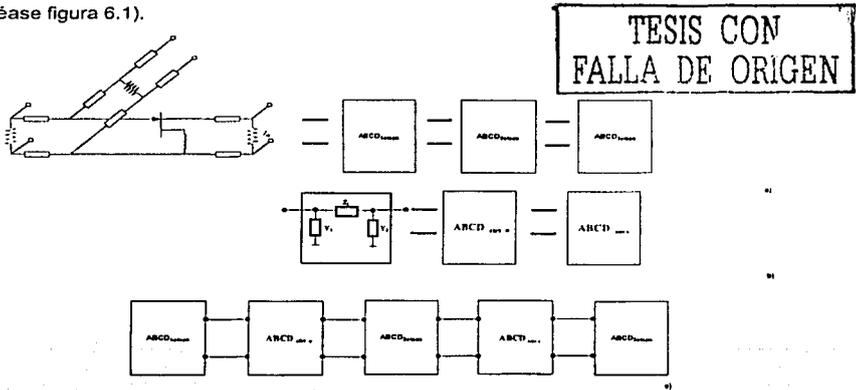


Figura 6.1 Amplificador de 4 etapas con circuitos π entre la primera y la segunda etapa y entre la segunda y la tercera etapa.

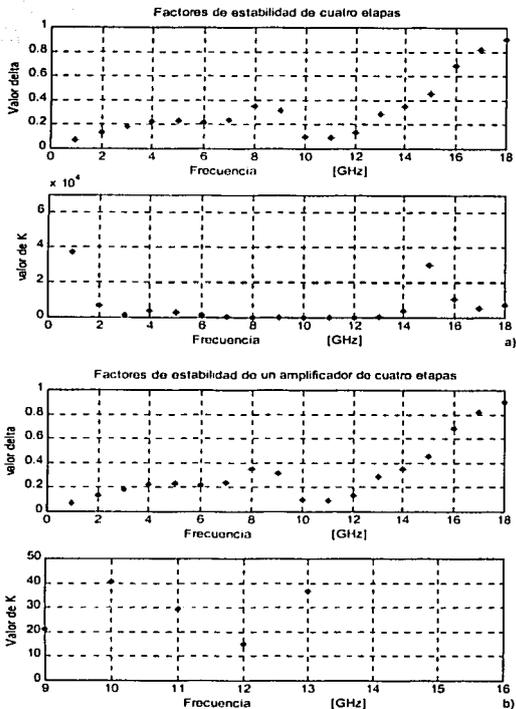
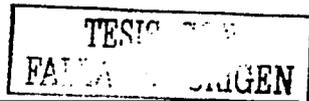


Figura 6.3 Criterio de estabilidad de los factores Δ y K . La figura a) muestra los valores tanto de Δ y K en toda la banda del transistor. Mientras que la figura b) muestra los valores correspondientes de Δ y K para la banda de interés como en su cercanía.

En la figura 6.4 a) se muestran los valores de ROE a la entrada mismos que son comparados con los valores obtenidos de la propuesta de un amplificador de tres etapas (véase figura 5.14 a)).



De la comparación se observa que:

- Existe una disminución en los valores de ROE a la entrada en las frecuencias de 10 GHz y 11GHz.
- Aumento en los valores de ROE a la entrada para las frecuencias de 12 y 13 GHz. Siendo muy pequeña a la frecuencia de 12 GHz y de casi una unidad en la frecuencia de 13 GHz.

Se tomó la decisión de seguir adelante con esta propuesta debido a que los valores que se obtuvieron de la misma en lo que respecta a la ROE a la entrada para las frecuencias de 10 GHz y 11 GHz son mejores que las que se obtuvieron en la propuesta de un amplificador de tres etapas.

Además se cuenta con la posibilidad de disminuir los valores de ROE a la entrada para las frecuencias de 12 GHz y 13 GHz a través de una nueva optimización sacrificando los valores obtenidos en las frecuencias de 10 GHz y 11GHz.

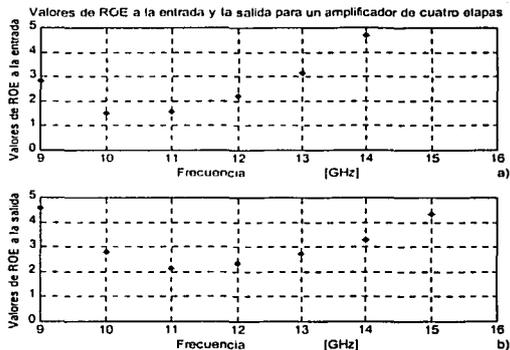


Figura 6.4 La figura a) muestra los valores de ROE a la entrada en la banda de interés. La figura b) muestra los valores de ROE a la salida en la banda de interés.

La figura 6.4 b) muestra los valores de ROE a la salida, nuevamente, se realiza la comparación de valores entre la propuesta que se está analizando y la del amplificador de tres etapas (véase figura 5.14 b)).

De la cual se puede observar que para las frecuencias de 10 GHz, 12 GHz y 13 GHz existe un aumento de alrededor de 0.6 unidades para cada uno de los valores de las frecuencias correspondientes.

Se presenta también una ligera disminución en el valor de ROE a la salida en la frecuencia de 11 GHz.

Los datos obtenidos de ROE a la salida permiten pensar en ser mejorados por medio de optimización y en el caso del valor obtenido en 11 GHz puede ser útil, para ser sacrificado en beneficio de los valores que pertenecen a las restantes frecuencias de la banda de interés.

Se observa en la figura 6.5 los valores de la ganancia total del amplificador se ha incrementado, debido a la adición de una etapa más.

No existe una caída de consideración en los valores de ganancia en la banda de interés, como ocurrió en las anteriores propuestas debido al uso de circuitos π entre etapas.

Aún cuando la diferencia entre el mayor y el menor valor de la ganancia no cumple con la especificación correspondiente, la experiencia adquirida hasta este momento permite pensar en la optimización como la forma con la cual cumplirá con la especificación.

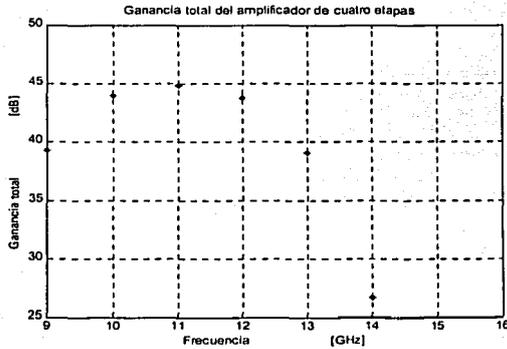


Figura 6.5 Ganancia total de un amplificador de 4 etapas.

La figura 6.6 se muestra la figura de ruido total del amplificador de cuatro etapas cuyos valores se han incrementado con respecto a los valores obtenidos al ser optimizado el amplificador de 3 etapas (la figura 5.15).

El valor de la figura de ruido en la frecuencia de 10 GHz no cumple con las especificaciones por lo cual se buscará minimizarlo por medio de la optimización.

Mientras que los valores de la figura de ruido para las frecuencias restantes que conforman la banda de interés aún cuando son mayores a los obtenidos en el amplificador de tres etapas, ya realizada la optimización de este último, todos ellos cumplen con la especificación de ser menores a un decibel.

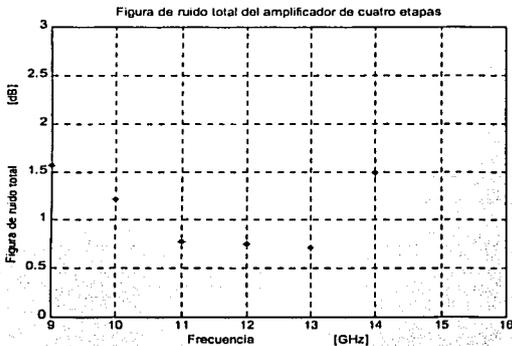


Figura 6.6 Figura de ruido total del amplificador de cuatro etapas.

6.2 Optimización de la cuarta etapa del amplificador

Nuevamente se hace uso de la optimización con el objetivo de mejorar en la medida de lo posible los valores de los parámetros del amplificador.

En esta ocasión sólo se optimizaron los elementos pasivos de la cuarta etapa de amplificación, la razón de este proceder fue que de esta forma se presentaban los mejores resultados de los valores de los parámetros del amplificador.

La función que se utilizó para optimizar esta etapa fue similar a la utilizada al optimizar el amplificador de tres etapas.

La función H que se utilizó fue similar a la utilizada para un amplificador de tres etapas. Con la diferencia de que se intentaba disminuir el valor de la Figura de Ruido en la frecuencia de 10 GHz y, para lo cual podían ser sacrificados los valores en las frecuencias restantes, sin que estos valores excedieran la especificación correspondiente.

Al cabo de la optimización se sustituyeron los nuevos valores de los elementos pasivos obtenidos de la misma (stubs, segmentos de línea e impedancias características).

A continuación se muestran los factores de estabilidad del amplificador de cuatro etapas llevada a cabo la optimización (véase figura 6.7). Donde se observa que es estable incondicionalmente en la banda del transistor. Por lo que se puede aseverar que se cuenta con un amplificador.

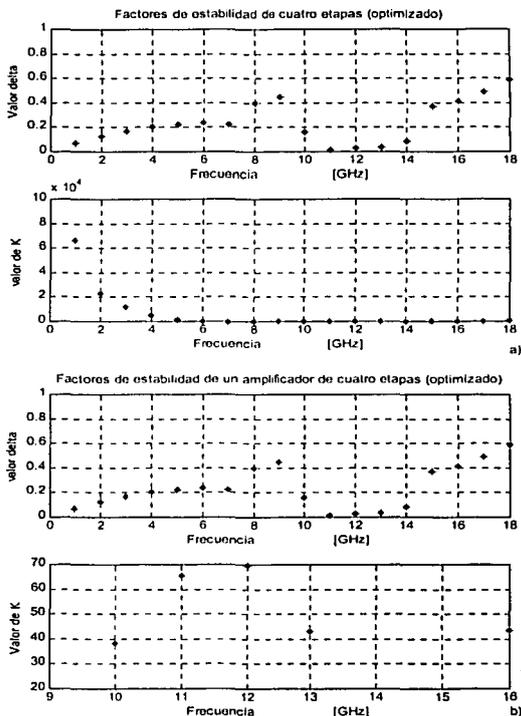


Figura 6.7 Criterio de estabilidad de los factores Δ y K del amplificador de cuatro etapas con sus elementos optimizados.

Los valores de ROE a la entrada son mostrados en la figura 6.8 a) en los cuales se puede observar que salvo en la frecuencia de 10 GHz los restantes valores del parámetro en la banda de interés se encuentran por debajo de las dos unidades.

Los valores obtenidos son considerados como buenos porque son inferiores a los que se obtuvieron para un amplificador de tres etapas una vez hecha la optimización. Además de cumplir con la especificación correspondiente.

En la figura 6.8 a) se puede observar que los valores de ROE a la entrada en las frecuencias de 10 GHz y 11 GHz han aumentado, siendo más sensible el mismo en 10 GHz que es de 0.5 de unidad, esto al ser comparados con los valores correspondientes del amplificador aún sin optimizar.

Los valores de ROE a la entrada inicialmente obtenidos para este amplificador, especialmente en 10 GHz fueron sacrificados con el fin de obtener valores menores de este mismo parámetro en las frecuencias restantes de la banda de interés.

El anterior proceder trajo consigo disminuciones considerables del parámetro ROE a la entrada en las frecuencias de 12 GHz y 13 GHz.

Todos los valores de ROE en la banda de interés están dentro de especificaciones y son mejores que los obtenidos para un amplificador de 3 etapas después de ser optimizado (obsérvese la figura 5.14 a)).

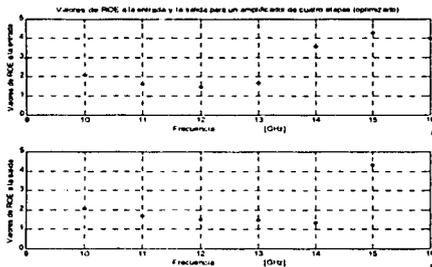
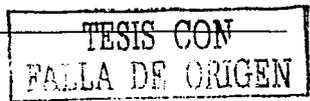


Figura 6.8 Valores de ROE del amplificador de cuatro etapas optimizado. Figura a) Valores de ROE a la entrada de la banda de interés y a la cercanía de la misma. Figura b) Valores de ROE a la salida para la banda de interés y su cercanía.



La figura 6.8 b) muestra los valores de ROE a la salida, de donde es posible observar que estos han sido disminuidos tomando en consideración los valores obtenidos del amplificador aún sin optimizar.

Ninguno de los valores de ROE a la salida para la banda de interés supera las 2.1 unidades con lo que se aprecia de la figura 6.8 b) que los valores de este parámetro son mejores en este caso que los obtenidos en el caso de un amplificador de tres etapas.

Los valores de la ganancia total del amplificador fueron disminuidos para lograr que la diferencia entre el mayor y el menor valor no fuese superior a tres decibeles. La disminución es tomada teniendo en cuenta como referencia los valores obtenidos del amplificador de cuatro etapas sin optimizar.

Además de que al realizar esta disminución de ganancia permitió a su vez disminuir los valores de ROE a la salida.

Los valores de la ganancia total se muestran en la figura 6.9.

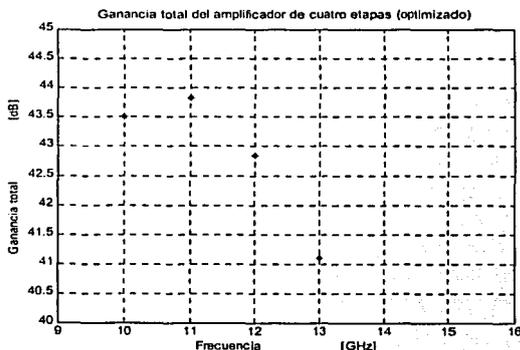


Figura 6.9 Valores de la ganancia en la banda de interés del amplificador de cuatro etapas ya optimizado.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Los valores de la figura de ruido en la banda de interés se muestran en la figura 6.10.

De esta figura se observa que los valores en las frecuencias de 11 GHz, 12 GHz y 13 GHz han sido castigados para que fuese disminuido el valor del parámetro en la frecuencia de 10 GHz. La anterior observación es hecha en base en los valores obtenidos para un amplificador de cuatro etapas sin optimizar.

El aumento de los valores de la figura de ruido favoreció a la disminución de los valores de ROE a la entrada.

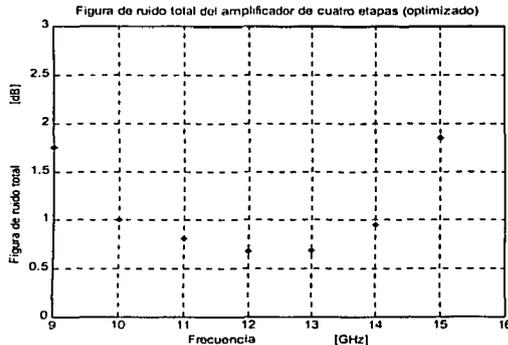


Figura 6.10 Valores de la Figura de Ruido Total del amplificador de cuatro etapas ya optimizado.

En la figura 6.11 se muestran los valores de los elementos pasivos que fueron optimizados, además de mostrar nuevamente un diagrama a bloques para el amplificador de cuatro etapas.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

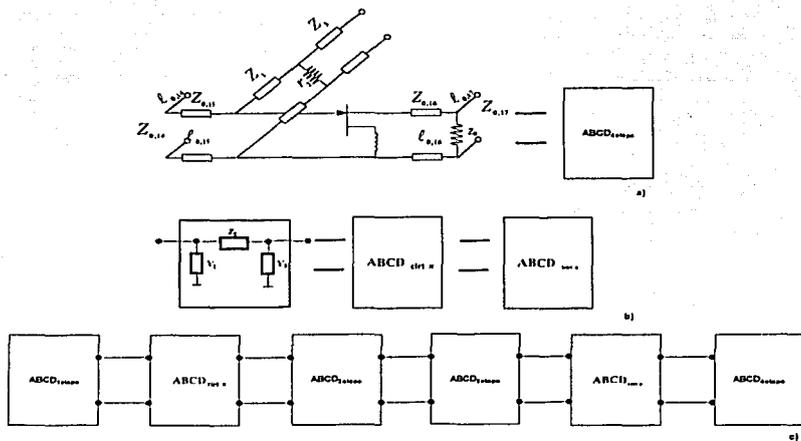


Figura 6.11 Representación a bloques del amplificador de 4 etapas con los elementos optimizados. A continuación se muestran los valores obtenidos de la optimización:

$$Z_{0,14} = 48.16(\Omega)$$

$$l_{0,14} = 0.11\lambda_{14GHz}$$

$$Z_{0,15} = 49.74(\Omega)$$

$$l_{0,15} = 0.15\lambda_{14GHz}$$

$$Z_1 = 68.8(\Omega)$$

$$r_1 = 51.87(\Omega)$$

$$Z_1 = 87.3(\Omega)$$

$$Z_{0,16} = 50.34(\Omega)$$

$$l_{0,16} = 0.13\lambda_{14GHz}$$

$$Z_{0,17} = 49.89(\Omega)$$

$$l_{0,17} = 0.44\lambda_{14GHz}$$

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

6.3 Conclusiones obtenidas del diseño de la cuarta etapa

Al aplicar el criterio de estabilidad de los valores Δ y K permite asegurar que la banda de frecuencia del transistor es estable, con lo que se establece que se cuenta con un amplificador.

La disminución de los valores de ROE a la entrada en las frecuencias de 10 y 11 GHz se logra al conectar una etapa en cascada, esta etapa posee características iguales a la del diseño realizado en el capítulo tres.

Los valores mencionados en el anterior párrafo fueron empeorados por el proceso de optimización con el fin de disminuir los valores restantes que comprenden el resto de la banda de interés.

Agregar una etapa más al amplificador de tres etapas permite disminuir los valores de ROE a la salida, después de haberse llevado a cabo la optimización de la etapa que había sido agregada.

Los valores logrados después de la optimización tanto para ROE a la entrada como para ROE a la salida, al ser comparados con los valores obtenidos para el amplificador de tres etapas, son mejores razón por la cual se justifica el uso de una etapa más.

El inconveniente de colocar una etapa más, directamente a un amplificador de tres etapas es un aumento en la figura de ruido total del amplificador que sólo es de consideración en la frecuencia de 10 GHz, debido a que este valor supera el valor límite de la especificación correspondiente.

Una vez llevada a cabo la optimización se logra un valor en la frecuencia de 10 GHz que cumple con la especificación.

Cabe señalar que fueron sacrificados los valores de la Figura de ruido en las frecuencias restantes de la banda de interés para lograr la disminución de este parámetro en la frecuencia de 10 GHz.

Sacrificar los valores de la figura de ruido y de los valores de ROE a la entrada en las frecuencias de 10 GHz y 11GHz sirvió para disminuir los valores del parámetro ROE a la entrada para las frecuencias que comprenden la banda de interés.

La ganancia total del amplificador es un parámetro es favorecido al agregar una etapa más, sólo que inicialmente no cumplió con la especificación que enuncia que no debe de existir entre el mayor valor y el menor valor de la ganancia total del amplificador una diferencia mayor a 3 dB en la banda de interés.

Pero después de ser disminuida por el proceso de optimización, cumple con la especificación establecida para dicho parámetro.

Entonces, el amplificador de cuatro etapas tiene las siguientes características en la banda de 10 a 13 GHz:

- Valores de ROE a la entrada menores a 2.5
- Valores de ROE a la salida menores a 2.5
- Valores de Ganancia superiores a 30 dB
- Valores de Figura de ruido iguales o inferiores a 1 dB.

Conclusiones Generales

Como resultado del estudio de los dispositivos activos para ser empleados en amplificadores de microondas y las características de la banda KU se ha llegado a las siguientes conclusiones:

El desarrollo de la tecnología de semiconductores ha permitido la elaboración de dispositivos activos para microondas, los cuales cuentan con figuras de ruido inferiores a 1 dB . Estos dispositivos activos son los transistores HEMT y PHEMT.

El uso de transistores HEMT ha permitido tener grandes ventajas sobre otros dispositivos activos debido a la característica de brindar una contribución pequeña de ruido a los dispositivos de amplificación de microondas que los usan.

La familiarización de las problemáticas que presentan los dispositivos de amplificación diseñados para la banda KU y las particularidades de esta banda permitieron poner atención en ellos y así establecer formas para que sean minimizadas.

El uso de las herramientas para llevar a cabo el diseño de los amplificadores de bajo ruido tales como:

- La teoría de los bipuertos
- La teoría de líneas de transmisión
- Los conceptos de estabilidad condicional e incondicional
- La teoría de ruido
- Los métodos de acoplamiento de impedancias.
- Y los métodos de acoplamiento de etapas

permitieron facilitar el análisis y diseño del amplificador multi-etapa.

La teoría de bipuertos permite de manera sencilla efectuar el análisis y diseño de circuitos de microondas.

Una buena elección de la representación del bipuerto permite calcular y evaluar el comportamiento de diversos arreglos de los elementos activos y pasivos. Esta elección consiste en utilizar aquella representación que mayor facilidad de representación presente para el elemento que en se utilizará.

La representación de los elementos pasivos del amplificador por medio de parámetros distribuidos permite conocer el comportamiento del dispositivo de microondas.

Familiarizarse con los diversos casos que pueden presentar las líneas de transmisión terminadas en diversas cargas permite que puedan ser implementadas para aplicaciones particulares y establecer de que forma pueden ser utilizadas para las diferentes necesidades que se presentaron durante el desarrollo de este trabajo.

Comprender los dos tipos de estabilidad que se presentan en los dispositivos de microondas, condicional e incondicional y la forma de obtener las mismas mediante diferentes arreglos y colocaciones de los mismos, ya fuese a la entrada o/a la salida o en realimentación en serie, permitió estabilizar al transistor.

La estabilidad es el punto de partida para el diseño de un amplificador multi-etapa.

En los primeros análisis de estabilidad del transistor se presentaba una estabilidad condicional misma que logró ser cambiada por el empleo de un inductor que conectado en realimentación en serie a la terminal fuente, permitió que en la banda de interés fuese estabilizado el transistor sin una significativa disminución de ganancia.

La razón de haberse estabilizado de esta forma se debió a que no se desea añadir pérdidas en la ganancia dentro de la banda de interés además de que al obrar de esta manera permite no aumentar la figura de ruido del transistor.

La estabilización incondicional en toda la banda del transistor se obtuvo al conectar en la terminal compuerta un circuito de estabilización.

Este circuito de estabilización fue diseñado por elementos resistivos de tal forma que no permitía que fuese disminuida la ganancia en la banda de interés pero si en las frecuencias restantes que conforman la banda del transistor.

Tener conocimiento de contar con un Incomodo acompañante en los diseños a altas frecuencias, como el ruido, permite tener previsiones para que éste sea minimizado en la medida de lo posible.

Otra herramienta que fue de utilidad para el diseño del amplificador es el concepto de acoplamiento de impedancias, el adecuado empleo de esta herramienta permite obtener mínimas figuras de ruido y máximas transferencias de potencias.

Utilizar el circuito π permite disminuir valores adversos de ROE a la entrada a valores que permitan, por medio de la optimización, cumplir con las especificaciones establecidas para este parámetro.

El inconveniente que presenta el uso del circuito π es que los valores de la ganancia fueron disminuidos.

La importancia de las múltiples etapas y la función que desempeña cada una de ellas.

En la primera etapa debe desempeñar la función de brindar la menor figura de ruido, pues en ella recae la mayor contribución de este parámetro en el amplificador.

La segunda etapa permite obtener una mayor ganancia. Al colocar la segunda etapa, es incrementado el valor de ROE a la entrada, mismo que es disminuido al conectar un circuito π entre etapas.

La tercera etapa es donde se brinda una mayor ganancia total la cual permite cumplir con las especificaciones establecidas para el citado parámetro y es en esta etapa, a través del uso de un nuevo circuito π y de la optimización, donde fue posible disminuir aún más los valores de ROE a la entrada.

Al ser adicionada una cuarta etapa aumenta el valor de ganancia del amplificador y es en esta etapa donde fue posible disminuir la ROE a la entrada como a la salida del amplificador multi-etapa.

La forma en que se cumplieron con las especificaciones fue por medio de la optimización de los segmentos de líneas y de las impedancias características de los elementos pasivos que conforman el amplificador.

La optimización de la tercera y la cuarta etapa se llevó a cabo con el fin de aplanar la ganancia dentro de la banda de interés además de mejorar la ROE tanto a la entrada como a la salida del amplificador.

La razón de agregar una etapa más, pese a que con el diseño del amplificador de tres etapas cumple con las especificaciones de diseño, se justifica con los valores obtenidos en los parámetros de ROE a la entrada y a la salida.

Los valores de los parámetros obtenidos del diseño del amplificador cumplen con cada una de las especificaciones establecidas inicialmente para la banda de frecuencias del amplificador que van de 10 a 13 GHz que fueron:

- Figura de ruido: igual o menor a 1 dB
- Ganancia: mayor a 30 dB
- Irregularidad de ganancia menor a 3dB
- ROE a la entrada menor a 2.5
- ROE a la salida menor a 2.5

Referencias y Bibliografía

[ALI91] Fazal Ali, Aditya Gupta, HEMTs & HBTs: Devices, Fabrication, and Circuits, Artech House, Boston, 1991.

[BAR89] Barclay L.W. (Ed), Propagation of Radio Waves, Peregrinus on behalf of the institution of electrical engineers, London,1989.

[CARD93] A. Cardana Aznar, L. Jofre Roca, Antenas, EDICIONS UPC, Barcelona,1993.

[DIP11] José Ismael Martínez, Apuntes del II Diplomado Internacional en Telecomunicaciones, Modulo III Circuitos de Microondas, Educación Continua, México, 2000.

[EVA95] D. Evans, Beating the noise 100 Years of radio, 5-7 September, Conference Publication 411, IEEE, 1995.

[HEL92] Helszajn, Joseph., Microwave engineering : Passive, active, and non-reciprocal circuits, McGraw-Hill, London,1992

[MED93] Medley, Max W. Microwave and RF Circuits: Analysis, Synthesis and Design, Artech House,Boston ,1993.

[MOT72] C. D. Motchenbacher y F .C. Fitchen, Low-Noise Electronic Design, John Wiley & Sons, New York,1972.

[NER99] Neri Rodolfo, Líneas de Transmisión, Mc Graw Hill Inc, México,1999.

[POZ90] D. Pozar, Microwave Engineering, Addison Wesley, Massachusetts, 1990.

[SEM00] Apuntes del Seminario en Tecnología de DTH, Grupo Galaxy Mexicana S:A de C.V., Noviembre 2000.

[SCT93] Secretaría de Comunicaciones y Transportes, Cuadro de Atribución Nacional de Frecuencias, México 1993.

[SUN90] Sunduchkov K.S, Galitsin V.V, Tuzenko A. P; Amplificador de bajo ruido para microondas con la entrada acoplada, 1990.

[VEN90] A. Vendelin, Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques, John Wiley & Sons, New York, 1990.

CUADRO DE ATRIBUCIÓN NACIONAL DE FRECUENCIAS [SCT99]				
INTERNACIONAL (en GHz)			MEXICO (en GHz)	
REGIÓN 1	REGIÓN 2	REGIÓN 3	SERVICIOS	NOTAS
10-10.45 FIJO MÓVIL RADIOLOCALIZACIÓN Aficionados S5.479	10-10.45 RADIOLOCALIZACIÓN Aficionados S5.479 S5.480	10-10.45 FIJO MÓVIL RADIOLOCALIZACIÓN Aficionados S5.479	10-10.45 FIJO Aficionados S5.479 S5.480	MEX19 MEX20 MEX21 MEX172
10.45-10.5	RADIOLOCALIZACIÓN Aficionados Aficionados por satélite S5.481		10.45-10.5 RADIO- LOCALIZACIÓN Aficionados Aficionados por satélite	MEX19 MEX20 MEX21
10.5-10.55 FIJO MÓVIL Radiolocalización	10.5-10.55 FIJO MÓVIL RADIOLOCALIZACIÓN		10.5-10.68 FIJO	MEX172
10.55-10.6	FIJO MÓVIL salvo móvil aeronáutico Radiolocalización			
10.6-10.68	EXPLORACIÓN DE LA TIERRA POR SATÉLITE (pasivo) INVESTIGACIÓN ESPACIAL (pasivo) RADIOASTRONOMÍA S5.149 S5.482		S5.149 S5.482	
10.68-10.7	EXPLORACIÓN DE LA TIERRA POR SATÉLITE (pasivo) INVESTIGACIÓN ESPACIAL (pasivo) FIJO MÓVIL salvo móvil aeronáutico RADIOASTRONOMÍA Radiolocalización S5.340 S5.483		10.68-10.7 EXPLORACIÓN DE LA TIERRA POR SATÉLITE (pasivo) INVESTIGACIÓN ESPACIAL (pasivo) ESPACIAL (pasivo) RADIOASTRONOMÍA S5.340	
10.7-11.7 FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio-Tierra) S5.441 S5.484A (Tierra-espacio) S5.484 MÓVIL salvo móvil aeronáutico	10.7-11.7 FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio-Tierra) S5.441 S5.484A MÓVIL salvo móvil aeronáutico	10.7-11.7 FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio-Tierra) S5.441 S5.484A MÓVIL salvo móvil aeronáutico	10.7-11.7 FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio-Tierra) S5.441 S5.484A	MX144 MX167 MX168 MX173

CUADRO DE ATRIBUCIÓN NACIONAL DE FRECUENCIAS [SCT99]				
INTERNACIONAL (en GHz)			MEXICO (en GHz)	
REGION 1	REGION 2	REGION 3	SERVICIOS	NOTAS
11.7-12.5 FIJO RADIODIFUSIÓN RADIODIFUSIÓN POR SATELITE MÓVIL salvo móvil aeronáutico	11.7-12.1 FIJO FIJO POR SATELITE(espacio-Tierra) S5.484A MÓVIL salvo móvil aeronáutico	11.7-12.2 FIJO MÓVIL salvo móvil aeronáutico RADIODIFUSIÓN RADIODIFUSIÓN POR SATELITE	11.7-12.2 FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) S5.484A FIJO S5.485	MEX167 MEX168 MEX171 MEX174
	S5.485 S5.488		S5.485 S5.488	
	12.1-12.2 FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) S5.484A		12.1-12.2 FIJO FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) S5.484A	MEX167 MEX168 MEX171 MEX174
	S5.485 S5.488 S5.489	S5.487 S5.487A S5.492	S5.485 S5.488	
S5.487 S5.487A S5.492	12.2-12.7 FIJO MÓVIL salvo móvil aeronáutico RADIODIFUSIÓN RADIODIFUSIÓN POR SATELITE	12.2-12.5 FIJO MÓVIL salvo móvil aeronáutico RADIODIFUSIÓN	12.2-12.7 RADIODIFUSIÓN POR SATELITE RADIODIFUSIÓN	MEX167 MEX168 MEX175
		S5.484A S5.487	S5.487A S5.488 S5.490 S5.492	
12.5-12.75 FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) (Tierra-espacio)		12.5-12.75 FIJO FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) S5.484A MÓVIL salvo móvil aeronáutico RADIODIFUSIÓN POR SATELITE S5.493	12.7-13.25 FIJO FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio) S5.441	
	S5.487A S5.488 S5.490 S5.492			MEX144 MEX167 MEX168 MEX176
	12.7-12.75 FIJO FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio) MÓVIL salvo móvil aeronáutico			
12.75-13.25 FIJO FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio) S5.441 Investigación espacial(espacio lejano)(espacio- Tierra)				

Regiones

La Unión Internacional de Telecomunicaciones dividió en tres regiones al mundo siendo estas:

Región 1: Europa y África

Región 2: América

Región 3: Asia y Oceanía

Descripción de notas internacionales:

S5.149 Se insta a los administradores a que, al hacer asignaciones a estaciones de otros servicios a los que están atribuidas las bandas:

S5.340 Se prohíben todas las emisiones en las siguientes bandas:

1 400 - 1 427 MHz,

2 690 - 2 700 MHz, excepto las indicadas en los números S5.421 y S5.422,

10.68 - 10.7 GHz, excepto las indicadas en el número S5.483,

S5.441 La utilización de las bandas 4 500 - 4 800 MHz (espacio-Tierra) y 6 725 - 7 025 MHz (Tierra-espacio) por el servicio fijo por satélite se ajustará a las disposiciones del apéndice S30B. La utilización de las bandas 10.7 - 10.95 GHz (espacio-Tierra), 11.2 - 11.45 GHz(espacio-Tierra) y 12.75 - 13.75 GHz (Tierra-espacio) por los sistemas de satélites geoestacionarios del servicio fijo por satélite se ajustará a las disposiciones de la resolución S30B. La utilización de las bandas 10.7 - 10.95 GHz (espacio- Tierra) 11.2 - 11.45 GHz(espacio-Tierra) y 12.75 -13.25 GHz(Tierra espacio)por los sistemas de satélites no geoestacionarios del servicio fijo por satélite se ajustará a las disposiciones de la Resolución 130 (CMR-97). (CMR-97)

S5.479 La banda 9 975 - 10 025 MHz está también atribuida, a título secundario, al servicio de meteorología por satélite para ser utilizada por los radares meteorológicos.

- S5.480** Atribución adicional: en Brasil, Costa Rica, Ecuador, Guatemala, Honduras y México, la banda 10 –10.45 GHz está también atribuida, a título primario a los servicios fijo y móvil. (CMR-97)
- S5.481** Atribución adicional: en Alemania, Angola, China, Ecuador, España, Japón, Marruecos, Nigeria, Omán, República Popular de Corea, Suecia, Tanzania y Tailandia, la banda 10.45 –10.5 GHz está también atribuida, a título primario a los servicios fijo y móvil. (CMR-97)
- S5.482** En la banda 10.6 – 10.68 GHz la P.I.R.E máxima de las estaciones de los Servicios fijo y móvil, salvo móvil aeronáutico, debe limitarse a 40 dBW y la potencia suministrada a la antena no debe de exceder de –3 dBW. Estos límites pueden rebasarse a reserva de obtener el acuerdo indicado en el número S9.21. Sin embargo, las restricciones impuestas a los servicios fijo móvil, salvo móvil aeronáutico no son aplicables en los siguientes países: Arabia Saudita, Armenia, Azerbalyán, Bahrein, Bangladesh, Belarús, China, Emiratos Arabes Unidos, Gergia, India, Indonesia, República Islámica de Irán, Iraq, Japón, Kazajistán, Kuwait, Letonia, Líbano, Moldava, Nigeria, Uzbekistán, Pakistán, Filipinas, Qatar, Siria, Kirgistán, Federación de Rusia, Tayikistán, Turkmenistán y Ucrania.
- S5.483** Atribución adicional: Arabia Saudita, Armenia, Azerbalyán, Bahrein, Belarús, Bosnia y Herzegovina, China, Colombia, República de Corea, Costa Rica, Egipto, Emiratos Arabes Unidos, Gergia, República Islámica de Irán, Iraq, Israel, Japón, Jordania, Kazajistán, Kuwait, Letonia, Líbano, Moldava, Mongolia, Uzbekistán, Pakistán, Qatar, Siria, Kirguistán, República Popular Democrática de Corea, Rumania, Federación de Rusia, Tayikistán, Turkmenistán, Ucrania, Yemen y Yugoslavia, la banda 10.68 –10.7 GHz está también atribuida, a título primario a los servicios fijo y móvil, salvo móvil aeronáutico. Este uso está limitado a los equipos en funcionamiento al 1 enero de 1985. (CMR-97)
- S5.484** En la Región 1, la utilización de la banda de 10.7-11.7 GHz por el servicio fijo por satélite (Tierra-espacio) está limitada a los enlaces de conexión para el servicio de radiodifusión por satélite.

- S5.484A** La utilización de las bandas 10.95 – 11.2 GHz (espacio-Tierra), 11.45 – 11.7 GHz (espacio - Tierra), 11.7 – 12.2 GHz (espacio tierra) en la Región 2, 12.2 –12.75 GHz (espacio - Tierra) en la Región 1, 13.75 – 14.5 GHz (Tierra - espacio) por los sistemas de satélites geoestacionarios y no geoestacionarios del servicio fijo por satélite esta sujeta a las disposiciones de la Resolución 130 (CMR97)
- S5.485** En la Región 2, la banda de 11.7-12.2 GHz, los transpondedores de estaciones espaciales del servicio fijo por satélite pueden ser utilizados adicionalmente para transmisiones del servicio de radiodifusión por satélite, a condición de que dichas transmisiones no tengan una PIRE máxima superior a 53 dBW por canal de televisión y no causen una mayor interferencia ni requieran mayor protección contra la interferencia que las asignaciones de frecuencias coordinadas del servicio fijo por satélite. Con respecto a los servicios espaciales, esta banda será utilizada principalmente por el servicio fijo por satélite.
- S5.487** En la banda 11.7 – 12.5 GHz, en las regiones 1 y 3, los servicios fijo, fijo por satélite, móvil, salvo móvil aeronáutico, y de radiodifusión, según sus respectivas atribuciones, no causaran interferencia perjudicial a las estaciones de radiodifusión por satélite que funcionen de acuerdo con las disposiciones del apéndice S30.
- S5.487A** Atribución adicional: en la Región 1 la banda 11.7 –12.5 GHz, en la Región 2 la banda 12.2 –12.7 GHz y en la Región 3 la banda 11.7 – 12.2 GHz están también atribuidas al servicio fijo por satélite (espacio-Tierra) a título primario y su utilización está limitada a los sistemas de satélite no geoestacionarios y sujeta a lo dispuesto en la resolución 538 (CMR-97). (CMR97)
- S5.488** La utilización de las bandas 11.7-12.2 GHz, por el servicio fijo por satélite en la Región 2 y 12.2-12.7 por el servicio de radiodifusión por satélite en la Región 2 está limitada a los sistemas nacionales y subregionales. La utilización de la banda 11.7-12.2 GHz por el servicio fijo por satélite en la Región 2 está sujeta a previo acuerdo entre las administraciones interesadas y aquellas cuyos servicios, explotados o que se explotarán de conformidad con el presente

Cuadro, puedan resultar afectados (véanse los artículos **S9** y **S11**). Para la utilización de la banda 12.2-12.7 GHz por el servicio de radiodifusión por satélite en la Región 2, véase el artículo **S30**.

S5.489 Atribución adicional: en Brasil y Perú, la banda 12.1-12.2 GHz está también atribuida, a título primario, al servicio fijo.

S5.490 En la Región 2, en la banda 12.2- 12.7 GHz, los servicios de radiocomunicación terrenal existentes y futuros no causarán interferencia perjudicial a los servicios de radiocomunicación espacial que funcionen de conformidad con el Plan de radiodifusión por satélite para la Región 2 que figura en el apéndice **S30**.

S5.492 Las asignaciones a las estaciones del servicio de radiodifusión por satélite conformes al Plan regional pertinente al apéndice **S30** podrán ser utilizadas también para transmisiones del servicio fijo por satélite (espacio-Tierra), a condición de que dichas transmisiones no causen mayor interferencia ni requieran mayor protección contra la interferencia que las transmisiones del servicio de radiodifusión por satélite que funcionen de conformidad con este Plan. Con respecto a los servicios de radiocomunicación espacial, esta banda será utilizada principalmente por el servicio de radiodifusión por satélite. (CMR-97)

Descripción de notas nacionales:

MEX19 El 28 de noviembre de 1988, publicó en el Diario Oficial de la Federación el Reglamento para instalar y operar estaciones radioeléctricas del Servicio de Aficionados.

MEX20 Las especificaciones técnicas que deben cumplir los equipos y accesorios utilizados por las estaciones de aficionados, así como las disposiciones respecto a la instalación y operación del equipo y la ubicación de las instalaciones, se establecen en la Norma Oficial Emergente, NOM-EM-086-SCT1-1994, publicada el 15 de diciembre de 1994 en el Diario Oficial de la Federación. Bandas comprendidas: 1 800 –1 850 kHz, 7 000 – 7 300 kHz, 14 000 – 14 350 kHz, 18 068 – 18 168 kHz, 21 000 – 21 450 kHz, 24 890 kHz – 24 990 kHz, 28 000 kHz – 29

700 kHz, 50 – 54 MHz, 144 –148 MHz, 220 –225 MHz, 24 –24.05 GHz, 47 – 47.2 GHz, 75.5 – 76 GHz, 142 – 144 GHz, 248 – 250 GHz, 1 850 – 2 000 kHz, 3 500 – 4 000 kHz, 10 100 – 10 150 kHz, 430 – 440 MHz, 1 240 – 1 300 MHz, 2 300 – 2 450 MHz, 3 330 – 3 500 MHz, 5 650 – 5 925 MHz, 10 – 10.5 GHz, 24.05 – 24.25 GHz, 144 –149 GHz, 241 – 248 GHz.

MEX21 Los Estados Miembros de la CITEL, firmaron el Convenio Interamericano sobre el Servicio de Aficionados "Convenio de Lima", cuyo propósito es autorizar temporalmente el ejercicio del Servicio de Aficionados en el territorio de un país, cuando lo solicite otro Estado Miembro.

MEX144 Las bandas de frecuencias de 1 700 – 2 300 MHz, 2 500 – 2 690 MHz, 6 450 – 7 110 MHz, 10 700 – 11 700 MHz y 12 750 – 13 250 MHz están distribuidas al servicio fijo multicanal para sistemas de microondas digitales de baja, mediana y alta capacidad, pero actualmente, las bandas de 1 700 – 2 300 MHz y 2 500 – 2 690 MHz están en proceso de despeje para dar cabida a otros servicios de interés público para México (ver **MEX149** y **MEX160**). El acuerdo que establece las normas técnicas de emisión de las tres bandas restantes fue publicado en el **Diario Oficial de la Federación** del 8 de Mayo de 1985.

MEX149 El 14 de noviembre de 1997, se publicó en el Diario Oficial de la Federación, la Resolución por la cual se establecen los lineamientos para llevar a cabo el despeje de las bandas de frecuencias del espectro radioeléctrico, ubicadas dentro de los rangos de 1 850 -- 1 990, 440 – 450 y 485 – 495 MHz, así como 3.4 – 3.7 GHz, para prestación del servicio de acceso inalámbrico fijo o móvil.

MEX160 El 1 de diciembre de 1997, se publicó en el Diario Oficial de la Federación, la Resolución por la que se establecen los lineamientos para llevar a cabo el despeje de las bandas de frecuencias del espectro radioeléctrico ubicadas dentro del rango de los 2 500 – 2 690 MHz, para la prestación del servicio de televisión y radio restringido.

MEX167 El 8 de noviembre de 1996, se firmó el Protocolo concerniente a la transmisión y recepción de señales de satélites para prestación de los servicios de difusión directa al hogar por satélite en los Estados Unidos Mexicanos y los Estados Unidos de América. Las bandas en las que se hace referencia en el Protocolo son las siguientes:

Para servicios de Difusión Directa al Hogar por Satélites de Servicio Fijo (DDH-SSF):

Enlace ascendente (GHz)	Enlace descendente (GHz)
5.925 – 6.425	3.70 – 4.20
6.725 – 7.025	4.50 – 4.80
12.75 – 13.25	10.70 – 10.95 11.20 – 11.45
13.75 – 14.0	11.45 – 11.70 10.95 – 11.20
14.0 – 14.50	11.70 – 12.20

Para servicios por Satélite de Radiodifusión (SSR):

Enlace ascendente (GHz)	Enlace descendente (GHz)
17.30 – 17.80	12.20 – 12.70

MEX168 El 16 de octubre de 1997, se firmó el Protocolo concerniente a la transmisión y recepción de señales de satélite para la prestación de servicios fijos por satélite en los Estados Unidos Mexicanos y los Estados Unidos de América. En este documento se establecen las condiciones y los criterios técnicos para la prestación de Servicios Fijos por Satélite, hacia, desde y dentro de los territorios de ambos países. Las bandas a las que se aplica el Protocolo son las siguientes:

Enlace ascendente (GHz)	Enlace descendente (GHz)
5.925 – 6.425	3.70 – 4.20
6.725 – 7.025	4.50 – 4.80 *
12.75 – 13.25	10.70 – 10.95 11.20 – 11.45
13.75 – 14.0	11.45 – 11.70 10.95 – 11.20
14.0 – 14.50	11.70 – 12.20
17.30 – 17.80	12.20 – 12.70
27.50 – 30.00	17.70 – 20.20

MEX171 Con el fin de establecer las especificaciones de técnicas para los servicios relativos a la conducción de señales entre puntos fijos mediante el uso de satélites mexicanos, se publicó el 16 de diciembre de 1994 en el Diario Oficial de la Federación, la Norma Oficial Emergente NOM-EM-113-SCT1-1994 y el 22 de diciembre de 1994, la Norma Oficial Emergente, Parte 2: Antenas de transmisión, NOM-EM-113/2-SCT1-1994. Bandas comprendidas por dichas Normas:

Enlace ascendente (GHz)	Enlace descendente (GHz)
5.925 – 6.425	3.70 – 4.20
14.0 – 14.50	11.70 – 12.20

MEX172 La banda de frecuencias 10.15 – 10.30/10.50 – 10.65 GHz, se emplea para sistemas de microondas punto a multipunto. Para ello, se ha segmentado la banda en 5 bloques apareados de 30 MHz con separación dúplex de 350 MHz.

Dado que en la banda de 10.55 – 10.68 GHz operan algunos enlaces punto a punto para apoyar los servicios de radiotelefonía celular y de radiocomunicación

especializada en flotillas, entre otros; se procurará garantizar la convivencia entre sistemas o, en su defecto, el cambio de frecuencias correspondiente.

MEX173 La banda de 10.7 – 11.7 GHz se utiliza para enlaces de alta capacidad (1920 canales telefónicos por frecuencia asignada). Parte de esta banda se destina a enlaces de punto a punto de 120 canales telefónicos.

MEX174 La banda de 11.7 - 12.2 GHz es utilizada por los Sistemas de Satélites Mexicanos.

MEX175 La banda de 12.2-12.7 GHz está reservada para la radiodifusión de televisión por satélite, en la cual podrán ser operadas las técnicas de Televisión Avanzada y Televisión de Alta Definición, entre otras. Actualmente en México se experimenta la radiodifusión terrenal, sin uso de satélite (CAMR-92).

MEX176 La banda de frecuencias de 12.75-13.25 GHz es utilizada ampliamente a nivel nacional para el establecimiento de enlaces estudio-planta y de control remoto de las estaciones de televisión del servicio de radiodifusión y del servicio restringido de señales de televisión.



Agilent Technologies
Innovating the HP Way

2-18 GHz Ultra Low Noise Pseudomorphic HEMT

Technical Data

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

ATF-36077

Features

- PHEMT Technology
- Ultra-Low Noise Figure: 0.5 dB Typical at 12 GHz, 0.3 dB Typical at 4 GHz
- High Associated Gain: 12 dB Typical at 12 GHz, 17 dB Typical at 4 GHz
- Low Parasitic Ceramic Microstrip Package
- Tape-and-Reel Packing Option Available

Applications

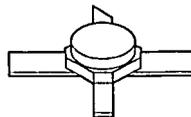
- 12 GHz DBS LNB (Low Noise Block)
- 4 GHz TVRO LNB (Low Noise Block)
- Ultra-Sensitive Low Noise Amplifiers

Note: 1. See Noise Parameter Table.

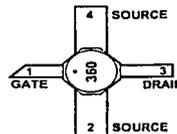
Description

Agilent's ATF-36077 is an ultra-low-noise Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (PHEMT), packaged in a low parasitic, surface-mountable ceramic package. Properly matched, this transistor will provide typical 12 GHz noise figures of 0.5 dB, or typical 4 GHz noise figures of 0.3 dB. Additionally, the ATF-36077 has very low noise resistance, reducing the sensitivity of noise performance to variations in input impedance match, making the design of broadband low noise amplifiers much easier. The premium sensitivity of the ATF-36077 makes this device the ideal choice for use in the first stage of extremely low noise cascades.

77 Package



Pin Configuration



The repeatable performance and consistency make it appropriate for use in Ku-band Direct Broadcast Satellite (DBS) Television systems, C-band Television Receive Only (TVRO) LNAs, or other low noise amplifiers operating in the 2-18 GHz frequency range.

This GaAs PHEMT device has a nominal 0.2 micron gate length with a total gate periphery (width) of 200 microns. Proven gold based metallization systems and nitride passivation assure rugged, reliable devices.

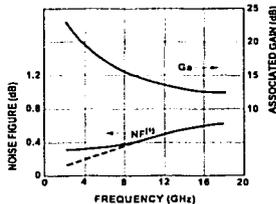


Figure 1. ATF-36077 Optimum Noise Figure and Associated Gain vs. Frequency for $V_{DS} = 1.5 V$, $I_D = 10 mA$.

ATF-36077 Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum ^[1]
V _{DS}	Drain - Source Voltage	V	+3
V _{GS}	Gate - Source Voltage	V	-3
V _{GD}	Gate-Drain Voltage	V	-3.5
I _D	Drain Current	mA	I _{DSS}
P _T	Total Power Dissipation ^[3]	mW	180
P _{in,max}	RF Input Power	dBm	+10
T _{ch}	Channel Temperature	°C	150
T _{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to 150

Thermal Resistance^[2,3]:
 $\theta_{ch-c} = 60^{\circ}\text{C}/\text{W}$

Notes:

- Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
- Measured at P_{DSS} = 15 mW and T_{ch} = 100°C.
- Derate at 16.7 mW/°C for T_C > 139°C.

ATF-36077 Electrical Specifications.

T_C = 25°C, Z₀ = 50 Ω, V_{ds} = 1.5 V, I_{ds} = 10 mA, (unless otherwise noted).

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
NF	Noise Figure ^[1] f = 12.0 GHz	dB		0.5	0.6
G _A	Gain at NF ^[1] f = 12.0 GHz	dB	11.0	12.0	
B _m	Transconductance V _{DS} = 1.5 V, V _{GS} = 0 V	mS	50	55	
I _{DSS}	Saturated Drain Current V _{DS} = 1.5 V, V _{GS} = 0 V	mA	15	25	45
V _{p,10%}	Pinch-off Voltage V _{DS} = 1.5 V, I _{DS} = 10% of I _{DSS}	V	-1.0	-0.35	-0.15

Note:

1. Measured in a fixed tuned environment with Γ_{source} = 0.54 at 156°, Γ_{load} = 0.48 at 167°.

ATF-36077 Characterization Information.

T_C = 25°C, Z₀ = 50 Ω, V_{ds} = 1.5 V, I_{ds} = 10 mA, (unless otherwise noted).

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Typ.
NF	Noise Figure (Tuned Circuit)	f = 4 GHz	dB
		f = 12 GHz	0.3 ^[2] 0.5
G _A	Gain at Noise Figure (Tuned Circuit)	f = 4 GHz	dB
		f = 12 GHz	17 12
S _{12,off}	Reverse Isolation f = 12 GHz, V _{DS} = 1.5 V, V _{GS} = -2 V	dB	14
P _{1dB}	Output Power at 1 dB Gain Compression	f = 4 GHz	dBm
		f = 12 GHz	5 5
V _{GS,10mA}	Gate to Source Voltage for I _{DS} = 10 mA	V	-0.2

Note:

2. See noise parameter table

ATF-36077 Typical Scattering Parameters,Common Source, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{12}			S_{22}	
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
1.0	0.99	-17	14.00	5.010	163	-36.08	0.016	78	0.60	-14
2.0	0.97	-33	13.81	4.904	147	-30.33	0.030	66	0.59	-28
3.0	0.94	-49	13.53	4.745	132	-27.25	0.043	54	0.57	-41
4.0	0.90	-65	13.17	4.556	116	-25.32	0.054	43	0.55	-54
5.0	0.86	-79	12.78	4.357	102	-24.04	0.063	33	0.53	-66
6.0	0.82	-93	12.39	4.162	88	-23.17	0.069	24	0.50	-78
7.0	0.78	-107	12.00	3.981	75	-22.58	0.074	16	0.48	-89
8.0	0.75	-120	11.64	3.820	62	-22.17	0.078	8	0.46	-99
9.0	0.72	-133	11.32	3.682	49	-21.90	0.080	1	0.44	-109
10.0	0.69	-146	11.04	3.566	37	-21.71	0.082	-6	0.42	-119
11.0	0.66	-159	10.81	3.473	25	-21.57	0.083	-13	0.40	-129
12.0	0.63	-172	10.63	3.401	13	-21.44	0.085	-19	0.38	-139
13.0	0.61	-175	10.50	3.349	1	-21.32	0.086	-25	0.37	-149
14.0	0.60	-161	10.41	3.315	-12	-21.19	0.087	-32	0.35	-160
15.0	0.58	-147	10.36	3.296	-24	-21.04	0.089	-39	0.33	-171
16.0	0.57	-131	10.34	3.289	-37	-20.87	0.091	-47	0.31	-177
17.0	0.56	-114	10.34	3.289	-50	-20.69	0.092	-55	0.29	-164
18.0	0.57	-97	10.35	3.291	-64	-20.53	0.094	-65	0.26	-148

ATF-36077 Typical "Off" Scattering Parameters.Common Source, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$, $I_D = 0 \text{ mA}$, $V_{GS} = -2 \text{ V}$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{21}			S_{22}	
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
11.0	0.96	139	11.2	0.19	-43	-14.2	0.19	-43	0.97	-125
12.0	0.95	-152	-14.0	0.20	-56	-14.0	0.20	-56	0.97	-137
13.0	0.94	-166	-13.8	0.20	-69	-13.8	0.20	-68	0.96	-149

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN



Agilent Technologies
Innovating the HP Way

ATF-36077 Typical Noise Parameters,
Common Source, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$

Freq. GHz	$F_{min}^{(1)}$ dB	Γ_{opt}		R_n/Z_0
		Mag.	Ang.	
1	0.30	0.95	12	0.40
2	0.30	0.90	25	0.20
4	0.30	0.81	51	0.17
6	0.30	0.73	76	0.13
8	0.37	0.66	102	0.09
10	0.44	0.60	129	0.05
12	0.50	0.54	156	0.03
14	0.56	0.48	-174	0.02
16	0.61	0.43	-139	0.05
18	0.65	0.39	-100	0.09

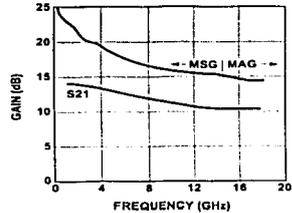
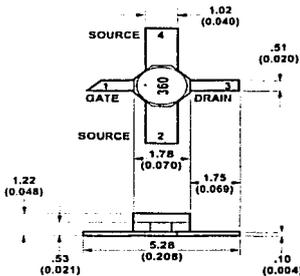


Figure 2. Maximum Available Gain, Maximum Stable Gain and Insertion Power Gain vs. Frequency. $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$.

Note:

¹ The F_{min} values at 2, 4, and 6 GHz have been adjusted to reflect expected circuit losses that will be encountered when matching to the optimum reflection coefficient (Γ_{opt}) at these frequencies. The theoretical F_{min} values for these frequencies are: 0.10 dB at 2 GHz, 0.20 dB at 4 GHz, and 0.29 dB at 6 GHz. Noise parameters are derived from associated s parameters, packaged device measurements at 12 GHz, and die level measurements from 6 to 18 GHz.

77 Package Dimensions



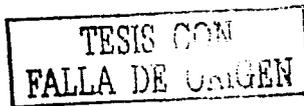
TYPICAL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES).

Part Number Ordering Information

Part Number	No. of Devices	Container
ATF-36077-TRI ⁽²⁾	1000	7" Reel
ATF-36077-STR	10	strip

Note:

2. For more information, see "Tape and Reel Packaging for Semiconductor Devices," in "Communications Components" Designer's Catalog.



www.semiconductor.agilent.com
Data subject to change.
Copyright © 1999 Agilent Technologies
Obsoletes 5962-0193E
5965-8726E (11/99)