

011703

2ej.



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA  
DIVISION DE ESTUDIOS DE POSGRADO

## TESIS

DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR MULTITETAPA  
DE BAJO RUIDO PARA LA BANDA KU.

PRESENTADA POR

**JOSE ISMAEL MARTINEZ LOPEZ**

PARA OBTENER EL GRADO DE

**MAESTRO EN INGENIERIA  
(ELECTRICA)**

DIRECTOR DE TESIS: DR. ALEXANDER MARTYNYUK.



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

CIUDAD UNIVERSITARIA, MARZO DE 1998.

260870



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.

## **Dedicatoria**

A mi Señor y Salvador Jesucristo, por su infinito amor y eterna misericordia. A El sea la gloria, la honra y la alabanza.

*“Porque de tal manera amó Dios al mundo, que ha dado a su Hijo unigénito, para que todo aquel que en él cree, no se pierda, mas tenga vida eterna.”*

Juan 3:16

## **Gratitudes**

A mis padres Ismael y Julia, por todo aquello que me han dado a través de sus vidas y que ha representado la fortaleza para alcanzar este logro.

A mis hermanos Angel, Rosalba y Lourdes, por la oportunidad de compartir tantos momentos juntos en la vida.

A mi director de tesis Alexander Martyniuk, por su amistad y por su invaluable apoyo, paciencia y dedicación en el desarrollo del presente trabajo.

A Jorge Rodríguez y Larry Escobar, por su interés en que este trabajo saliera adelante.

A Juan Manuel, Gregorio y Jorge del área de Electrónica para Comunicaciones, por su amistad y su compañerismo.

A los profesores M. C. Salvador Landeros, Dr, Carlos Rivera, M. C. Vladimir Svirid y M. C. Luis Marcial Hernández, por su revisión y comentarios a esta tesis.

A la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, por la enseñanza y formación que recibí.

Al Departamento de Electrónica, por todas las facilidades otorgadas para la realización de este trabajo.

A Elva, por la inspiración y la motivación que llegaron a mi vida al conocerla.

A Dios, por darme siempre todo lo mejor...

GRACIAS

Ismael

## **RESUMEN**

Se presenta el diseño de un amplificador multietapa de bajo ruido para ser usado en la etapa de entrada de un receptor de señales de satélite de alta sensibilidad. Su ancho de banda se ubica en la banda Ku, específicamente en el intervalo de 10.7 a 13.3 GHz.

Las especificaciones de diseño son una figura de ruido menor a 1 dB, una ganancia de potencia de 30 dB, con una diferencia entre ganancias máxima y mínima menor a 3 dB, y relaciones de onda estacionaria en la entrada y en la salida menores a 1.5.

Se desarrolla un diseño alrededor de dispositivos activos de alto desempeño para aplicaciones de bajo ruido en microondas (tecnología de transistores de alta movilidad de electrones HEMT). Contemplando la estabilización del transistor, las redes de acoplamiento en circuitos de microcinta, la optimización de los parámetros del amplificador, el diseño multietapa, el análisis de discontinuidades, las redes de polarización y el cálculo de pérdidas en la red de entrada.

Son mostrados la simulación de los parámetros finales del amplificador en el intervalo de 10 a 14 GHz y es propuesta la construcción del circuito.

# INDICE

<b>Introducción</b>	1
<b>Parte I. Generalidades de los Amplificadores para Microondas</b>	3
1.1 Representación de Redes	3
1.1.1 Representación por Parámetros $Z$	4
1.1.2 Representación por Parámetros $Y$	5
1.1.3 Parámetros de Dispersión $S$	6
1.1.4 La Matriz de Transmisión $ABCD$	9
1.2 Líneas de Transmisión	12
1.2.1 Modelo Eléctrico de Líneas de Transmisión	12
1.2.2 Propagación de Ondas en Líneas de Transmisión	13
1.2.3 Línea sin Pérdidas	15
1.2.4 Línea sin Pérdidas y con Carga	16
1.2.5 Microcinta	17
1.3 Ruido en Amplificadores	20
1.3.1 Fuentes de ruido	20
1.3.1.1 Ruido Térmico	20
1.3.1.2 Ruido de Baja Frecuencia o Ruido $1/f$	21
1.3.1.3 Ruido de Disparo	21
1.3.2 Ruido en redes Lineales de Bipuertos	21
1.3.2.1 Descripción de Ruido en un Bipuerto	23
1.3.3 Figura de Ruido de Redes en Cascada	28
<b>Parte II. Diseño del Amplificador de Bajo Ruido</b>	31
2.1 Especificaciones de Diseño	31
2.2 Transistores para Microondas	33
2.2.1 Transistores de Alta Movilidad de Electrones	33
2.2.2 Selección del Transistor	34
2.3 Estabilidad	36
2.4 Estabilización del Transistor	38
2.5 Redes de Acoplamiento	44
2.6 Optimización de los Parámetros del Amplificador	53
2.7 Diseño Multietapa	74
2.8 Discontinuidades	85
2.9 Redes de Polarización	93
2.10 Construcción del Circuito de Amplificador	98
2.11 Pérdidas en la Entrada del Amplificador	100
<b>Conclusiones</b>	106
<b>Referencias y Bibliografía</b>	109
<b>Anexos</b>	
A Cuadro de Atribución Nacional de Frecuencias	111
B Hojas de Datos Técnicos del PHEMT ATF-35076	115

## **Introducción**

Desde la aplicación de las microondas en el desarrollo del radar durante la Segunda Guerra Mundial, se ha producido un auge tecnológico en esta área que ha hecho posible la aparición de sistemas que van desde un aditamento casero, como lo es un horno, hasta permitir al hombre alcanzar el espacio. Entre las múltiples aplicaciones de las microondas se tiene el radar, la radiodifusión de señales de televisión, el radio móvil, la telemetría espacial y la comunicación satelital, entre muchas otras que podrían citarse.

Las microondas se encuentran ubicadas en el intervalo de 300 MHz a 300 GHz, y poseen ciertas características que las hacen únicas, por ejemplo, ciertas frecuencias de microondas pueden propagarse a través de la ionosfera con pérdidas mínimas, aunque el vapor de agua, la lluvia y ciertos gases presentes en la atmósfera absorben ciertas frecuencias en particular. Estas propiedades las hacen muy útiles en el área de las comunicaciones, donde otra característica importante es que a mayores frecuencias hay posibilidad de ubicar mayor número de canales de transmisión, con el consecuente beneficio en el aumento de la cantidad de información a transmitir. De esta forma, las telecomunicaciones involucran la transmisión de microondas a través de la atmósfera, o hacia el espacio.

La calidad de recepción en cualquier sistema de telecomunicaciones depende principalmente de la relación señal a ruido (S/N) en la entrada del demodulador. Es necesario que el nivel de la señal sea lo suficientemente grande para la operación del mismo. El nivel de la señal en la entrada del receptor generalmente es muy pequeña y se encuentra contaminado por ruido proveniente de diversas fuentes. Para frecuencias mayores a 500 MHz, el ruido térmico introducido por los elementos del receptor es la fuente de ruido dominante y establece un límite en la resolución del detector.

En el receptor se lleva a cabo la amplificación, filtrado, demodulación y procesamiento, para así poder extraer la información de la señal. Sin embargo, cada etapa del receptor incrementará el nivel de ruido del sistema, por lo que será necesario, para obtener equipos de mayor calidad, diseñarlos con técnicas de bajo ruido.

Un método para incrementar la sensibilidad del receptor es utilizar un amplificador de bajo ruido en su entrada. La característica principal del mismo debe ser su baja figura de ruido, dado que ésta determinará predominantemente la figura de ruido de todo el sistema.

Debido a los avances tecnológicos en el desarrollo de los transistores para microondas y a su muy buen desempeño en altas frecuencias, se han consolidado como los dispositivos activos de estado sólido preferidos en el diseño de amplificadores para microondas. Además, nuevas tecnologías en los semiconductores (HEMT) han hecho posible el tener figuras de ruido menores a 1 dB en la banda Ku.

Mejoras en la figura de ruido del receptor han dado como resultado superiores desempeños en las aplicaciones de microondas y ondas milimétricas, al proveer una mejor relación señal a ruido.

El presente trabajo muestra el diseño de un amplificador multietapa de bajo ruido para la banda Ku en el intervalo de 10.7 a 13.3 GHz. El objetivo es diseñar un amplificador para ser usado en la etapa de entrada de un receptor de señales de satélite con elevadas especificaciones de diseño.

Una de sus características es tener un amplificador con un gran ancho de banda que abarque diferentes bandas específicas y así poder utilizarlo indistintamente para los diferentes servicios satelitales disponibles. De acuerdo con la atribución de frecuencias nacional e internacional que especifica el uso del espectro radioeléctrico para los servicios de radiocomunicación (ver Anexo A), dentro del ancho de banda del amplificador se ubican diversas bandas para aplicaciones de comunicación satelital, lo que permitirá al amplificador ser utilizado en cualquiera de ellas sin tener que hacer ninguna modificación adicional.

En virtud de su principal atributo, se diseña para una figura de ruido menor a 1 dB y para una ganancia de potencia mayor a 30 dB, así como para relaciones de onda estacionaria en la entrada y en la salida menores a 1.5, características que sin duda contribuirán significativamente al óptimo desempeño del sistema de recepción.

El presente trabajo se organiza presentando en su primera parte las generalidades de los amplificadores para microondas que incluyen la representación de redes, las líneas de transmisión y la teoría de ruido en amplificadores.

En la segunda parte se desarrolla el diseño del amplificador de bajo ruido, incluyendo el análisis de estabilidad, la estabilización del amplificador, las redes de acoplamiento, las discontinuidades y pérdidas en las líneas de transmisión, así como la optimización de parámetros y el diseño de los circuitos de polarización.

Se presentan los resultados y conclusiones del presente trabajo, junto con las referencias usadas en la investigación.

Finalmente se incluyen anexos para complementar la información citada en algunas secciones de este documento.

## PARTE I

### Generalidades de los Amplificadores para Microondas de Bajo Ruido

Las herramientas necesarias para el desarrollo de amplificadores de bajo ruido en el intervalo de microondas se encuentran en las teorías de redes de bipuertos, de líneas de transmisión, de técnicas de acoplamiento de impedancias y en la teoría de ruido en redes lineales de bipuertos [VEN90]. El propósito de la presente parte es proveer las bases y antecedentes que se estarán citando posteriormente en el desarrollo del diseño del amplificador de bajo ruido.

#### 1.1 Representación de Redes

Las redes eléctricas pueden ser descritas en función de las terminales externas que se encuentran disponibles para su medición y análisis. Dicho análisis tiene que ver con las características de la red total, no de los componentes individuales, es decir, se busca obtener una representación matemática completa de la red a través de los parámetros que pueden ser determinados en sus terminales externas y se usan para predecir la respuesta a cualquier fuente o carga conectada en sus terminales, o bien, para representar una red más grande formada por la interconexión de varias redes.

El par de terminales externas usadas para conectar a la red un estímulo o una terminación es conocido como un puerto, así, un par de terminales sencillas es una red de un puerto, dos pares de terminales o dos terminales con respecto a tierra representan una bipuerto, etc.

La red más común encontrada en el análisis y diseño de circuitos es la red de dos puertos o bipuerto, y es descrita por un conjunto de parámetros independientes que están relacionados con los voltajes y corrientes en sus terminales.

Las definiciones de voltaje y corriente para un bipuerto son mostradas en la figura 1.1, donde las dos 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

como variables independientes se pueden obtener varias posibles combinaciones, por lo que asimismo se podrán tener representaciones diferentes [MED93], [VEN90].

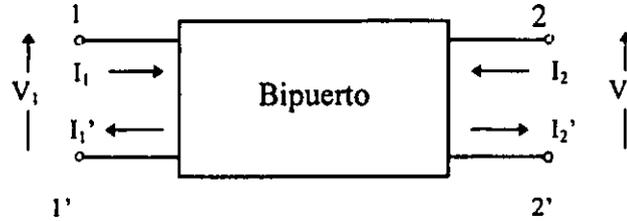


Figura 1.1. Diagrama general de un bipuerto

Un bipuerto puede ser descrito de forma general por medio de las ecuaciones

$$u_1 = R_{11}w_1 + R_{12}w_2 \quad (1.1)$$

$$u_2 = R_{21}w_1 + R_{22}w_2 \quad (1.2)$$

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 forma pueden obtenerse diversas representaciones de bipuertos (figura 1.2), y los parámetros de los mismos,  $Z$ ,  $Y$ ,  $G$  y  $H$ , entre otros, caracterizan de forma completa a la red.

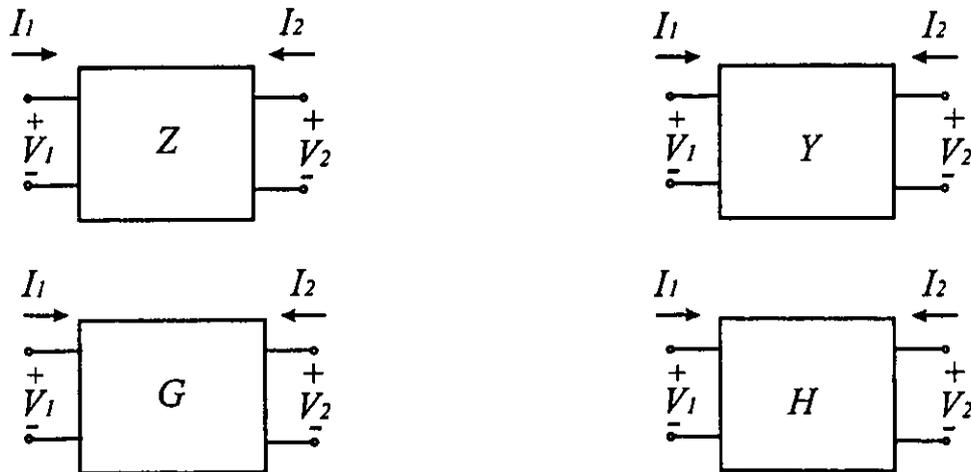


Figura 1.2. Algunas representaciones de bipuertos por medio de parámetros  $Z$ ,  $Y$ ,  $G$  y  $H$

### 1.1.1 Representación por Parámetros $Z$

Seleccionando el voltaje como variable dependiente se tiene

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (1.3)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (1.4)$$

y en notación matricial

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

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

Haciendo  $I_2$  igual a cero se resuelve para  $Z_{11}$  y  $Z_{21}$

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (1.6), (1.7)$$

y haciendo  $I_1$  igual a cero se resuelve para los parámetros restantes

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (1.8), (1.9)$$

Los parámetros tienen unidades de impedancia y son conocidos como parámetros de impedancia o parámetros  $Z$ . Estos parámetros no proveen mucha idea acerca del comportamiento físico de la red. Los parámetros  $Z_{11}$  y  $Z_{22}$ , que representan las impedancias de entrada y de salida respectivamente, son definidos en condiciones de circuito abierto en el puerto opuesto, por lo que no reflejan las condiciones reales de operación de la red [MED93].

### 1.1.2 Representación por Parámetros $Y$

Escogiendo la corriente como variable dependiente se tiene

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \quad (1.10)$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \quad (1.11)$$

y en forma matricial

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Resolviendo para  $Y_{i1}$  al hacer  $V_2$  igual a cero se tiene

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \qquad Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \qquad (1.13), (1.14)$$

y para  $Y_{i2}$  cuando  $V_1$  es igual a cero

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \qquad Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \qquad (1.15), (1.16)$$

Los coeficientes tienen unidades de admitancia y son conocidos como parámetros de admitancia o parámetros  $Y$  [MED93].

Los parámetros híbridos  $H$  fueron usados inicialmente en los análisis de transistores debido a que describen la operación física de los mismos. Sin embargo, la medición de estos parámetros puede hacerse de manera precisa solamente para transistores que operan hasta 1 MHz. Esta situación es debido a las dificultades de establecer para frecuencias más altas las condiciones de corto circuito y de circuito abierto y de mantener un estabilidad en la polarización de la red [VEN90].

### 1.1.3 Parámetros de Dispersión $S$

En el intervalo de microondas, los parámetros  $H$ ,  $Z$ , y  $Y$  son muy complicados de medir. La razón es que los circuitos abiertos y los corto circuitos en los circuitos de microondas son muy difíciles de llevarse a cabo debido a la inductancia y a la capacitancia de la línea. Estas mediciones requieren stubs sintonizados para cada una de las frecuencias, de tal forma que se puedan reflejar circuitos abiertos o corto circuitos en las terminales del dispositivo. En el caso de los dispositivos activos, como transistores o diodos de resistencia negativa, las condiciones de corto circuito y de circuito abierto a menudo resultan en oscilación. Para resolver estos problemas, los parámetros de dispersión  $S$  son usados en microondas.

La ventaja de usar los parámetros  $S$  es que en lugar de estar referidos a voltajes y corrientes, están relacionados con la potencias incidente y reflejada y no varían en magnitud a lo largo de la línea de transmisión sin pérdidas. Esto significa que los parámetros de dispersión pueden medirse en un dispositivo localizado a cierta distancia del punto de interés. Además, los parámetros  $S$  son medidos bajo condiciones de acoplamiento de impedancias, evitando de esta forma las oscilaciones indeseables debidas a los circuitos activos [VEN90].

Quizá la ventaja más importante es la facilidad y la precisión con la que pueden medirse estos parámetros a frecuencias muy altas, además de que los coeficientes proveen directamente una interpretación física del circuito.

Introduciendo la notación

$$V^+(z) = Ae^{-\gamma z} \quad (1.17)$$

y

$$V^-(z) = Be^{\gamma z} \quad (1.18)$$

donde  $\gamma=j\beta$  para una línea de transmisión sin pérdidas, se tiene que

$$V(z) = V^+(z) + V^-(z) \quad (1.19)$$

y

$$I(z) = I^+(z) - I^-(z) = \frac{V^+(z)}{Z_0} - \frac{V^-(z)}{Z_0} \quad (1.20)$$

Utilizando una notación normalizada

$$v(z) = \frac{V(z)}{\sqrt{Z_0}} \quad (1.21)$$

$$i(z) = \sqrt{Z_0} I(z) \quad (1.22)$$

$$a(z) = \frac{V^+(z)}{\sqrt{Z_0}} \quad (1.23)$$

y

$$b(z) = \frac{V^-(z)}{\sqrt{Z_0}} \quad (1.24)$$

Podemos escribir en la forma

$$v(z) = a(z) + b(z) \quad (1.25)$$

$$i(z) = a(z) - b(z) \quad (1.26)$$

y

$$b(z) = \Gamma(z)a(z) \quad (1.27)$$

Si en lugar de tener una red de un puerto tenemos un bipuerto como el mostrado en la figura 1.3, donde  $a_1$  y  $b_1$  representan las ondas incidente y reflejada en el puerto 1 y  $a_2$  y  $b_2$  son las ondas correspondientes del puerto 2, podemos generalizar y escribir

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (1.28)$$

y

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (1.29)$$

o en forma matricial

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

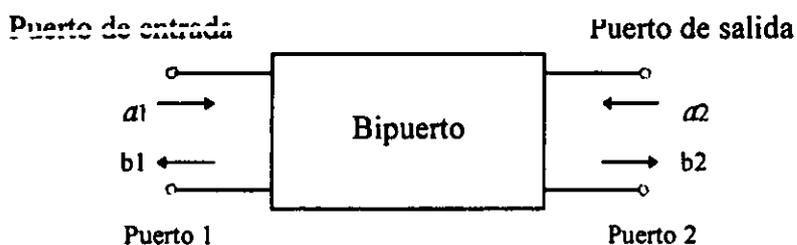


Figura 1.3. Ondas incidente y reflejada en un bipuerto

De esta forma, para caracterizar completamente el comportamiento de los bipuertos en la región de microondas se utilizan los parámetros de dispersión  $S$ , éstos representan los coeficientes de reflexión en la entrada y en la salida ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ) y los coeficientes de transmisión en directa y en inversa ( $S_{21}$  y  $S_{12}$ ).

Los parámetros  $S$  son medidos para diferentes frecuencias cuando los puertos de entrada y de salida del dispositivo se encuentran conectados usualmente a  $50 \Omega$ .

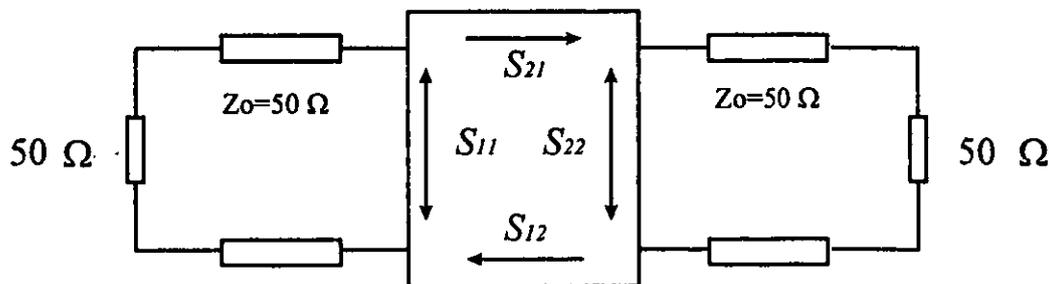


Figura 1.4. Medición de parámetros  $S$

Los parámetros  $S$  quedan definidos de la siguiente forma

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (1.31)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (1.32)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (1.33)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (1.34)$$

$S_{11}$  es el coeficiente de reflexión en el puerto 1 del bipuerto cuando no exista potencia incidente proveniente del puerto 2, es decir, que el puerto 2 se encuentre en condición de acoplamiento. Similarmente  $S_{22}$  es el coeficiente de reflexión del puerto 2 cuando el puerto 1 se encuentra acoplado.

El parámetro  $S_{21}$  es el coeficiente de transmisión en directa del bipuerto bajo la condición que  $a_2$  sea igual a cero. El coeficiente de transmisión en inversa,  $S_{12}$ , es determinado cuando no existe onda incidente en el puerto 1, es decir,  $a_1$  es igual a cero.

Usando terminaciones en forma de línea de transmisión acoplada, es posible medir los parámetros  $S$  de un dispositivo activo, de esta forma, los problemas de inestabilidad bajo condiciones de corto circuito o circuito abierto son eliminados [GON84], [VEN90].

#### 1.1.4 La Matriz de Transmisión $ABCD$

Las representaciones por parámetros  $Z$ ,  $Y$  y  $S$  pueden ser usadas para representar redes de microondas con un número arbitrario de puertos, pero en la práctica muchas redes de microondas consisten en una conexión en cascada de dos o más bipuertos. Es conveniente entonces, definir una matriz de transmisión o matriz  $ABCD$ , para cada uno de los bipuertos conectados en cascada. La matriz  $ABCD$  de la conexión en cascada de dos o más bipuertos será el producto de sus matrices individuales [POZ90].

Es posible definir un juego de parámetros al usar el voltaje y la corriente en el mismo puerto como las variables dependientes. Definiendo como variables dependientes el

voltaje y la corriente del puerto de entrada y la corriente en el puerto 2 fluyendo hacia afuera de la terminal positiva (figura 1.5), se puede describir la red mediante

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (1.35)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (1.36)$$

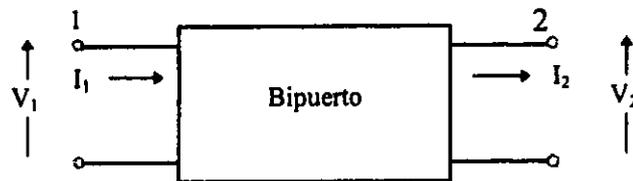


Figura 1.5. Definición de corrientes para parámetros  $ABCD$

o en forma matricial como

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

Haciendo  $I_2$  igual a cero para obtener  $A$  y  $C$

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad C = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (1.38), (1.39)$$

y cuando  $V_2$  es igual a cero se tiene

$$B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (1.40), (1.41)$$

El parámetro de entrada  $A$  es adimensional y representa una relación de voltajes; el parámetro de salida  $C$  también no posee dimensión y es una relación de corrientes. Los parámetros  $B$  y  $D$  tienen unidades de impedancia y de admitancia, respectivamente.

Para la conexión en cascada de dos bipuertos se tiene que

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (1.42)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

de las ecuaciones anteriores tenemos

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

lo que muestra que la matriz  $ABCD$  de la conexión en cascada de las dos redes es igual a la multiplicación de las matrices que representan a cada red.

Es conveniente utilizar las diferentes representaciones de bipuertos de acuerdo a la conexión en particular, de esta forma, para algunas interconexiones, ciertos parámetros son preferentemente usados sobre los demás debido a las ventajas que ofrecen en la sencillez en los cálculos. Por ejemplo, cuando se trata de una conexión en serie es conveniente usar los parámetros  $Z$ , ya que resulta fácil sumar los términos de impedancias en dicha conexión; para una conexión en paralelo es ventajoso usar los parámetros  $Y$ , etc. Resulta útil llevar a cabo las conversiones entre los diferentes parámetros en función de las características de interconexión de las redes [MED93]

## 1.2 Líneas de Transmisión

Las líneas de transmisión son los elementos pasivos básicos en el diseño de circuitos de microondas, pueden ser usadas para transmitir señales de microondas de un punto a otro, o bien para construir acopladores direccionales, filtros, etc. Las líneas de transmisión son también usadas extensivamente para acoplar redes en el diseño de amplificadores, osciladores y mezcladores.

A bajas frecuencias, donde la longitud de la línea de transmisión es mucho más pequeña que la longitud de onda de la señal, el voltaje y la corriente a través de la línea pueden ser considerados como constantes.

A altas frecuencias, la longitud de onda de la señal es comparable con las dimensión física de la línea. El voltaje y la corriente varían a lo largo de la misma debido a los efectos de la capacitancia e inductancia distribuidas en la línea. En el intervalo de microondas, las ondas de voltaje y de corriente no afectan a la totalidad del circuito en un instante de tiempo dado, es decir, las ondas de voltaje y corriente tienen diferentes valores en distintas ubicaciones físicas dentro del circuito. Los métodos de análisis basados en parámetros concentrados no son adecuados para circuitos en altas frecuencias, ya que es incorrecto agrupar los elementos para su estudio [VEN90].

### 1.2.1 Modelo Eléctrico de Líneas de Transmisión

Una línea de transmisión es una red de parámetros distribuidos, donde los voltajes y corrientes pueden variar en magnitud y en fase a través de su longitud.

Como se muestra en la figura 1.6, una línea de transmisión es esquematizada comúnmente como una línea bifilar, ya que para el modo de propagación transversal electromagnético (TEM) se requieren al menos dos conductores. Un diferencial de longitud  $\Delta z$  es modelado como una red eléctrica de parámetros concentrados tal como se muestra en la figura 1.7, donde  $R$ ,  $L$ ,  $G$  y  $C$  están definidas en unidades por longitud de la siguiente forma [POZ90]

$R$ , Resistencia en serie para ambos conductores en  $\Omega/m$

$L$ , Inductancia en serie para ambos conductores en  $H/m$

$G$ , Conductancia en derivación en  $S/m$

$C$ , Capacitancia en derivación en  $F/m$

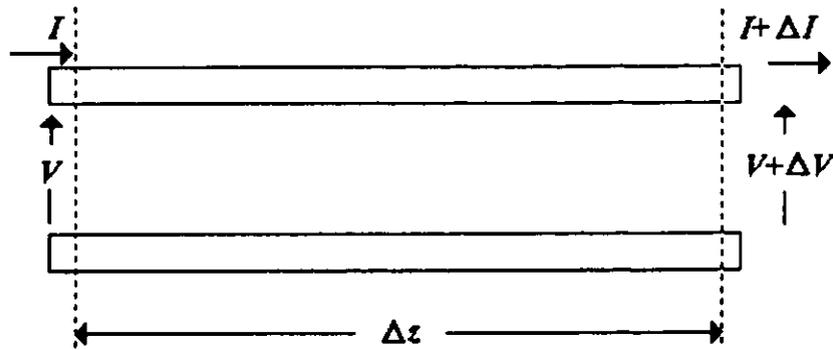


Figura 1.6. Definición de voltaje y corriente en un diferencial de línea de transmisión.

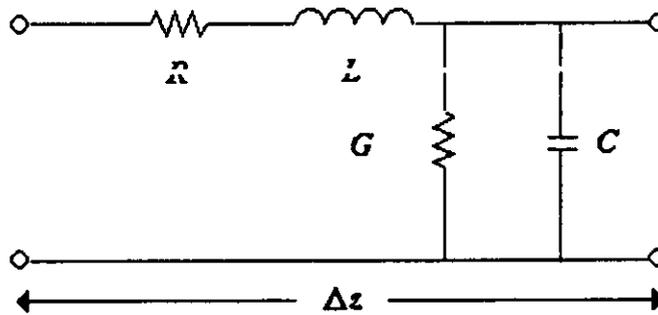


Figura 1.7. Modelo eléctrico de un diferencial de línea de transmisión

La inductancia en serie  $L$  representa la inductancia mutua total de los dos conductores, mientras que la capacitancia en derivación  $C$  es debida a la proximidad de los mismos. La resistencia en serie  $R$  es debida a la conductividad finita del conductor, mientras que la conductancia en derivación  $G$  es debida a las pérdidas dieléctricas del material entre los conductores;  $R$  y  $G$  representan pérdidas.

Una línea de transmisión de tamaño finito puede ser vista como un conjunto de circuitos en cascada como el de la figura 1.7.

### 1.2.2 Propagación de Ondas en Líneas de Transmisión

El voltaje y la corriente a través de la línea de transmisión satisfacen las siguientes ecuaciones [POZ90],

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (1.45)$$

y

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (1.46)$$

Las ecuaciones de onda son obtenidas al eliminar  $I$  o  $V$

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2V(z) = 0 \quad (1.47)$$

y

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2I(z) = 0 \quad (1.48)$$

Donde  $\gamma$  es la constante compleja de propagación y está dada por

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (1.49)$$

La constante de atenuación  $\alpha$  está dada en nepers por unidad de longitud y la constante de fase  $\beta$  en radianes por unidad de longitud. Las soluciones generales a las ecuaciones (1.47) y (1.48) son

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (1.50)$$

y

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (1.51)$$

donde los términos  $e^{-\gamma z}$  y  $e^{\gamma z}$  representan la propagación de la ondas en la dirección  $+z$ , y  $-z$ , respectivamente.

La impedancia característica de la línea de transmisión se define como

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1.52)$$

La longitud de onda está dada por

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (1.53)$$

y la velocidad de fase es

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (1.54)$$

### 1.2.3 Línea sin Pérdidas

Las soluciones anteriores son para el caso general de líneas de transmisión, incluyendo los efectos de pérdida. Puede observarse que los valores de la impedancia característica y de la constante de propagación son complejos. Para muchos de los casos prácticos, las pérdidas en la línea son muy pequeñas, por lo que pueden despreciarse, teniendo como resultado una simplificación en los resultados [POZ90]. Haciendo  $R=G=0$  se tiene

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad (1.55)$$

por lo que la constante de fase es

$$\beta = \omega\sqrt{LC}, \quad (1.56)$$

y la constante de atenuación

$$\alpha = 0 \quad (1.57)$$

La impedancia característica se reduce a

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.58)$$

que corresponde a un número real. Las soluciones generales para el voltaje y la corriente de una línea sin pérdidas pueden escribirse como

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (1.59)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} + \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (1.60)$$

La longitud de onda está dada por

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (1.61)$$

y la velocidad de fase por

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.62)$$

### 1.2.4 Línea de Transmisión sin Pérdidas y con Carga

Considerando una línea de transmisión sin pérdidas con impedancia característica  $Z_0$  terminada en una carga  $Z_L$ , se tiene que el voltaje y la corriente totales en la carga para  $z=0$  es

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \quad (1.63)$$

Resolviendo para  $V_0^-$  se tiene

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+ \quad (1.64)$$

La relación de las ondas de voltaje reflejada e incidente es definida como el coeficiente de reflexión  $\Gamma$ .

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (1.65)$$

Las amplitudes de las ondas incidente y reflejada varían con respecto al tiempo, la onda resultante de la suma de dichas ondas es llamada onda estacionaria. Una onda estacionaria tiene puntos en que permanece constante con respecto al tiempo. Entre estos puntos, la onda crece hasta un valor máximo para después decrecer hasta un valor mínimo. La relación del voltaje máximo con el voltaje mínimo es llamada relación de onda estacionaria, *SWR* (*Standing Wave Ratio*), la cual indica el nivel de desacoplamiento de la línea, y se define como

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.66)$$

Puede verse que la *SWR* es un número real que se encuentra entre  $1 \leq SWR \leq \infty$ , donde para *SWR*=1 se tiene la condición de acoplamiento.

El coeficiente de reflexión puede ser generalizado para cualquier punto  $\ell$  sobre la línea de transmisión. Haciendo  $z = -\ell$ , el coeficiente de reflexión queda definido como

$$\Gamma(\ell) = \frac{V_0^- e^{-j\beta\ell}}{V_0^+ e^{j\beta\ell}} = \Gamma(0) e^{-2j\beta\ell} \quad (1.67)$$

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

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

$$Z_{in} = Z_0 = \frac{V(-\ell)}{I(-\ell)} = \frac{1 + \Gamma e^{-2j\beta\ell}}{1 - \Gamma e^{-2j\beta\ell}} Z_0 \quad (1.68)$$

Una forma más útil de la ecuación anterior es

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta\ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta\ell} \quad (1.69)$$

La importancia de esta última ecuación radica en que provee la impedancia de entrada de una determinada línea de longitud  $\ell$  con una impedancia de carga arbitraria  $Z_L$ . [POZ90].

### 1.2.5 Microcinta

La microcinta es una de las líneas de transmisión planas más populares debido a que puede ser fabricada mediante un proceso de fotolitografía y es fácilmente integrable a dispositivos pasivos y activos de microondas. La geometría de una línea de microcinta consiste en un conductor de ancho  $W$  impreso en un dieléctrico de grosor  $h$  y permitividad relativa  $\epsilon_r$  sobre un plano de tierra tal como se muestra en la figura 1.8.

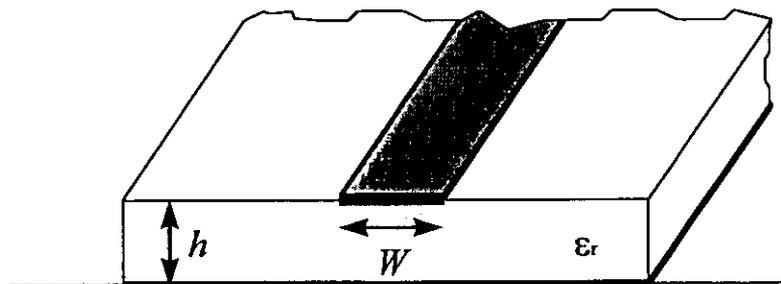


Figura 1.8. Línea de microcinta

Si el dieléctrico no estuviera presente, lo que equivale a tener una permitividad relativa igual a uno, se puede pensar en una línea bifilar con conductores de cinta planos de ancho  $W$ , separados por una distancia  $2h$ , teniendo así una línea de transmisión transversal electromagnética (TEM), con  $v_p = c$  y  $\beta = k_0$ .

La característica de que el conductor se encuentra entre una región con dieléctrico y una de aire, complica el comportamiento y el análisis de la línea de microcinta. A diferencia

de la línea de cinta, donde todos los campos están contenidos dentro de una región de dieléctrico homogéneo, la microcinta posee algunas líneas de campo en la región del dieléctrico, concentradas entre el conductor y el plano de tierra, mientras que otras líneas de campo se encuentran en la región de aire por encima del sustrato. Por esta razón la microcinta no puede soportar una onda TEM pura, ya que la velocidad de fase del campo TEM en la región del dieléctrico es  $c / \sqrt{\epsilon_r}$ , pero en la región de aire será  $c$ , por lo que un acoplamiento de fases en la interfaz dieléctrico-aire será imposible para el tipo de ondas TEM. En realidad, los campos de la línea de microcinta constituyen una onda híbrida TM-TE (Transversal magnética - transversal eléctrica).

En muchas aplicaciones prácticas, el sustrato dieléctrico es eléctricamente muy pequeño ( $h \ll \lambda$ ), por lo que los campos serán cuasi TEM, es decir, los campos serán esencialmente los mismos que aquellos en el caso estático. Entonces, buenas aproximaciones para la velocidad de fase, constante de propagación e impedancia característica pueden ser obtenidas de las soluciones estática y cuasi estática.

La velocidad de fase es expresada como

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (1.70)$$

y la constante de propagación

$$\beta_0 = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (1.71)$$

Donde  $\epsilon_e$  es la permitividad efectiva de la línea de microcinta. Debido a que algunas de las líneas de campo están en la región del dieléctrico y otras están en la región de aire, la permitividad efectiva satisface la relación

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r \quad (1.72)$$

y es dependiente del grosor del sustrato  $h$  y del ancho del conductor  $W$ .

La constante dieléctrica efectiva de una línea de microcinta está dada aproximadamente por [POZ90]

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (1.73)$$

La constante dieléctrica efectiva puede ser interpretada como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza las regiones de aire y de dieléctrico de la microcinta.

como se muestra en la figura 2. La velocidad de fase y la constante de propagación están dadas por las ecuaciones (1.70) y (1.71).

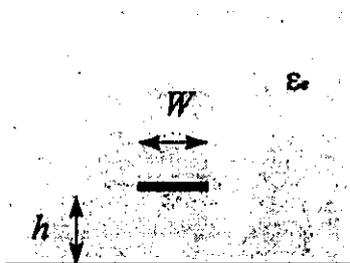


Figura 1.9. Geometría equivalente de la microcinta para ejemplificar la permitividad efectiva

Con base en las dimensiones de la microcinta, su impedancia característica puede ser calculada como

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{para } W/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r} [W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)]} & \text{para } W/h > 1 \end{cases} \quad (1.74)$$

Es posible también, encontrar la relación  $W/h$  para una impedancia característica dada y una constante dieléctrica  $\epsilon_r$ .

Algunos otros aspectos de la microcinta serán analizados posteriormente debido a su importancia en el diseño del amplificador.

## **1.3 Ruido en Amplificadores**

El ruido es el resultado de un proceso aleatorio que puede ser, por citar un ejemplo, los movimientos térmicos de los electrones en cualquier componente a una temperatura por encima del cero absoluto. El ruido puede introducirse a un sistema de microondas por diversas fuentes externas, o puede ser generado por el mismo sistema. En cualquiera de los casos, el nivel de ruido establece el límite inferior de la magnitud de la señal que puede ser detectada en presencia de ruido. Por tanto, es importante diseñar a mínimos ruidos para así evitar el deterioro de la señal de interés.

### **1.3.1 Fuentes de Ruido**

Los problemas causados por el ruido eléctrico son aparentemente en la salida de un circuito eléctrico, sin embargo, su origen se encuentra en sus niveles de señal pequeña. El ruido, en un sentido amplio, es cualquier perturbación no deseada que oscurece o interfiere a una señal de interés. Cabe hacer la aclaración que muchas perturbaciones provienen del exterior del circuito y son debidas a fuentes bien conocidas, tales como la interferencia a 60 Hz producida por las líneas de alimentación, señales electromagnéticas de radiofrecuencia, etc. Todas ellas pueden ser minimizadas o canceladas mediante filtrado o blindaje en los circuitos.

El término ruido que se busca establecer representa las señales de tipo aleatorio o las fluctuaciones espontáneas que son el resultado de la física de los dispositivos y los materiales usados en el sistema electrónico. Los tres tipos de mecanismos de ruido son referidos como ruido térmico, ruido de baja frecuencia ( $1/f$ ) y ruido de disparo [MOT72].

#### **1.3.1.1 Ruido Térmico**

El ruido térmico es producido por las vibraciones térmicas aleatorias de los portadores de carga en un conductor. En cualquier conductor a temperatura por encima del cero absoluto, los electrones se mueven de forma aleatoria, y esta vibración es dependiente de la temperatura. Debido a que cada electrón porta una carga de  $1.59 \times 10^{-19}$  C, existen muchas corrientes diminutas por el movimiento aleatorio de los electrones en el material. Aunque la corriente promedio en el conductor es cero, instantáneamente existe una fluctuación de corriente que provoca variaciones de voltaje en las terminales del conductor. La potencia de ruido disponible ( $N_r$ ) en un conductor es proporcional a la temperatura absoluta y al ancho de banda del sistema [MOT72].

### 1.3.1.2 Ruido de Baja Frecuencia o Ruido $1/f$

El ruido  $1/f$ , observado primeramente en los tubos de vacío al presentarse el efecto de parpadeo, ha recibido diferentes nombres, llamado ruido de baja frecuencia, ruido de semiconductor, ruido de contacto, etc. La densidad espectral de este ruido se incrementa sin límite a medida que la frecuencia disminuye. Firlie y Winston [FIR55] han medido este ruido a frecuencias tan bajas del orden de  $6 \times 10^5$  Hz. La potencia espectral de este ruido sigue la característica  $1/f^\alpha$ , en donde  $\alpha$  es usualmente la unidad, sin embargo se ha observado que  $\alpha$  puede tomar valores entre 0.8 y 1.3 en varios dispositivos. La principal causa del ruido  $1/f$  en los semiconductores es debido a las propiedades de la superficie del material. La generación y recombinación de portadores en la superficie son factores importantes. Este ruido no solo ha sido observado en tubos de vacío, transistores, diodos y resistores, sino también en termistores, películas delgadas y fuentes de luz, entre otros [MOT72].

### 1.3.1.3 Ruido de Disparo

Existe un mecanismo de ruido en tubos, transistores y diodos llamado ruido de disparo. La corriente fluyendo en estos dispositivos no es tenue y continua, sino que es la suma de pulsos de corriente causados por el flujo de portadores, cada uno con una carga electrónica  $q$ , cuando llega a la unión  $pn$  de un semiconductor, el resultado es un impulso de corriente. Las variaciones del flujo pulsante son referidas como ruido de disparo [MOT72].

En los dispositivos HEMT en la banda Ku, la mayor contribución al ruido es debida al ruido térmico.

## 1.3.2 Ruido en Redes Lineales de Bipuertos

Con el propósito de describir el ruido en un bipuerto, es necesario determinar sus parámetros de ruido y obtener una representación equivalente. Incluso cuando un bipuerto es lineal, la forma de onda a la salida puede diferir de la entrada, debido al fracaso en transmitir todas las componentes espectrales con la misma ganancia (o atenuación) y fase. Mediante un diseño cuidadoso del bipuerto, o limitando el ancho de banda de la señal de entrada, estas distorsiones pueden ser minimizadas. Sin embargo, la generación de ruido dentro del bipuerto puede modificar la forma de onda de la salida.

En un bipuerto lineal pasivo, el ruido surge solamente debido a sus pérdidas; las consideraciones termodinámicas dan como resultado cambios aleatorios que significan precisamente el ruido. Cuando el bipuerto contiene componentes activos tales como

transistores, se presentarán otros mecanismos de ruido. Una consideración importante en un sistema de comunicaciones es la cantidad de ruido que será adicionado a la señal transmitida. Esto es cuantificado por la relación de la potencia de la señal de salida entre la potencia del ruido a la salida ( $S/N$ ) [VEN90].

En la evaluación de un bipuerto es importante conocer la cantidad de ruido sumado a la señal que pasa a través de él. Un parámetro importante para expresar esta característica es el factor de ruido. La energía de la señal proveniente de un generador o una antena es amplificada o atenuada al pasar de la entrada a la salida de un bipuerto, en tanto es el ruido quien acompaña la energía de la señal de entrada. Un sistema generalmente incluye varios bipuertos en cascada que equivalen a un bipuerto total que amplifica la señal de entrada a niveles de potencia lo suficientemente grandes para algún propósito en particular. El factor de ruido es definido como la relación señal a ruido disponibles entre la entrada y la salida, cuando existe condición de acoplamiento en ambas y a temperatura  $T_0=290$  K [POZ90].

$$F = \frac{(S/N)_{entrada}}{(S/N)_{salida}} \geq 1 \quad (1.75)$$

El factor de ruido de un receptor es una cantidad mensurable que describe la reducción de la relación señal a ruido de un receptor. Cuando esta relación de potencias es convertida a decibeles, es generalmente conocida como figura de ruido en lugar de factor de ruido.

Para un amplificador con ganancia de potencia  $G$ , el factor de ruido es definido como

$$F = \frac{S_i / N_i}{GS_i / G(N_i + N_a)} \quad (1.76)$$

Donde  $N_a$  es la potencia de ruido sumada por el amplificador, esto es

$$F = 1 + N_a / N_i \quad (1.77)$$

En aplicaciones como receptores de satélite el valor del factor de ruido resulta ser muy pequeño para su manejo, es por eso que para remediar esta situación se ha adoptado el uso de temperatura de ruido equivalente del circuito. La potencia de ruido térmico disponible de un resistor a temperatura  $T_e$  es

$$N = kT_e B \quad (1.78)$$

Donde  $k$  es la constante de Boltzmann ( $1.38 \times 10^{-23}$  J/K),  $T_e$  es la temperatura efectiva en Kelvins y  $B$  es el ancho de banda en Hertz. La ecuación arriba descrita puede ser usada

para asociar la temperatura de ruido efectiva con circuitos que contengan otras fuentes además de fuentes de ruido térmico, la ecuación (1.77) puede ser escrita como

$$F = 1 + \frac{kT_e B}{kT_0 B} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (1.79)$$

donde  $T_e$  es la temperatura de ruido efectiva del circuito y  $T_0$  es la temperatura del resistor del generador en kelvins, que equivale a la temperatura ambiente de operación. Es común que los amplificadores de bajo ruido operen con una  $T_e$  menor a los 100 K a una temperatura ambiente de 290 K. De esta forma la temperatura de ruido  $T_e$  caracteriza la contribución de ruido del circuito y puede ser directamente relacionada con el factor de ruido [VEN90].

### 1.3.2.1 Descripción de Ruido en un Bipuerto

Con base en la convención de Rothe y Dahlke [ROT56], cualquier bipuerto lineal puede representarse en la forma mostrada en la figuras 1.10, 1.11 y 1.12. El caso general de un bipuerto con ruido puede ser redibujado mostrando fuentes de ruido a la entrada y a la salida, la figura 1.11 muestra el modelo utilizando admitancias, mientras que la figura 1.12 muestra el modelo utilizando impedancias. Las fuentes de ruido internas se considera que producen voltajes y corrientes muy pequeños, y se asume también que las ecuaciones para bipuertos son válidas.

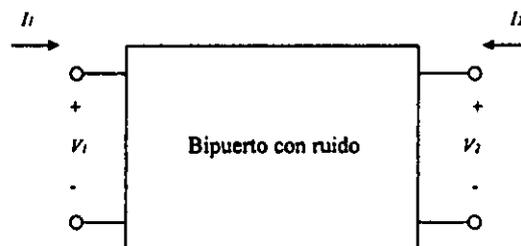


Figura 1.10. Forma general de un bipuerto lineal con ruido

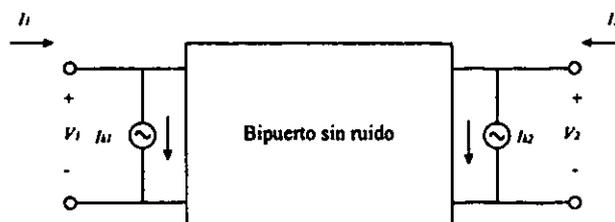


Figura 1.11. Forma de admitancia de un bipuerto con ruido.

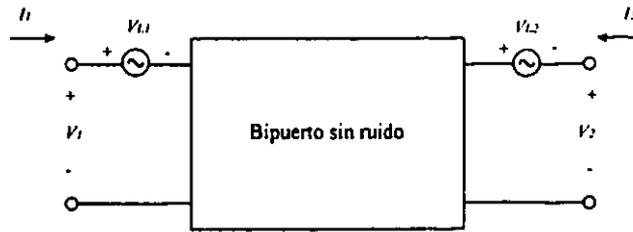


Figura 1.12. Forma de impedancia de un bipuerto con ruido.

De las ecuaciones (1.3), (1.4), (1.10) y (1.11) para representar un bipuerto por parámetros  $Z$  y  $Y$ , podemos describir el caso general. Las contribuciones de ruido interno han sido expresadas al usar fuentes de ruido externo [VEN90].

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 + I_{k1} \quad (1.80)$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 + I_{k2} \quad (1.81)$$

$$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2 + V_{L1} \quad (1.82)$$

$$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 + V_{L2} \quad (1.83)$$

donde las fuentes externas de ruido son  $I_{K1}$ ,  $I_{K2}$ ,  $V_{L1}$  y  $V_{L2}$ .

Dado que se quiere describir el circuito con ruido en términos del factor de ruido, la descripción mediante la matriz  $ABCD$  será la más conveniente debido a que refiere ambas fuentes de ruido a la entrada del bipuerto, quedando descrito como

$$V_1 = AV_2 + BI_2 + V_A \quad (1.84)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 + I_A \quad (1.85)$$

donde  $V_A$  e  $I_A$  son las fuentes externas de ruido.

Las fuentes de ruido de la representación por matriz  $ABCD$  pueden ser obtenidas mediante la representación de la matriz  $Z$ , obteniendo los valores para  $V_A$  e  $I_A$  tenemos

$$V_A = -\frac{I_{K2}}{y_{21}} = V_{L1} - \frac{V_{L2}z_{11}}{z_{21}} \quad (1.86)$$

$$I_A = I_{K1} - \frac{I_{K2}y_{11}}{y_{21}} = -\frac{V_{L2}}{z_{21}} \quad (1.87)$$

La representación por parámetros  $ABCD$  es apropiada en este caso debido a que permite definir la temperatura de ruido del bipuerto referida a su entrada, en el modelo se asume que el bipuerto está libre de ruido.

Las ecuaciones anteriormente descritas pueden ser expresadas usando los parámetros  $S$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{n1} \\ b_{n2} \end{bmatrix} \quad (1.88)$$

Las fuentes de ruido poseen diferentes orígenes desde el punto de vista físico, por ejemplo, el ruido térmico es generado por las resistencias y las pérdidas en el circuito o transistor, mientras que el ruido de disparo es producido por la corriente fluyendo a través de las uniones de los semiconductores y tubos de vacío.

Debido a que todas las fuentes de ruido están representadas por únicamente dos fuentes en la entrada del circuito, éstas son una complicada combinación de sus fuentes internas de ruido. Muchas veces, alguna fracción de  $V_A$  e  $I_A$  están relacionadas con la misma fuente, lo que implica que  $V_A$  e  $I_A$  no son independientes entre sí, por lo que será necesario, antes de calcular el factor de ruido del bipuerto, evaluar la correlación entre  $V_A$  e  $I_A$  [VEN90].

La fuente de ruido  $V_A$  representa todo el ruido del dispositivo referido a la entrada cuando la impedancia del generador es igual a cero, es decir, está en corto circuito. La fuente de ruido  $I_A$  representa todo el ruido del circuito referido a la entrada cuando la admitancia del generador es cero, esto es, cuando está en circuito abierto.

Considerando que una fracción de  $I_A$  está correlacionada con  $V_A$ , se puede dividir  $I_A$  en sus partes correlacionada y no correlacionada

$$I_A = I_n + I_u \quad (1.89)$$

donde  $I_n$  e  $I_u$  son las partes correlacionada y no correlacionada de  $V_A$ , respectivamente.

La constante de proporcionalidad entre  $V_A$  e  $I_A$  es la admitancia de correlación  $Y_{cor}$ .

$$I_n = Y_{cor} V_A \quad (1.90)$$

Sustituyendo en (1.89) tenemos

$$I_A = Y_{cor} V_A + I_u \quad (1.91)$$

La siguiente definición de la figura de ruido utiliza la admitancia de correlación.  $Y_{cor}$  no representa un componente físico del circuito, sino que es un número complejo obtenido de correlacionar las variables aleatorias  $I_A$  y  $V_A$ . Para calcular  $Y_{cor}$  es necesario multiplicar cada término de (1.91) por  $V_A^*$  y obtener el promedio

$$\overline{V_A^* I_A} = Y_{cor} \overline{V_A^* V_A} \quad (1.92)$$

donde el término debido a  $I_U$  es cero por no estar correlacionado con  $V_A$ . La admitancia de correlación está dada por

$$Y_{cor} = \frac{\overline{V_A^* I_A}}{V_A^2} \quad (1.93)$$

y tiene parte real e imaginaria, por lo que puede ser definida como la suma de una conductancia y una susceptancia

$$Y_{cor} = G_{cor} + B_{cor} \quad (1.94)$$

$V_A$  e  $I_A$  representan las fuentes de ruido internas en forma de una fuente de voltaje actuando en serie con la entrada de voltaje y en forma de fuente de corriente actuando en paralelo con la entrada de corriente. Esta representación conduce a encontrar los cuatro parámetros de ruido necesarios para describir el desempeño de un bipuerto con ruido. Utilizando la fórmula de Nyquist, el voltaje de circuito abierto del resistor a temperatura  $T$  está dado por

$$\overline{V_A^2} = 4kTRB \quad (1.95)$$

En el método para calcular la densidad de ruido, este voltaje es la fluctuación cuadrática media (o densidad espectral).

Despejando la resistencia equivalente de ruido para el voltaje de ruido, tenemos

$$R_n = \frac{\overline{V_A^2}}{4kTB} \quad (1.96)$$

El resistor  $R_n$  no es un resistor físico pero es usado para simular diferentes porciones del circuito equivalente de ruido.

De manera similar, la fluctuación cuadrática media de la corriente puede ser representada en términos de la conductancia equivalente de ruido,  $G_n$ , definida como

$$G_n = \frac{\overline{I_A^2}}{4kTB} \quad (1.97)$$

y

$$G_u = \frac{\overline{I_u^2}}{4kTB} \quad (1.98)$$

para el caso de la componente de ruido no correlacionada, el generador a la entrada del bipuerto tiene una contribución similar

$$G_G = \frac{\overline{I_G^2}}{4kTB} \quad (1.99)$$

Utilizando la definición de  $F$  podemos escribir

$$F = 1 + \left| \frac{I_A + Y_G V_A}{I_G} \right| \quad (1.100)$$

donde  $Y_G$  representa la admitancia del generador y  $G_G$  corresponde a la parte real.

Determinando la corriente total de ruido se tiene

$$\overline{I_n^2} = 4kT(Y_{cor} R_n + G_n)B \quad (1.101)$$

El factor de ruido puede ser ahora determinado como

$$F = 1 + \frac{G_u}{G_G} + \frac{R_n}{G_G} \left[ (G_G + G_{cor})^2 + (B_G + B_{cor})^2 \right] \quad (1.102)$$

$$F = 1 + \frac{R_u}{R_G} + \frac{G_n}{R_G} \left[ (R_G + R_{cor})^2 + (X_G + X_{cor})^2 \right] \quad (1.103)$$

Dado que el factor de ruido es función de varios elementos, la impedancia óptima para obtener la mejor figura de ruido puede determinarse al minimizar  $F$  con respecto a la reactancia y resistencia del generador, por lo que se tiene

$$R_{opt} = \sqrt{\frac{R_n}{G_n} + R_{cor}^2} \quad (1.104)$$

$$X_{opt} = -X_{cor} \quad (1.105)$$

$$F_{min} = 1 + 2G_n R_{cor} + 2\sqrt{R_u G_u + (G_n R_{cor})^2} \quad (1.106)$$

Arreglando las expresiones anteriores se tiene que

$$F = F_{min} + \frac{G_n}{R_G} |Z_G - Z_{opt}|^2 \quad (1.107)$$

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_G} |Y_G - Y_{opt}|^2 \quad (1.108)$$

De la definición del coeficiente de reflexión tenemos

$$\Gamma_G = \frac{Y_0 - Y_G}{Y_0 + Y_G} \quad (1.109)$$

normalizando la resistencia de ruido equivalente

$$r_n = \frac{R_n}{Z_0} \quad (1.110)$$

Finalmente se tiene

$$F = F_{min} + \frac{4r_n |\Gamma_G - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_G|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (1.111)$$

$$r_n = (F_{50} - F_{min}) \frac{|1 + \Gamma_{opt}|^2}{4|\Gamma_{opt}|^2} \quad (1.112)$$

$$\Gamma_{opt} = \frac{Z_{opt} - Z_0}{Z_{opt} + Z_0} \quad (1.113)$$

El desempeño del ruido de cualquier bipuerto lineal puede ser descrito completamente si sus parámetros de ruido son conocidos.

### 1.3.3 Figura de Ruido de Redes en Cascada

En un sistema con muchos circuitos conectados en cascada debe considerarse la contribución de cada uno de ellos al ruido total del sistema. Al considerar la resistencia de ruido equivalente  $R_n$  en serie con la entrada del circuito

$$F = 1 + \frac{R_n}{R_G} \quad (1.114)$$

el ruido excedente sumado al circuito es  $R_n/R_G$ .

Considerando los circuitos  $a$  y  $b$  en cascada de la figura 1.13, el ruido disponible a la salida de  $b$  es por definición

$$N_{ab} = F_{ab} G_{ab} kTB \quad (1.115)$$

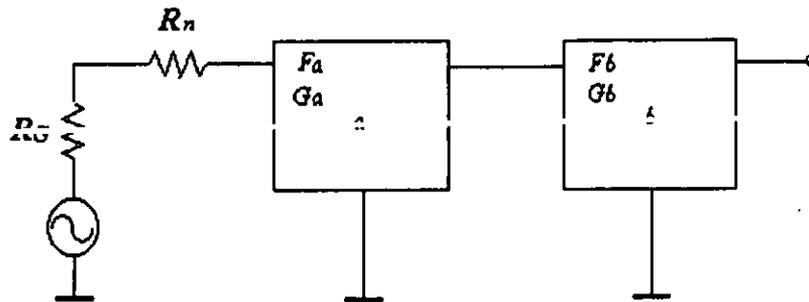


Figura 1.13. Conexión de bipuertos en cascada con sus respectivos parámetros,  $F_a$ ,  $F_b$ ,  $G_a$  y  $G_b$ .

La ganancia total es el producto de las ganancias individuales, por lo que la ecuación anterior queda

$$N_{ab} = F_{ab} G_a G_b kTB \quad (1.116)$$

La contribución del ruido de la red  $a$  a la salida de la red  $b$  es

$$N_{a/b} = N_a G_b = F_a G_a G_b kTB \quad (1.117)$$

El ruido disponible sumado por la red  $b$  es

$$N_{b/b} = (F_b - 1) G_b kTB \quad (1.118)$$

El ruido disponible total  $N_{ab}$  es la suma de la contribución de ruido disponible de las dos redes

$$N_{ab} = N_{a/b} + N_{b/b} = F_a G_a G_b kTB + (F_b - 1) G_b kTB \quad (1.119)$$

$$= \left( F_a + \frac{F_b - 1}{G_a} \right) G_a G_b kTB \quad (1.120)$$

$$F_{ab} = F_a + \frac{F_b - 1}{G_a} \quad (1.121)$$

para cualquier número de circuitos, esta expresión puede extenderse a

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad (1.122)$$

La ecuación de Friis muestra que la característica de ruido de un sistema en cascada depende principalmente de las contribuciones de la primera etapa, ya que los efectos de las etapas subsecuentes son reducidos por el producto de las ganancias. Por tanto, para el mejor desempeño del sistema, la primera etapa deberá tener una figura de ruido muy baja y cuando menos una moderada ganancia. Asegurando un muy buen desempeño en la primera etapa, las restantes ya no tendrán tanto efecto sobre la figura de ruido total del sistema [VEN90].

## PARTE II

### Diseño del Amplificador de Bajo Ruido

Una vez contemplados los aspectos teóricos de los amplificadores de microondas, se prosigue con el diseño del amplificador de bajo ruido que satisfaga ciertas especificaciones de diseño, las cuales establezcan un adecuado desempeño para las aplicaciones del amplificador.

La descripción del diseño sigue el curso de los diferentes pasos que fueron tomándose para llegar a un diseño final.

#### 2.1 Especificaciones de Diseño

Las especificaciones de diseño del amplificador se establecen con base en los parámetros que garanticen el mejor desempeño para un amplificador de bajo ruido para receptores de alta sensibilidad. En nuestro caso se plantea tener las siguientes especificaciones:

##### Ancho de banda de 10.7 a 13.3 GHz

Se especifica un ancho de banda de 10.7 a 13.3 GHz con el propósito de cubrir diferentes asignaciones de frecuencias y así poder ser usado en diversos servicios satelitales; en el anexo A se establecen dichas asignaciones así como sus usos.

##### Figura de ruido menor a 1dB

En las aplicaciones de recepción de alta sensibilidad es necesario que la etapa de amplificación en la entrada posea una baja figura de ruido, dado que al estar conectada en cascada esta etapa será la principal contribuyente a la figura de ruido de todo el sistema. El objetivo es proveer a la entrada de la etapa de demodulación la relación de señal a ruido necesaria para asegurar la calidad de recepción deseada, esto puede obtenerse aumentando la magnitud de la señal, a través de incrementar el diámetro de la antena, o bien disminuyendo la figura de ruido del sistema.

De acuerdo con la expresión de Friis, se tiene que la potencia en el receptor es directamente proporcional al área efectiva de la antena.

Por otra parte, disminuir la figura de ruido es posible gracias a la utilización de dispositivos activos con características de ultra bajo ruido, como los transistores de alta movilidad de electrones HEMT.

Comparando ambas posibilidades es mucho más ventajosa la segunda opción, dado que resulta más económico el diseño de amplificadores de bajo ruido que aumentar el tamaño de la antena. Para nuestro diseño se especifica una figura de ruido menor a 1 dB.

#### Ganancia de potencia mayor a 30 dB

De acuerdo con la expresión de la figura de ruido de redes en cascada, para minimizar las contribuciones de ruido de las etapas subsecuentes, es necesario que las ganancias a la entrada del sistema sean lo suficientemente grandes. Una de las etapas que por su naturaleza genera ruido en grandes proporciones es el primer mezclador, considerando que una atenuación de mil veces minimiza dicho ruido a niveles lo suficientemente bajos, se especifica entonces una ganancia de 30 dB.

#### Relaciones de onda estacionaria en la entrada y en la salida menores a 1.5

El caso óptimo en lo que se refiere a transferencia de potencia se obtiene para coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida del amplificador iguales a cero. Sin embargo, aunque esta condición podría obtenerse para una frecuencia en particular, no se consigue para todo un ancho de banda determinado. Los efectos de reflexiones múltiples producidos por tener un alto valor en dichos coeficientes de reflexión provocan, además de una ineficaz transferencia de potencia, un cambio en las condiciones de acoplamiento. Por lo que su efecto neto en la etapa de entrada es un aumento en su figura de ruido. Considerando como aceptables coeficientes de reflexión menores a 0.2, se establece el límite en las relaciones de onda estacionaria, teniendo así la especificación de SWR en la entrada y en la salida menores a 1.5.

Para obtener los parámetros anteriores es necesario el diseño de un amplificador multietapa. Cada etapa en particular tendrá determinado efecto sobre cada uno de los parámetros. Por ejemplo, la característica de bajo ruido se obtendrá principalmente en la primera etapa al conseguir la figura de ruido más baja posible y una ganancia lo suficientemente grande para que los ruidos de las etapas subsecuentes no afecten a la figura de ruido total. La característica de ganancia se obtendrá al conectar las etapas en cascada, teniendo así una ganancia total como el producto de las ganancias individuales, y dado que se especifican 30 dB, se requerirán tres etapas debido a que cada una de ellas en promedio ofrece una ganancia de 10 dB.

Para cumplir con las especificaciones de ancho de banda, figura de ruido y coeficiente de ganancia se requerirá seleccionar un dispositivo activo que ofrezca buen desempeño para dichos requerimientos; por otra parte, para cumplir con las relaciones de onda estacionaria a la entrada y a la salida se buscará encontrar las redes de acoplamiento que

permitan obtener los valores mínimos. A continuación se refieren los transistores usados en microondas, así como sus principales características.

## 2.2 Transistores para Microondas

Los dispositivos activos comúnmente usados en los amplificadores para microondas son el transistor bipolar de juntura (TBJ) y el transistor de efecto de campo de arseniuro de Galio (GaAs FET) [GON84]. Los transistores de silicio fueron a los primeramente usados debido al desarrollo histórico en la tecnología de semiconductores. Sin embargo, la tecnología de arseniuro de Galio ha llegado a ser la dominante debido a sus características superiores como semiconductor.

El transistor de efecto de campo de arseniuro de Galio es un dispositivo que ofrece ganancia de voltaje, sus principales ventajas sobre los demás son debidas a la alta movilidad de electrones intrínseca en el arseniuro de Galio, esta alta movilidad se traduce en características superiores en el desempeño del semiconductor, entre las que se encuentran alta frecuencia de transición ( $f_T$ ), mayor frecuencia máxima ( $f_{max}$ ), menor figura de ruido y mayor ganancia.

El GaAs FET encuentra su mayor aplicación como dispositivo de microondas a frecuencias arriba de 4 GHz, donde la ganancia de la mayoría de los transistores de Silicio comienza a disminuir, además de ofrecer un desempeño óptimo en cuanto al ruido, por lo que son ampliamente usados en el diseño de amplificadores de bajo ruido. El desempeño del GaAs FET es determinado fundamentalmente por las dimensiones de la compuerta, su longitud es el parámetro que establece el comportamiento en alta frecuencia, en general, mientras más corta sea dicha longitud, se obtienen resultados superiores. El ancho de la compuerta establece la transconductancia ( $g_m$ ) y la corriente de saturación del drenaje ( $I_{DSS}$ ) del FET. Además de establecer la capacidad de potencia, el ancho de la compuerta determina los parámetros  $S$  del dispositivo y por lo tanto, la frecuencia óptima de operación. En general, anchos de compuerta más cortos trabajan mejor a altas frecuencias [HPC91].

### 2.2.1 Transistores de Alta Movilidad de Electrones

Los transistores de alta movilidad de electrones (HEMT) dependen del uso de heterojunturas para su operación. A diferencia de los transistores bipolar y de efecto de campo convencionales, los HEMT poseen heterojunturas que están formadas entre los semiconductores por diferentes compuestos y bandas de huecos, por ejemplo GaAs/AlGaAs e InGaAs/InP. Los HEMT ofrecen mejores ventajas en microondas, ondas milimétricas y aplicaciones de circuitos integrados de alta velocidad.

La estructura de la capa epitaxial es diseñada de tal forma que los electrones libres en el canal están físicamente separados de los donantes ionizados, mejorando la movilidad de los electrones al reducir la dispersión por la impureza en la ionización.

Entre las principales ventajas de la estructura HEMT se tienen las siguientes:

- Alta movilidad de electrones
- Resistencia de fuente baja
- Alta frecuencia de transición 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 micra y en la tecnología de materiales han favorecido las mejoras a la estructura básica de los HEMT. Una manera de hacerlo es usando InGaAs como material del canal bidimensional gaseoso de electrones en lugar de usar GaAs. Los beneficios de usar una delgada capa de InGaAs como un canal pseudomórfico en el HEMT incluye el mejoramiento de la transportación de electrones. Además, la mayor discontinuidad en la conducción en la heterointerfaz AlGaAs/InGaAs permite una más grande densidad de carga, de corriente y de transconductancia que los HEMT convencionales a base de AlGaAs/GaAs. Por estas características, el HEMT pseudomórfico (PHEMT) basado en GaAs es idóneo para aplicaciones de alta velocidad, de elevada frecuencia, de potencia y de bajo ruido [ALI91].

### **2.2.2 Selección del Transistor**

El primer paso es la selección de un transistor que opere en dicho intervalo de frecuencias y que, además, ofrezca buenas especificaciones en los parámetros restantes. Entre estos parámetros se tiene la figura de ruido, que constituye uno de los más importantes del presente trabajo ya que representa su principal característica en virtud de su propio título. Como se mencionó anteriormente, la figura de ruido del amplificador queda definida principalmente por la primera etapa, y dado que esta figura depende básicamente de dos factores que son por una parte los parámetros de ruido del transistor y por otra el circuito de acoplamiento en la entrada, se buscará en primer lugar, seleccionar un transistor que posea características de ultra bajo ruido, y en segundo lugar, obtener un circuito de acoplamiento en la entrada que provea la figura de ruido mínima, esto es, que en todo el ancho de banda tenga su promedio más bajo. Generalmente no es posible obtener al mismo tiempo la figura de ruido mínima y la ganancia máxima. Por esta razón el principal propósito de la primera etapa es conseguir la mejor figura de ruido.

la figura de ruido de la primera etapa del amplificador en función de los parámetros de ruido del transistor  $F_{min}$ ,  $R_G$ ,  $G_n$  y  $Z_{opt}$ ; y del circuito de acoplamiento cuya impedancia vista por el transistor en su entrada es  $Z_G$  esta dada por

$$F = F_{min} + \frac{G_n}{R_G} |Z_G - Z_{opt}|^2 \quad (2.1)$$

Puede verse que la figura de ruido mínima se obtiene cuando  $Z_G$  es igual a  $Z_{opt}$ . Cualquier otra condición se traducirá en una figura de ruido más grande.

Sin embargo como el amplificador está compuesto por varias etapas es necesario analizar la contribución al ruido de las etapas subsecuentes.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} \quad (2.2)$$

De acuerdo con la ecuación anterior, la figura de ruido total para un amplificador de tres etapas depende de tres términos. Donde el primero expresado por  $F_1$  y que corresponde a la primera etapa, constituye la mayor contribución. Si se garantiza una ganancia moderada en la primera etapa y una ganancia grande en la segunda etapa se conseguirá que las aportaciones del segundo y tercer término no sean significativas.

Dentro de los transistores disponibles comercialmente se tiene el PHEMT ATF-35076 de la firma Hewlett Packard, el cual, entre sus principales características, ofrece una figura de ruido muy baja que lo hace idóneo para ser usado en la primera etapa de los amplificadores para microondas de bajo ruido. El PHEMT ATF-35076 puede operar en el intervalo de frecuencias de 2 a 18 GHz, el cual satisface nuestro requerimiento de ancho de banda. La serie ATF-3x utiliza un proceso que crea una estructura de mayor movilidad de electrones que los dispositivos estándar como el MESFET o el HEMT, dando como resultado la menor figura de ruido posible para aplicaciones de recepción crítica. Las figuras de mérito nominales para este proceso son una  $f_t$  de 60 GHz y una  $f_{max}$  de 150 GHz [HPC91]. Los datos técnicos de este transistor se encuentran en el anexo B.

A 12 GHz el ATF-35076 ofrece una figura de ruido de 0.75 dB con una ganancia de potencia típica de 11 dB, con estos datos y mediante la expresión (2.2) puede calcularse una figura de ruido de 0.808 dB, la cual cumple con nuestro requerimiento.

La ganancia de potencia especificada requiere de varias etapas de amplificación. En promedio por cada etapa puede obtenerse una ganancia de 10 dB, el producto de tres etapas proveerá los 30 dB requeridos. Como se vio en el caso de la figura de ruido, la primera etapa no busca tener la mayor ganancia, sin embargo, dado que la ganancia de

la segunda etapa influye inversamente sobre un término de la expresión de la figura de ruido total, se buscará que sea grande. Si bien es cierto la ganancia de la tercera etapa prácticamente ya no contribuye al ruido, se buscará que permita tener una característica máximamente plana en la curva de ganancia total. De hecho, la segunda etapa también contribuye a este propósito, dado que se busca que exista una diferencia de 3 dB entre las ganancias máxima y mínima en el ancho de banda especificado.

Dado que el ATF-35076 ofrece una ganancia típica de 11 dB a 12 GHz, se tendrán aproximadamente 33 dB en las tres etapas, por lo que de esta forma, al cumplir satisfactoriamente con todos los parámetros que involucran al transistor, se elige a este dispositivo para el desarrollo del presente amplificador.

Las relaciones de onda estacionaria dependen de los circuitos de acoplamiento de las diferentes etapas. Para una SWR igual a la unidad se tiene condición de acoplamiento, es decir no existe onda reflejada y toda la onda se transmite. Sin embargo, esta característica es muy difícil de obtener en un amplio intervalo de frecuencias, además de que para obtener la menor figura de ruido no se lleva a cabo un acoplamiento mediante el complejo conjugado de la impedancia de entrada del transistor, lo que proveería la menor SWR, sino que se hace con la impedancia óptima que por supuesto dará una SWR mayor a la unidad. Se buscará entonces obtener las SWR más bajas mediante la optimización de estos parámetros, sin alterar significativamente los parámetros de ruido y de ganancia. Se buscará acoplar a la frecuencia central de 12 GHz y después optimizar todos los parámetros en el ancho de banda de interés.

## **2.3 Estabilidad**

Si el transistor en la red de microondas es unilateral, su coeficiente de transmisión en inversa es igual a cero y es inherentemente estable, sin embargo, la mayoría de los dispositivos no presentan la propiedad de ser unilaterales, y esto es especialmente notorio a frecuencias altas. Esta característica hace que el transistor pueda volverse inestable a frecuencias donde su realimentación interna es suficientemente grande. En tales condiciones su ganancia se hace infinita y el transistor entra en un estado de oscilación. El diseño de amplificadores para microondas se ve restringido por el número de transistores que pueden ser utilizados al seleccionar solamente dispositivos unilaterales, ya que en ocasiones precisamente los no unilaterales son los que presentan características deseables como alta frecuencia de transición, alta ganancia y baja figura de ruido [FUK81], [CAR82].

Analizando la estabilidad del circuito puede observarse que si la impedancia del puerto de entrada o la del puerto de salida poseen parte real negativa, el circuito se encontrará

en la región inestable, esto equivale a que los módulos de los coeficientes de reflexión en la entrada y en la salida son mayores a la unidad.

Teniendo los parámetros  $S$  del dispositivo se pueden graficar en la carta Smith los círculos de estabilidad en la entrada y en la salida, obteniendo de esta forma los puntos en los que los coeficientes de reflexión en la entrada y en la salida son iguales a uno, para así proceder a determinar qué áreas dentro de la carta Smith representan las regiones de estabilidad [POZ90].

Cuando se tiene estabilidad incondicional, cualquier fuente o carga pasiva en la red mantendrá al amplificador en la región estable. Gráficamente, los círculos de estabilidad encerrarán totalmente la carta Smith o bien se ubicarán fuera de ella [MED93]. Esto implica que  $|S_{11}| < 1$  y  $|S_{22}| < 1$ . En la figura 2.1 se observan seis diferentes posibilidades de ubicación de círculos de estabilidad. El caso incondicionalmente estable corresponde a los incisos e y f.

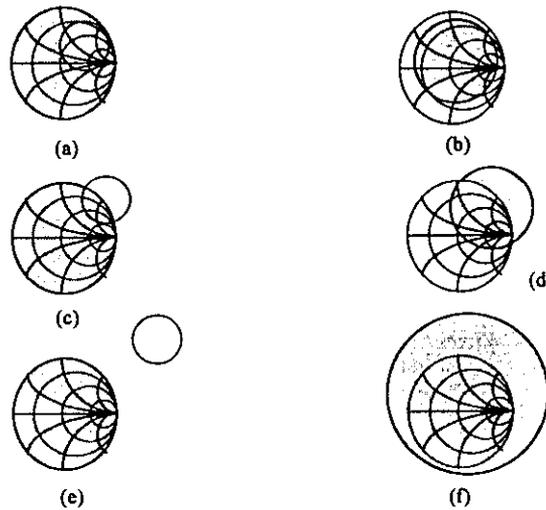


Figura 2.1. Diferente ubicación de los círculos de estabilidad, la parte sombreada representa la región estable.

Los parámetros  $S$  determinan el factor  $k$  de estabilidad de Rollett [ROL62]:

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (2.3)$$

donde

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (2.4)$$

Las condiciones necesarias y suficientes para que el transistor sea incondicionalmente estable están dadas para

$$\begin{aligned} k &> 1 \\ |\Delta| &< 1 \end{aligned} \quad (2.5)$$

Si el dispositivo es condicionalmente estable se requerirá encontrar las regiones dentro de la carta Smith donde se encuentren las impedancias normalizadas para efectuar los acoplamientos en la entrada y en la salida que permitirán al amplificador trabajar en la región de estabilidad, sin embargo, si en tales regiones no se ubican las impedancias de acoplamiento requeridas para un diseño óptimo a determinadas especificaciones, entonces se tendrá un circuito inadecuado, por lo que será necesario estabilizar el transistor.

## 2.4 Estabilización del Transistor

Llevando a cabo un análisis de estabilidad en la banda de 10.7 a 13.3 GHz mediante la determinación de los factores  $k$  y  $|\Delta|$  del transistor, se obtuvo que aunque el valor absoluto del determinante de la matriz  $S$  es menor a uno (condición necesaria para la estabilidad incondicional más no suficiente), el valor de  $k$  es menor a la unidad, con lo que se tiene una condición de estabilidad condicional. Las gráficas de  $k$  y  $|\Delta|$  se muestran en la figura 2.2.

Es necesario en primer lugar, estabilizar el transistor en toda la banda de frecuencias del amplificador, para posteriormente estabilizarlo en todo el ancho de banda del transistor.

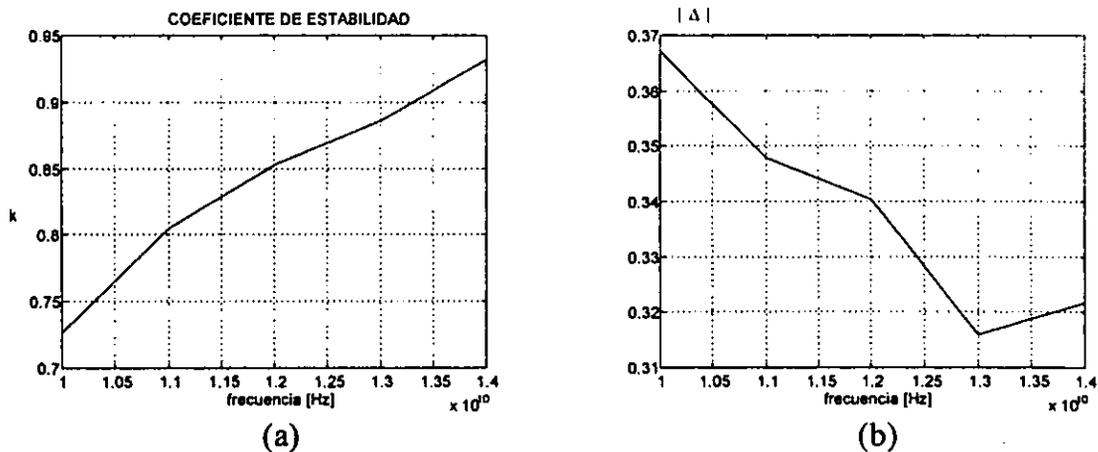


Figura 2.2. Valores de  $k$  y  $|\Delta|$  para el PHEMT 35076

Debido a que el análisis de estabilidad descrito está en función de los parámetros  $S$  del transistor, es posible transformar la matriz  $S$  de la red activa al agregar impedancias en realimentación en serie o en paralelo al bipuerto del transistor, obteniendo así una red aumentada. Calculando la matriz de dispersión del nuevo arreglo es posible determinar el efecto de la adición de las impedancias, esto se obtiene convirtiendo la matriz  $S$  en una matriz de impedancias  $Z$  o en una matriz de admitancias  $Y$ , para de esta forma sumarle la matriz de impedancias o la matriz de admitancias del elemento en serie o en paralelo según corresponda. Para nuestro caso se utiliza un elemento sin pérdidas para no incrementar el ruido en la etapa de amplificación, se utiliza una inductancia en serie entre la fuente del transistor y la tierra del circuito tal como se muestra en la figura 2.3.

El arreglo requerido corresponde a una conexión de bipuertos en serie como la mostrada en la figura 2.4.

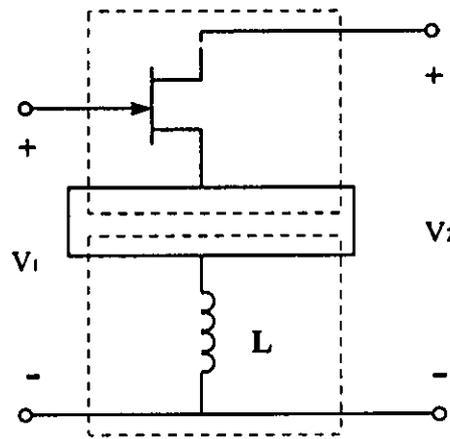


Figura 2.3. Red activa modificada mediante la conexión de un inductor en serie entre la fuente del transistor y la tierra del circuito

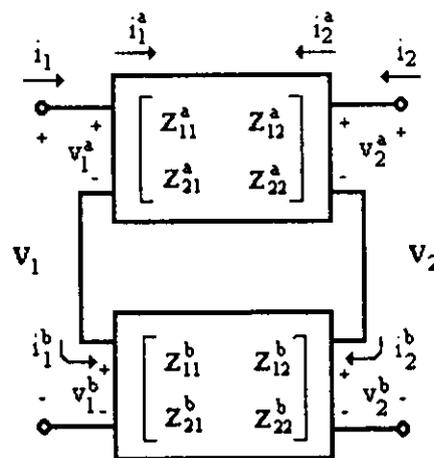


Figura 2.4. Conexión en serie usando parámetros  $Z$

Los parámetros  $Z$  del transistor se obtienen a partir de las siguientes conversiones [VEN90]

$$Z_{11} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2.6)$$

$$Z_{12} = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2.7)$$

$$Z_{21} = \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2.8)$$

$$Z_{22} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2.9)$$

Obteniendo así la matriz  $Z_a$  del bipuerto correspondiente al transistor.

$$z_a = \begin{bmatrix} z_{11}^a & z_{12}^a \\ z_{21}^a & z_{22}^a \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Para la inductancia se tiene la siguiente matriz  $Z_b$ :

$$z_b = \begin{bmatrix} z_{11}^b & z_{12}^b \\ z_{21}^b & z_{22}^b \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

donde:

$$z_{11}^b = z_{12}^b = z_{21}^b = z_{22}^b = j\omega L \quad (2.12)$$

Los parámetros  $Z$  del arreglo total equivalente  $Z_t$  se pueden obtener al sumar los parámetros individuales de cada bipuerto.

$$\begin{bmatrix} z_{11}^t & z_{12}^t \\ z_{21}^t & z_{22}^t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11}^a + z_{11}^b & z_{12}^a + z_{12}^b \\ z_{21}^a + z_{21}^b & z_{22}^a + z_{22}^b \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Para obtener los parámetros de dispersión  $S$  modificados, es necesario efectuar una conversión de parámetros  $Z$  a parámetros  $S$  de acuerdo con las siguientes expresiones [VEN90]

$$S_{11} = \frac{(Z_{11} - 1)(Z_{22} + 1) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + 1)(Z_{22} + 1) - Z_{12}Z_{21}} \quad (2.14)$$

$$S_{12} = \frac{2Z_{12}}{(Z_{11} + 1)(Z_{22} + 1) - Z_{12}Z_{21}} \quad (2.15)$$

$$S_{21} = \frac{2Z_{21}}{(Z_{11} + 1)(Z_{22} + 1) - Z_{12}Z_{21}} \quad (2.16)$$

$$S_{22} = \frac{(\bar{Z}_{11} + 1)(\bar{Z}_{22} - 1) - \bar{Z}_{12}\bar{Z}_{21}}{(Z_{11} + 1)(Z_{22} + 1) - Z_{12}Z_{21}} \quad (2.17)$$

Con los parámetros de dispersión modificados se evalúa nuevamente la estabilidad del transistor y se determina qué valor de inductancia es el indicado para estabilizarlo.

La modificación de la red activa se obtuvo al agregar una inductancia en realimentación serie entre la terminal de fuente del transistor y la tierra del circuito. Una vez efectuado el análisis de la red modificada se obtuvo la estabilización del circuito para dicho intervalo de frecuencias. En la figuras 2.5, 2.6, 2.7 y 2.8 se presentan los resultados para una variación de los valores de inductancia de 20, 40, 60 y 80 pH.

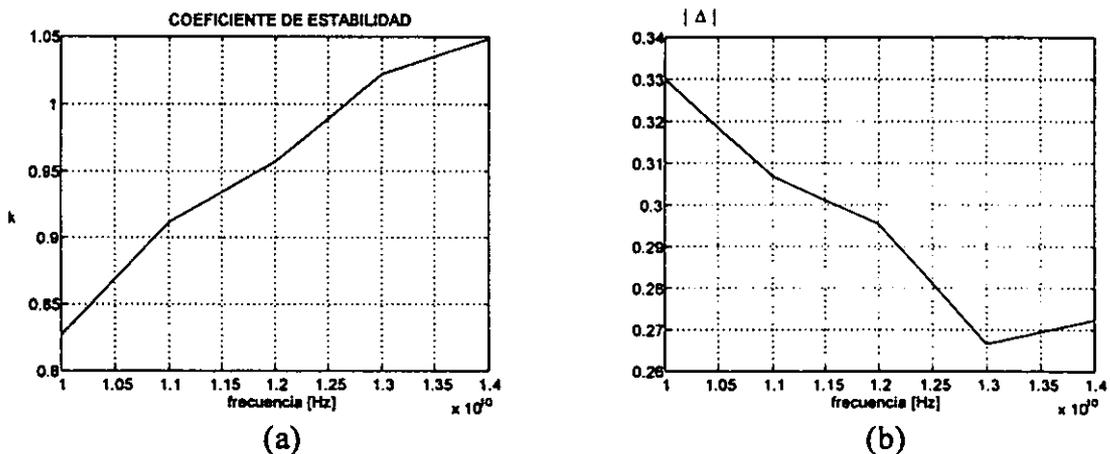
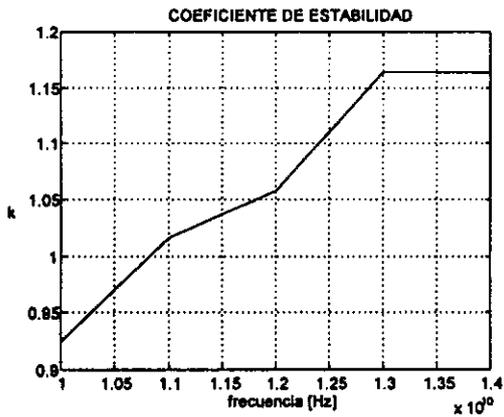
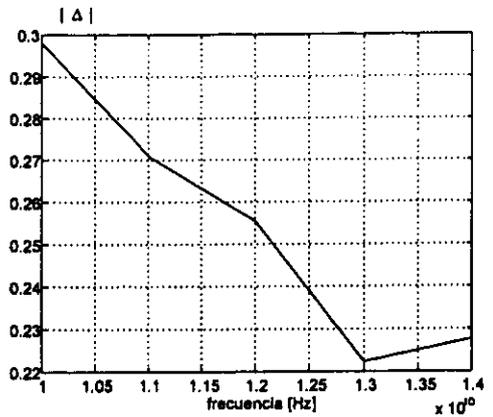


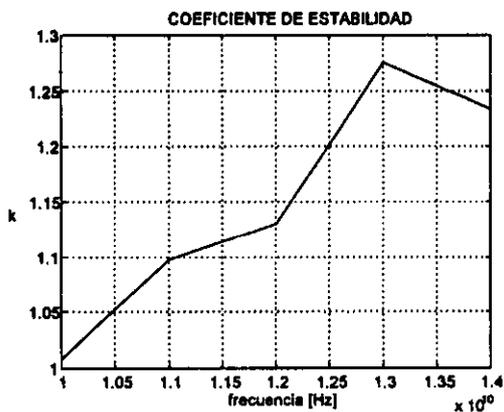
Figura 2.5. Valores de  $k$  y  $|\Delta|$  para  $L=20$  pH



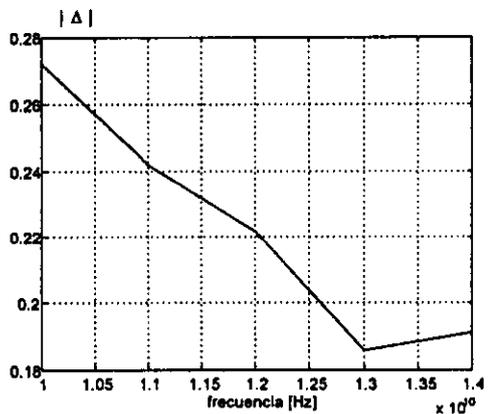
(a)



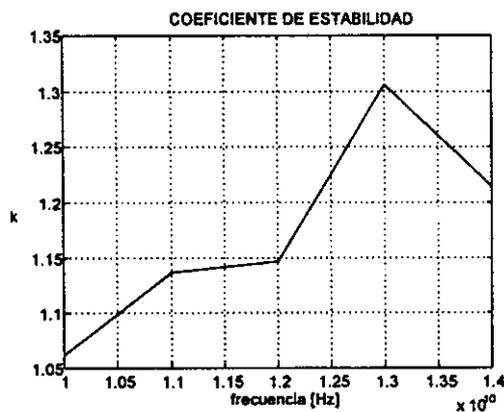
(b)

Figura 2.6. Valores de  $k$  y  $|\Delta|$  para  $L=40$  pH

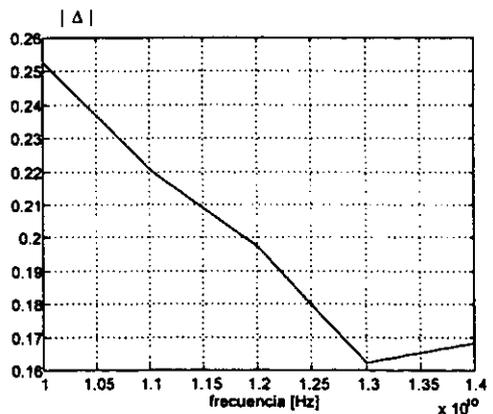
(a)



(b)

Figura 2.7. Valores de  $k$  y  $|\Delta|$  para  $L=60$  pH

(a)



(b)

Figura 2.8. Valores de  $k$  y  $|\Delta|$  para  $L=80$  pH

De las figuras 2.5 a 2.8 puede observarse que el transistor se ubica en la región incondicionalmente estable en el intervalo de frecuencias de interés a partir de una inductancia de 60 pH. Aunque para valores mayores de inductancia se obtiene la condición de estabilidad, el problema de utilizar una inductancia muy grande es el cambio en los parámetros de ruido del transistor. Estos parámetros fueron determinados por el fabricante sin incluir la inductancia en la terminal de fuente, por lo que es recomendable que su valor sea pequeño para así poder usar los parámetros de ruido dados por el fabricante.

Se eligió el valor de inductancia de 60 pH por ser el más pequeño dentro de los que estabilizan al transistor. A la frecuencia de 12 GHz se tiene una impedancia de  $j4.5 \Omega$ , la cual no altera significativamente los parámetros de ruido dados por el fabricante, pero que es suficiente para ubicarlo en la región incondicionalmente estable.

Los parámetros de dispersión originales a la frecuencia de 12 GHz son:

$$\begin{aligned} S_{11} &= -0.6299 - j0.0110 = 0.63 \angle -179 \\ S_{12} &= 0.112 - j0.0621 = 0.128 \angle -29 \\ S_{21} &= 2.9913 + j0.6906 = 3.07 \angle 13 \\ S_{22} &= -0.166 - j0.1443 = 0.22 \angle -139 \end{aligned}$$

Los parámetros de dispersión modificados a 12 GHz son los siguientes:

$$\begin{aligned} S_{11} &= -0.5786 - j0.0996 = 0.587 \angle -170 \\ S_{12} &= 0.0937 + j0.0079 = 0.094 \angle 4.8 \\ S_{21} &= 2.9022 + j0.7830 = 3.005 \angle 15 \\ S_{22} &= -0.1228 - j0.2240 = 0.255 \angle -118 \end{aligned}$$

Puede observarse que el valor del parámetro correspondiente al coeficiente de transmisión en inversa  $S_{12}$  se redujo en un 27 %. Al disminuir la ganancia en la trayectoria de realimentación se consigue que no sea lo suficientemente grande para provocar oscilación.

Aprovechando las ventajas de la realimentación en serie mediante una reactancia inductiva, es posible modificar los parámetros de dispersión  $S$  de la red activa para obtener un circuito estable en el intervalo de frecuencias de interés. El coeficiente de transmisión en inversa, que para ciertos valores provoca inestabilidad, puede ser reducido a niveles lo suficientemente seguros para que el circuito no caiga en una condición de oscilación.

Con el propósito de poder utilizar los parámetros de ruido del transistor dados por el fabricante, debe elegirse un valor de inductancia pequeño (dentro de los que estabilizan al transistor), así como un alto factor de calidad en el inductor.

## 2.5 Redes de Acoplamiento

El acoplamiento de impedancias es ilustrado en la figura 2.9 a través de una red de acoplamiento conectada entre una impedancia de carga y una línea de transmisión. Dicha red de acoplamiento es idealmente sin pérdidas para evitar la disipación de potencia y la atenuación y es diseñada generalmente para que la impedancia vista en la red de acoplamiento sea igual a  $Z_0$ . De esta forma las reflexiones son eliminadas de la línea de transmisión y la máxima potencia es entregada a la carga, además de mejorar la relación señal a ruido del sistema.

El análisis de acoplamiento de circuitos a frecuencias de microondas puede ser llevado a cabo de forma analítica, sin embargo, la complejidad representa una característica de este método. De forma alternativa, la carta Smith provee una ayuda gráfica muy útil en la solución de este problema con exactitudes lo bastante suficientes para la mayoría de los diseños de amplificadores a transistor (de 5 a 10 %). La carta Smith es básicamente un trazado de todas las impedancias pasivas sobre un diagrama polar de los coeficientes de reflexión  $\Gamma$ . Usando la carta Smith normalizada de impedancias y/o admitancias se pueden llevar a cabo los acoplamientos de forma sencilla [POZ90].

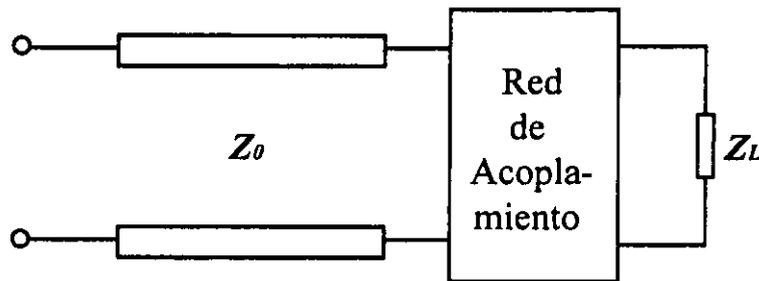


Figura 2.9. Red de acoplamiento de impedancias

El acoplamiento de impedancias normalmente usa elementos sin pérdidas para moverse desde un punto determinado de impedancia o admitancia hacia el centro de la carta Smith donde el coeficiente de reflexión es igual a cero. Es importante que este movimiento se lleve a cabo con el menor número de elementos posible; en el caso de líneas de microcinta se buscará obtener la menor longitud. Los circuitos de acoplamiento pueden tener tanto elementos de parámetros concentrados como elementos de parámetros distribuidos. De esta forma se pueden obtener una gran cantidad de combinaciones y dado que muchas soluciones son posibles, es necesario determinar cuáles ofrecen mayores ventajas en cuanto al desempeño del circuito en el ancho de banda de interés, así como en las consideraciones prácticas.

En la figura 2.10 se muestra el diagrama de un amplificador de una etapa en donde se requiere diseñar el circuito de entrada entre el generador y la carga. Si el diseño fuera a máxima ganancia se buscaría que la potencia disponible del generador fuera entregada a la entrada del transistor, y la potencia máxima de salida del transistor fuera entregada a la

carga. Sin embargo, para nuestro caso se busca un diseño para ruidos mínimos, por lo que a la entrada del transistor se deberá tener una terminación a la impedancia óptima [VEN90].

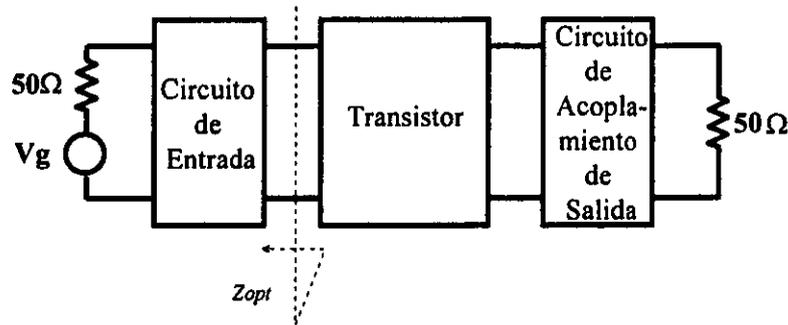


Figura 2.10. Diagrama de un amplificador a transistor de una etapa

De acuerdo a las hojas de datos del ATF 35076 (ver anexo B), se tiene un coeficiente de reflexión óptimo a 12 GHz de  $\Gamma_{opt} = 0.44 \angle 140^\circ$ ; La impedancia y admitancia óptimas se obtienen mediante las ecuaciones

$$Z_{opt} = \frac{1 + \Gamma_{opt}}{1 - \Gamma_{opt}} = 0.4318 + 0.3029j \quad (2.18)$$

y

$$Y_{opt} = \frac{1}{Z_{opt}} = 1.5523 - 1.088j \quad (2.19)$$

Con estos valores normalizados es posible entrar a la carta Smith y encontrar las diferentes posibilidades en cuanto a redes de entrada y determinar cuál de ellas proporciona el mejor desempeño.

Como pueden encontrarse un sinnúmero de posibilidades, se buscará encontrar los circuitos de entrada que presenten mejores desempeños. En el caso de los stubs se preferirán los abiertos sobre los cerrados debido a las ventajas en la construcción de los primeros en los circuitos de microcinta.

Por medio de la carta Smith se obtienen los elementos que permitirán llevar la impedancia del generador al valor de admitancia óptimo,  $Y_{opt}$ , para la frecuencia central de 12 GHz. A continuación se muestra la obtención de dos de las redes de entrada:

### Acoplamiento con capacitancia en paralelo e inductancia en serie

Introduciendo el valor de  $Y_{opt}$  a la carta Smith ZY, puede observarse que es posible llegar a ella desde el centro de la carta a través de una susceptancia en paralelo  $jB=j1.11$  (de A a

B), y una reactancia en serie  $jX=j0.8$  (de B a C). Los elementos correspondientes al sintetizar a 12 GHz son una capacitancia de 294 fF en paralelo al generador y una inductancia en serie de 530 pH.

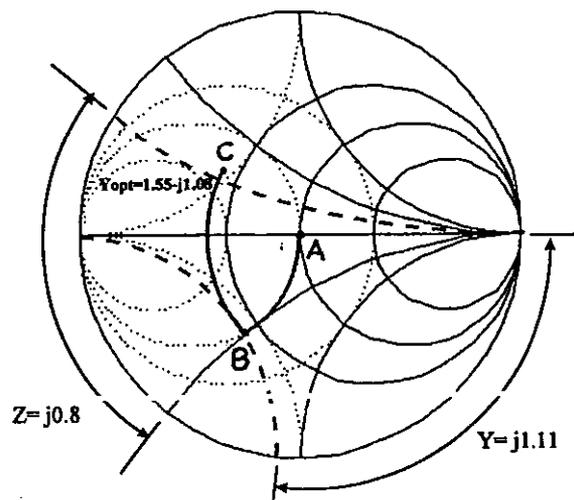


Figura 2.11. Determinación de la red de entrada mediante carta Smith ZY

### Acoplamiento con stub abierto en paralelo y línea en serie

Utilizando la carta Smith de admitancias puede apreciarse que mediante una reactancia formada por un stub abierto en paralelo con una longitud igual a  $0.123\lambda$  (de A a B) y una línea de transmisión en serie de longitud  $0.145\lambda$  (de B a C), se llega al valor de admitancia óptima requerida.

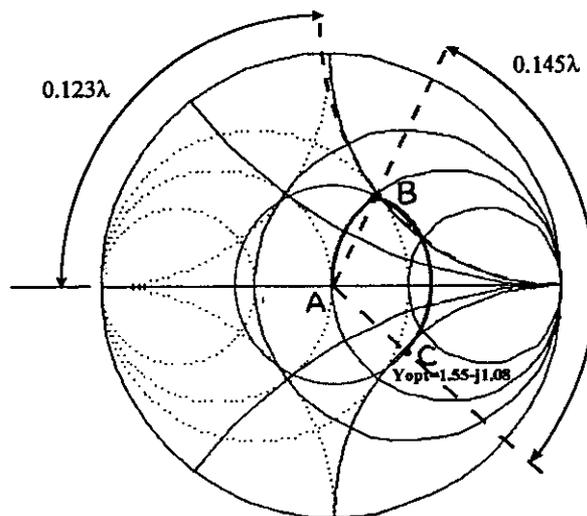


Figura 2.12. Determinación de la red de entrada mediante carta Smith Y

En las figuras 2.13 a 2.18 se presentan algunas posibilidades una vez determinados los valores de los elementos mediante la carta Smith; las impedancia característica de los stubs y de las líneas es de  $50 \Omega$ . Para todos los casos, los circuitos fueron sintetizados de tal manera que la impedancia de salida del circuito de entrada fuera igual a la impedancia óptima a 12 GHz.

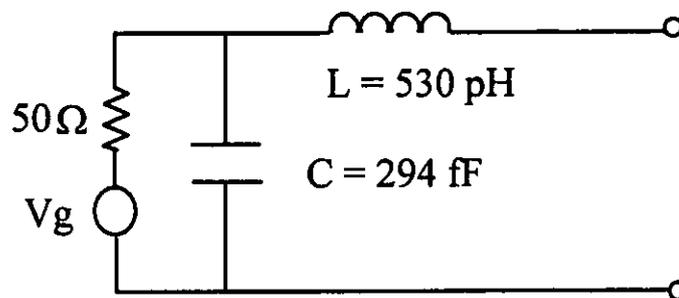


Figura 2.13. Red con capacitancia en paralelo e inductancia en serie

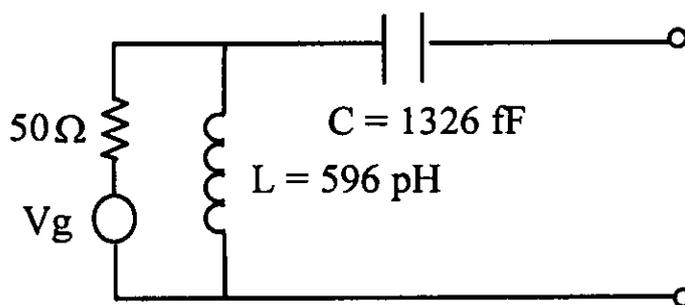


Figura 2.14. Red con inductancia en paralelo y capacitancia en serie

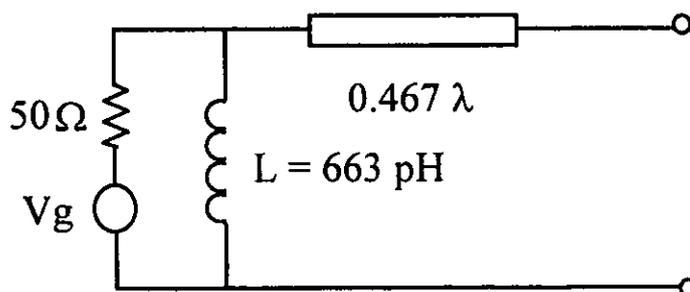


Figura 2.15. Red con inductancia en paralelo y línea en serie

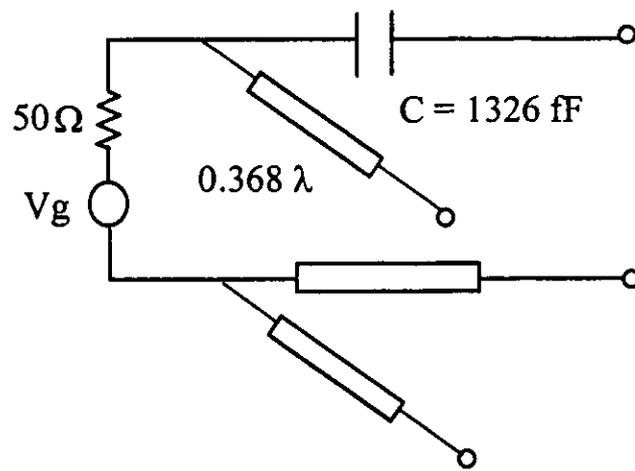
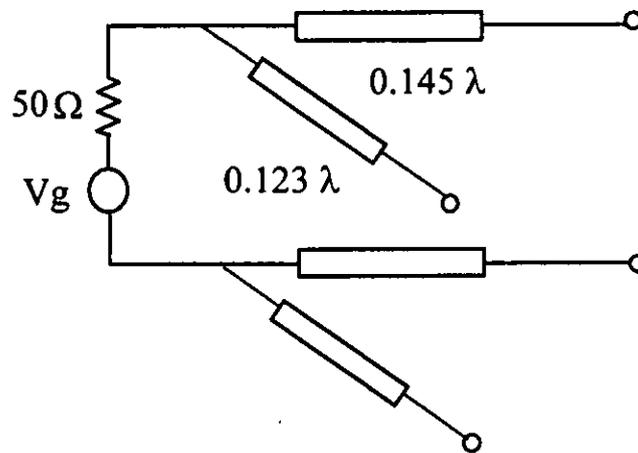
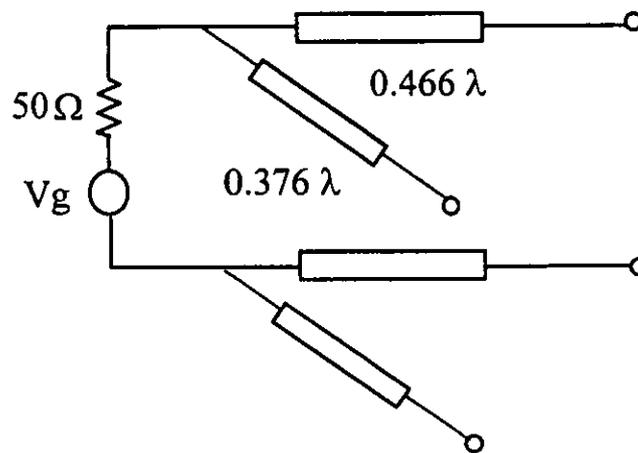


Figura 2.16. Red con stub abierto en paralelo y capacitancia en serie



(a)



(b)

Figura 2.17. Dos posibilidades de redes con stub abierto en paralelo y línea en serie

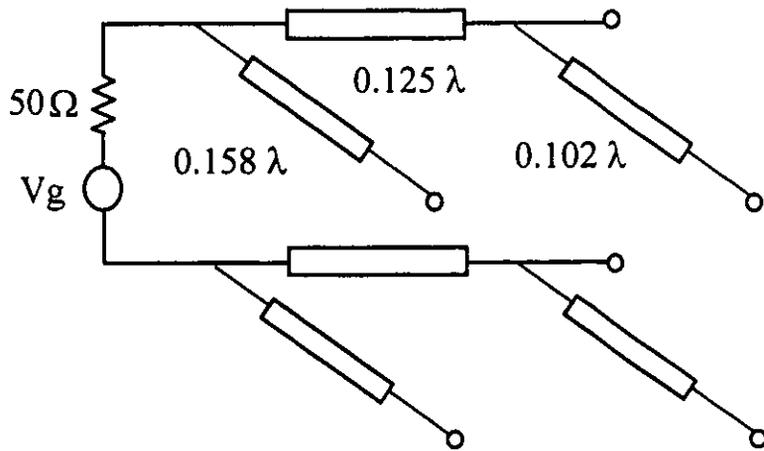


Figura 2.18. Red con doble stub abierto y línea

De acuerdo con los diferentes circuitos de entrada se evaluó cuales de ellos ofrecen mejores ventajas en su implementación. Por la estructura de los arreglos se descartaron algunos de ellos, por ejemplo, los que contienen capacitancia en serie resultan poco prácticos en su construcción. En el caso de haber dos opciones para un mismo arreglo se desecha la que posee mayores longitudes, dado que a mayores longitudes se tienen mayores pérdidas y generalmente menores anchos de banda.

En las figuras 2.19 a 2.22 se muestran los factores y figuras de ruido, así como la impedancia a la entrada del transistor de los circuitos de entrada que son factibles de realizar. Para calcular la figura de ruido se calcula la impedancia de salida de los circuitos correspondientes en el intervalo de 10 a 14 GHz, y se utiliza la expresión (1.107) junto con los parámetros de ruido del transistor.

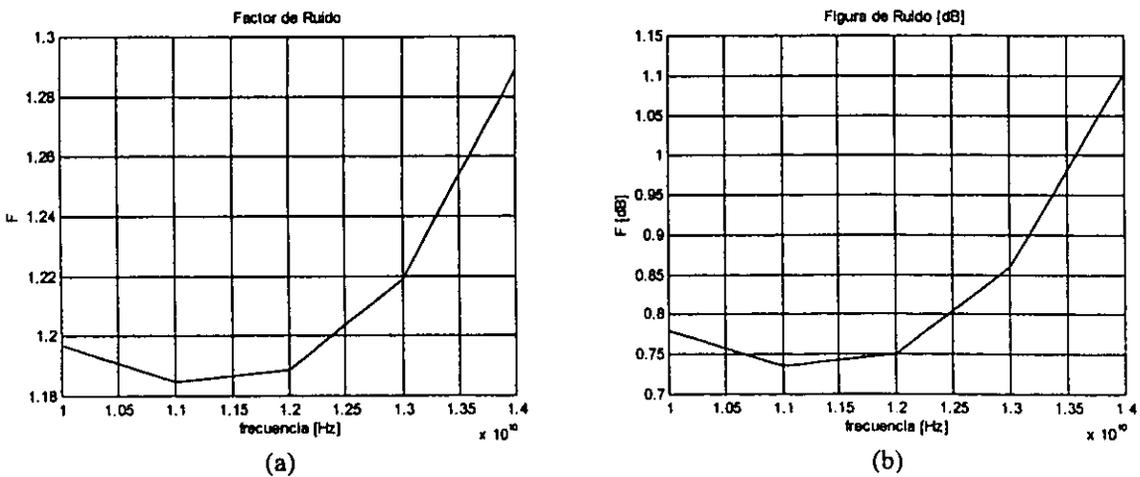


Figura 2.19. Red con capacitancia en paralelo e inductancia en serie (figura 2.13.)

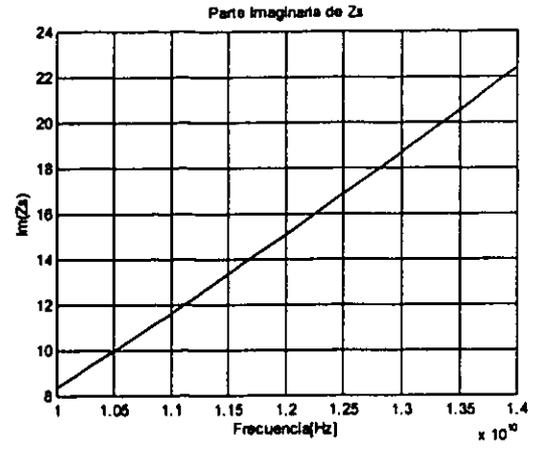
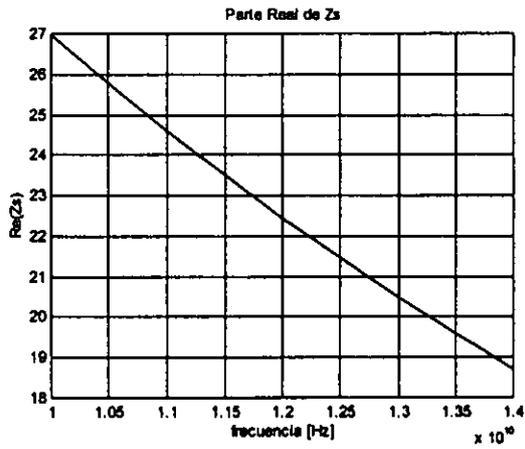


Figura 2.19.a. Red con capacitancia en paralelo e inductancia en serie (figura 2.13.)

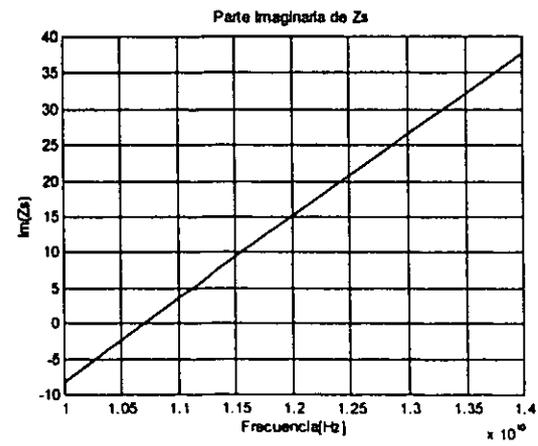
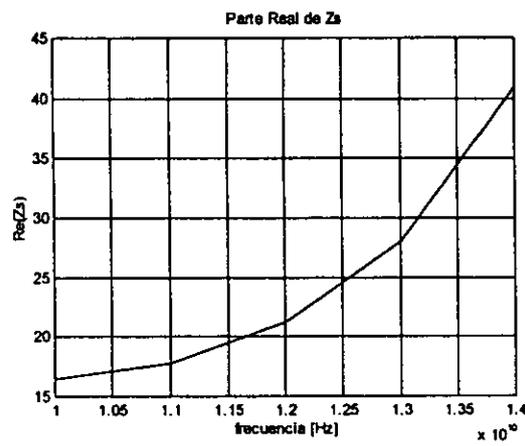
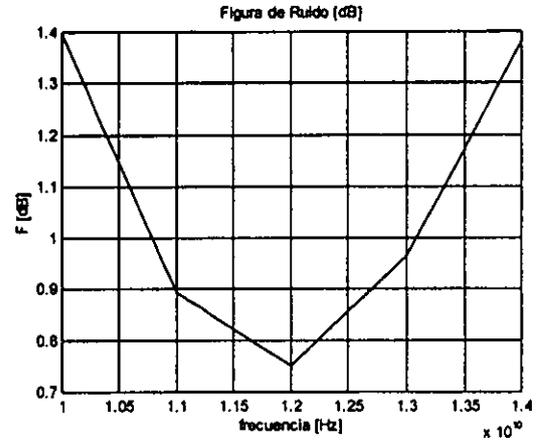
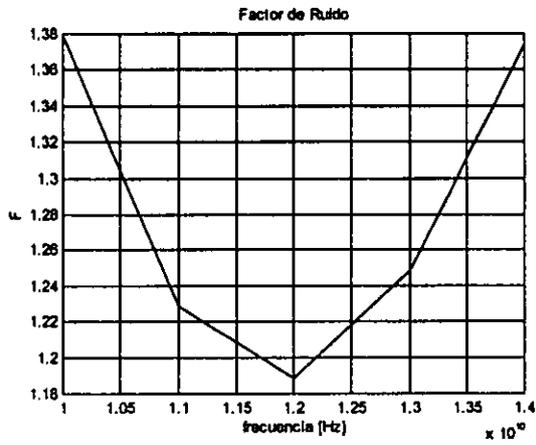
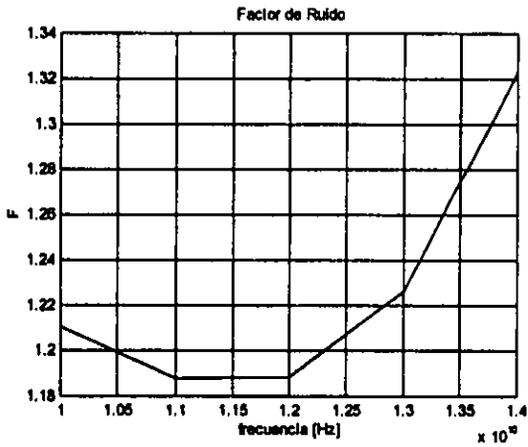
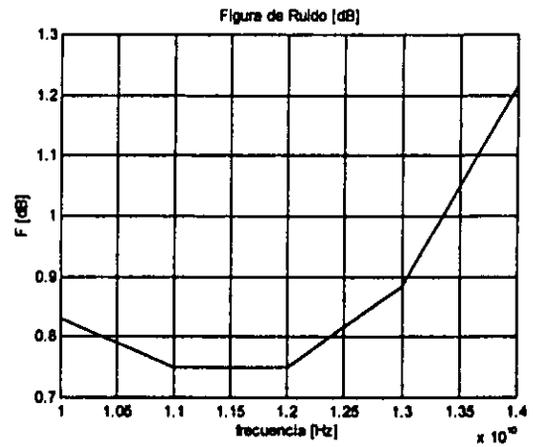


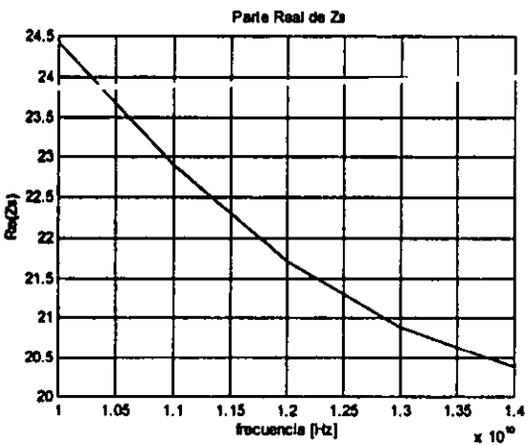
Figura 2.20. Red con inductancia en paralelo y línea en serie (figura 2.15)



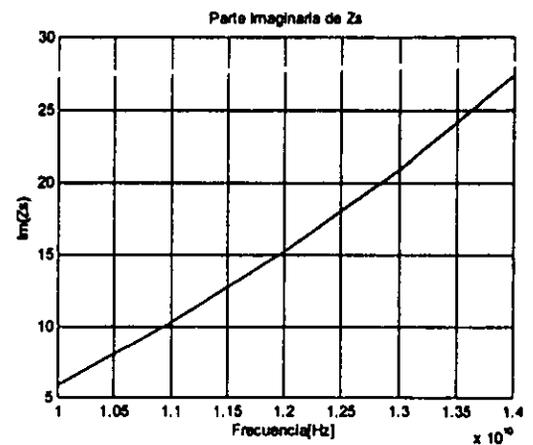
(a)



(b)

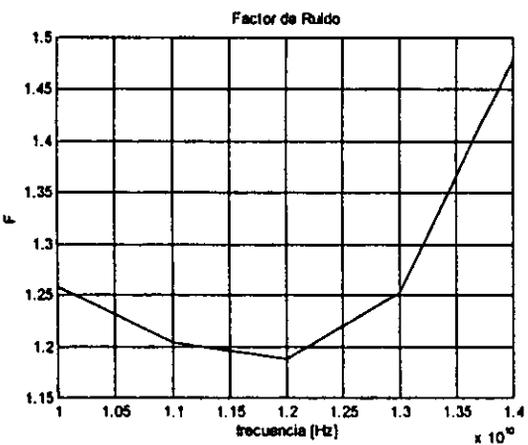


(c)

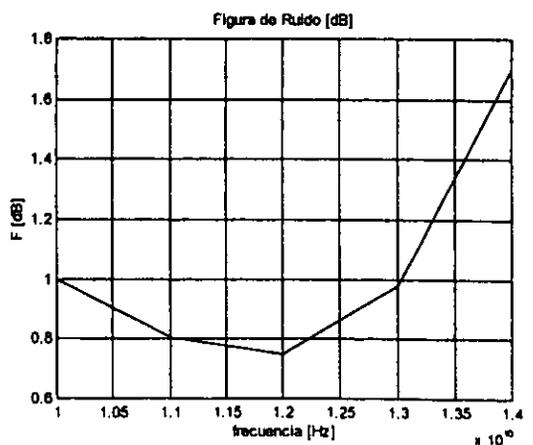


(d)

Figura 2.21. Red con stub y línea, primera opción, (figura 2.17.a)

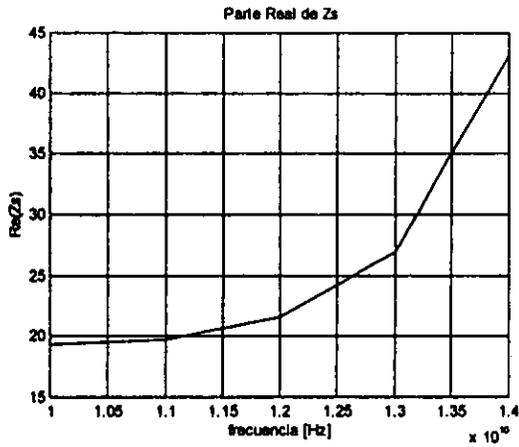


(a)

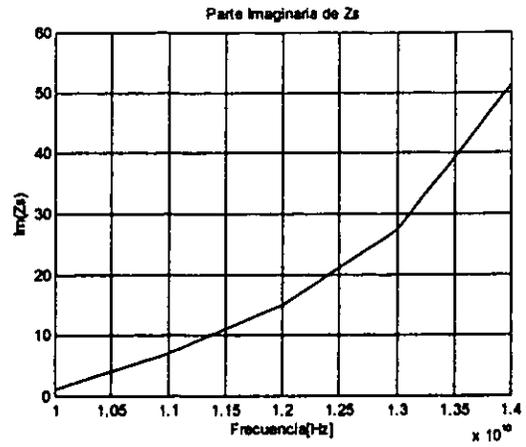


(b)

Figura 2.22.a. Red con doble stub abierto y línea. (figura 2.18)



(c)



(d)

Figura 2.22. Red con doble stub abierto y línea. (figura 2.18)

De las gráficas obtenidas puede apreciarse que se obtienen buenos resultados para los dos arreglos que están contruidos a base de stubs y líneas, se buscará entonces optimizar sus parámetros para mejorar aún más la figura de ruido en el ancho de banda de interés.

## 2.6 Optimización de los Parámetros del Amplificador

En el diseño del presente amplificador se parte desde un diseño simple de una etapa, hasta un diseño multietapa más complejo. Al efectuar el diseño de las diferentes etapas se buscan obtener las mejores características en cuanto a figura de ruido, ganancia y relaciones de onda estacionaria a la entrada y a la salida. Sin embargo, de acuerdo a la etapa que se esté diseñando, algunas de las características anteriores tendrán mayor importancia sobre las otras, por lo que el énfasis en el diseño de dicha etapa será minimizarlas o maximizarlas hasta los niveles previamente definidos en las especificaciones originales.

El diseño de las redes de acoplamiento permite en primera instancia obtener un circuito que presenta buenas características para la frecuencia a la cual se está acoplando. Sin embargo, dado que el amplificador deberá trabajar no solo en esa frecuencia sino en todo un ancho de banda, los parámetros no serán tan buenos para las frecuencias restantes en dicha banda de interés. Por esta razón es necesario optimizar el circuito de acoplamiento. La optimización consiste en modificar los diferentes parámetros de los elementos que conforman la red, para que con tales cambios se pueda obtener la respuesta del circuito que proporcione los mejores valores en los parámetros del amplificador. Este proceso tiene que ver con minimizar o maximizar una función dada,

$$E = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$$

donde  $x_i$  son los valores de los parámetros de los elementos que al ser optimizados proveerán una respuesta en el circuito que sea lo más cercana a la especificada. Se buscará minimizar o maximizar la función  $E$  mediante múltiples iteraciones.

En el presente trabajo se utilizó el comando *fmins* del programa MATLAB, que minimiza una función de varias variables entregando un vector que es un minimizador local de la función cercana al vector de parámetros iniciales.

La primera fase de la optimización se lleva a cabo en la red de acoplamiento a la entrada del transistor de la primera etapa. El propósito es encontrar el promedio de la figura de ruido mínima en todo el ancho de banda del amplificador.

Optimizando dos de los circuitos de acoplamiento que mejor respuesta presentaron, el arreglo stub y línea, y el arreglo línea con doble stub, se analizaron diferentes funciones de optimización, sus desempeños son mostrados en las figuras 2.23 a 2.42, se presentan la funciones de optimización en términos de la notación que utiliza MATLAB, el vector de optimización y el promedio en el ancho de banda.

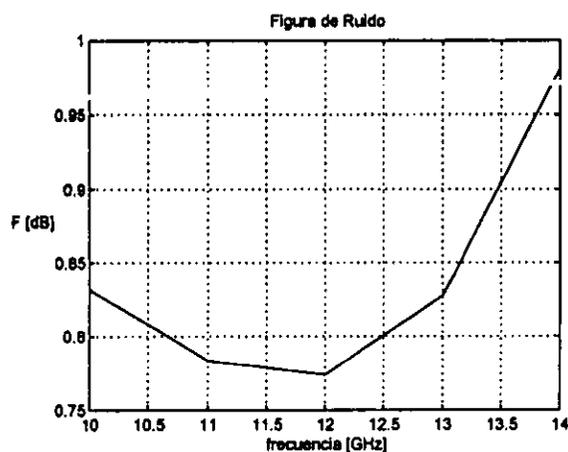
La función de optimización,  $E$ , es la función a minimizar, como en este caso el parámetro de interés es la figura de ruido, se evalúan diferentes posibilidades como son su promedio, el valor máximo, el valor mínimo, el producto y algunas otras funciones. El comando *fmins* modificará los parámetros de la red dentro de ciertos límites, hasta converger al vector de optimización.

El vector de optimización,  $x_{opt}$ , es el minimizador de la función, sus elementos representan los parámetros de la red de entrada. El primero y segundo elemento corresponden a la impedancia característica y a la longitud eléctrica del stub, respectivamente, mientras que el tercero y cuarto corresponden a la impedancia característica y a la longitud eléctrica de la línea, de forma respectiva.

En el caso de la red con doble stub y línea se muestran los resultados incluyendo los dos parámetros adicionales del segundo stub.

Finalmente se presenta el promedio de la figura de ruido en el intervalo de 10 a 14 GHz.

### Red con stub y línea

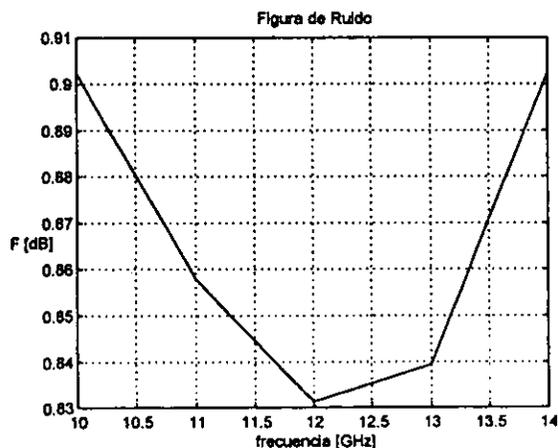


$$E_1 = \text{sum}(F)/5$$

$$x_{opt} = 49.22 \quad 39.70^\circ \quad 80.00 \quad 27.72^\circ$$

$$\text{promedio} = 0.84$$

Figura 2.23. Optimización de figura de ruido con función  $E_1$



$$E_2 = \text{max}(F)$$

$$x_{opt} = 67.01 \quad 42.09^\circ \quad 65.97 \quad 29.22^\circ$$

$$\text{promedio} = 0.87$$

Figura 2.24. Optimización de figura de ruido con función  $E_2$

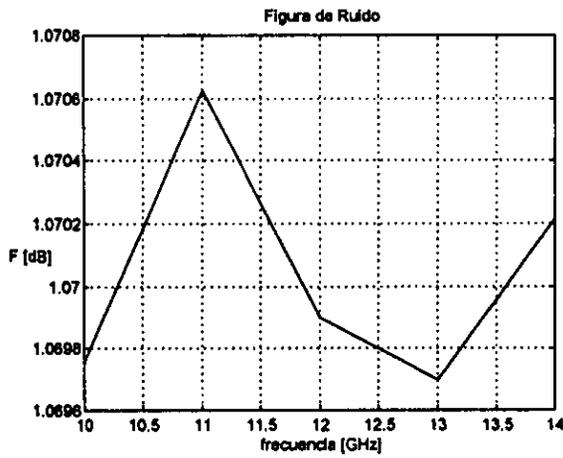


Figura 2.25. Optimización de figura de ruido con función  $E_3$

$$E_3 = std(F)$$

xopt = 116.00 51.13° 72.00 9.61°

promedio = 1.07

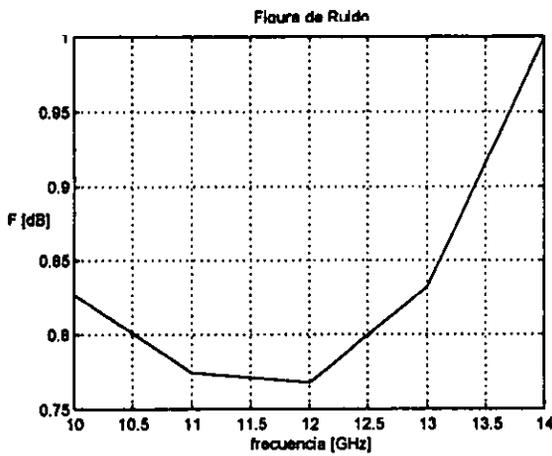


Figura 2.26. Optimización de figura de ruido con función  $E_4$

$$E_4 = prod(F)$$

xopt = 40.00 34.65° 75.71 30.13°

promedio = 0.84

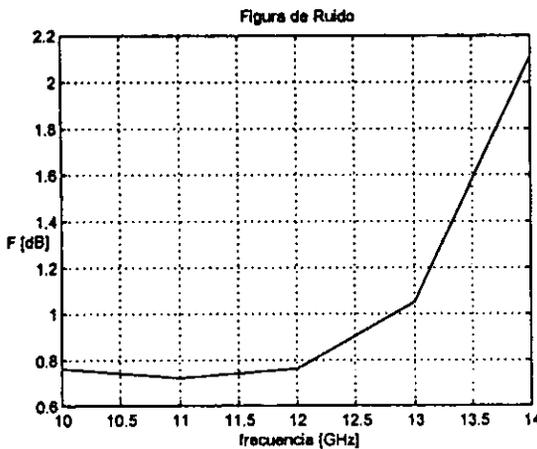
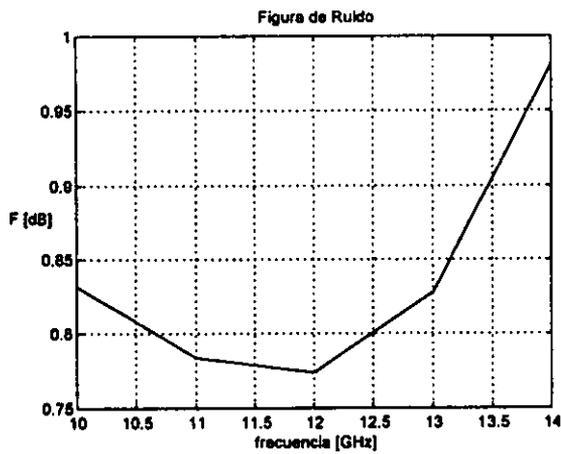


Figura 2.27. Optimización de figura de ruido con función  $E_5$

$$E_5 = median(F)$$

xopt = 108.44 65.90° 69.50 39.56°

promedio = 1.08

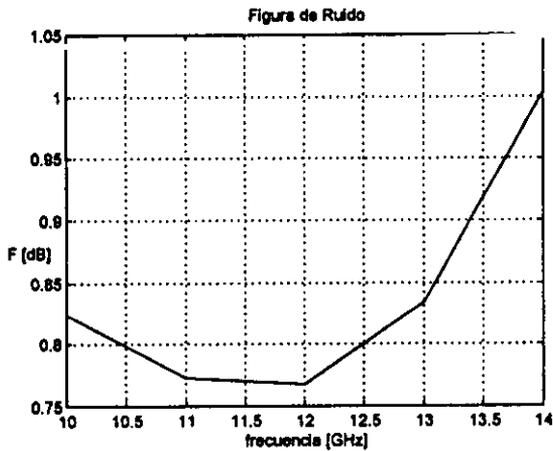


$$E_6 = \text{sum}(F)^{\text{sum}(F)}$$

$$x_{\text{opt}} = 49.22 \quad 39.70^\circ \quad 80.00 \quad 27.72^\circ$$

$$\text{promedio} = 0.84$$

Figura 2.28. Optimización de figura de ruido con función  $E_6$

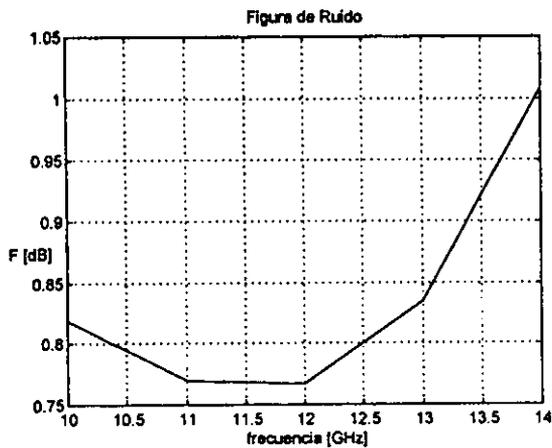


$$E_7 = \text{sum}(F)^{(\text{prod}(F) * \text{prod}(F))}$$

$$x_{\text{opt}} = 40.00 \quad 34.53^\circ \quad 76.16 \quad 30.15^\circ$$

$$\text{promedio} = 0.84$$

Figura 2.29. Optimización de figura de ruido con función  $E_7$

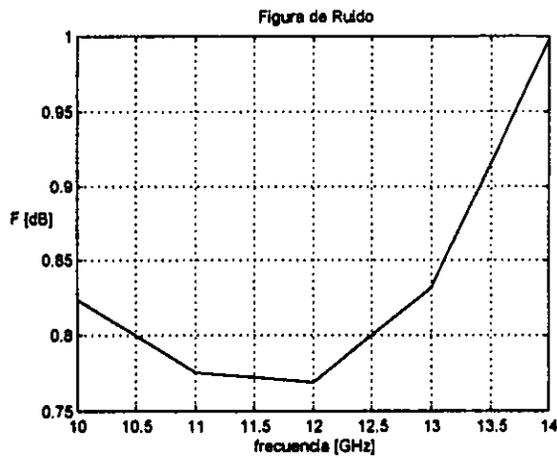


$$E_8 = \text{prod}(F)^{\text{sum}(F)}$$

$$x_{\text{opt}} = 40.00 \quad 34.81^\circ \quad 79.43 \quad 28.90^\circ$$

$$\text{promedio} = 0.84$$

Figura 2.30. Optimización de figura de ruido con función  $E_8$

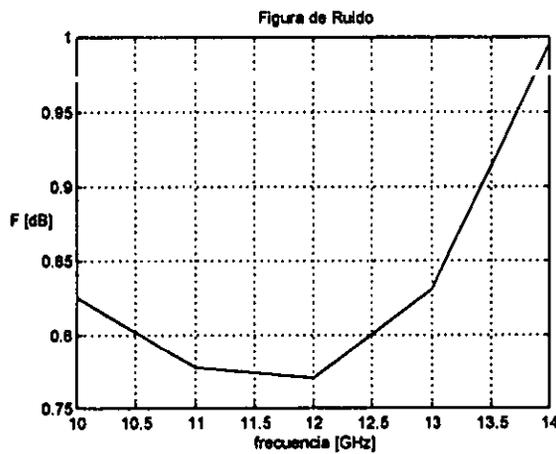


$$E_9 = \text{sum}(F) \wedge \text{prod}(F)$$

$$x_{\text{opt}} = 43.83 \quad 37.08^\circ \quad 80.00 \quad 28.31^\circ$$

$$\text{promedio} = 0.84$$

Figura 2.31. Optimización de figura de ruido con función  $E_9$



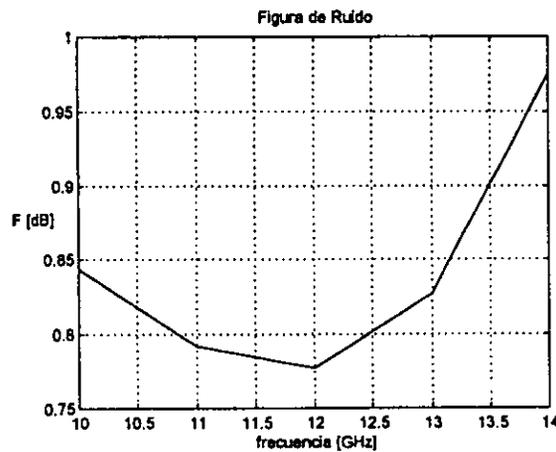
$$E_{10} = \text{sum}(F) * \text{prod}(F)$$

$$x_{\text{opt}} = 48.62 \quad 39.67^\circ \quad 80.00 \quad 28.19^\circ$$

$$\text{promedio} = 0.84$$

Figura 2.32. Optimización de figura de ruido con función  $E_{10}$

### Red con doble stub y línea



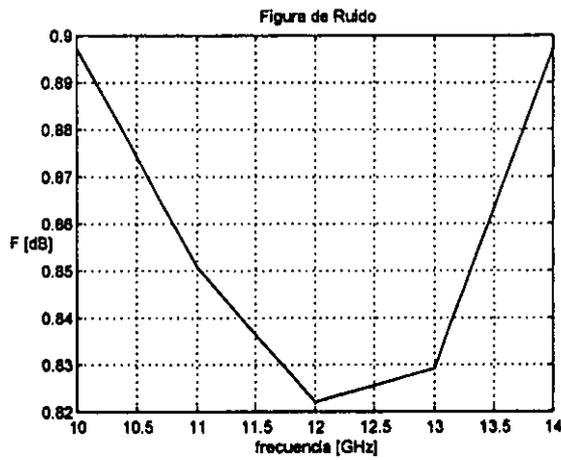
$$E_{11} = \text{sum}(F) / 5$$

$$x_{\text{opt}} = 53.65 \quad 40.93^\circ \quad 69.33 \quad 32.43^\circ$$

$$115.96 \quad 0^\circ$$

$$\text{promedio} = 0.84$$

Figura 2.33. Optimización de figura de ruido con función  $E_{11}$

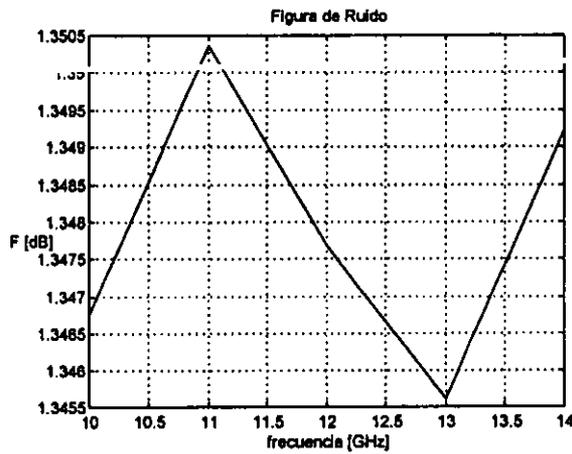


$$E_{12} = \max(F)$$

xopt = 62.38 43.80° 77.30 24.07°  
76.68 0°

promedio = 0.86

Figura 2.34. Optimización de figura de ruido con función  $E_{12}$

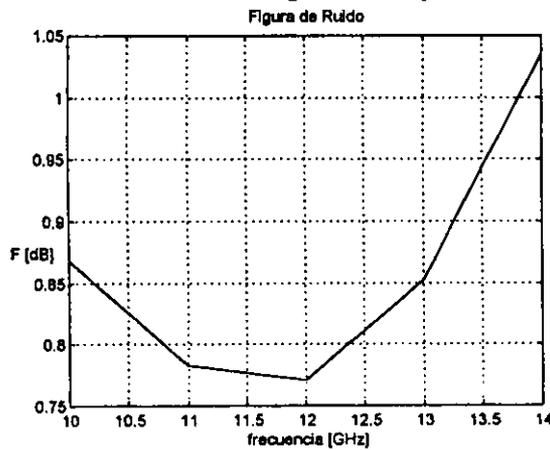


$$E_{13} = \text{std}(F)$$

xopt = 66.54 0° 47.07 55.93°  
51.71 19.41°

promedio = 1.35

Figura 2.35. Optimización de figura de ruido con función  $E_{13}$

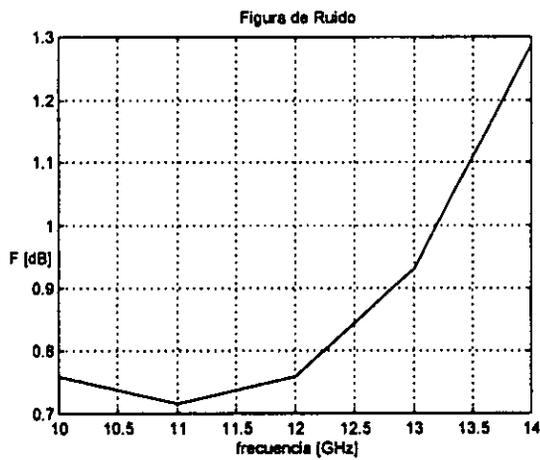


$$E_{14} = \text{prod}(F)$$

xopt = 71.57 37.38° 40.00 75.66°  
107.01 0°

promedio = 0.86

Figura 2.36. Optimización de figura de ruido con función  $E_{14}$

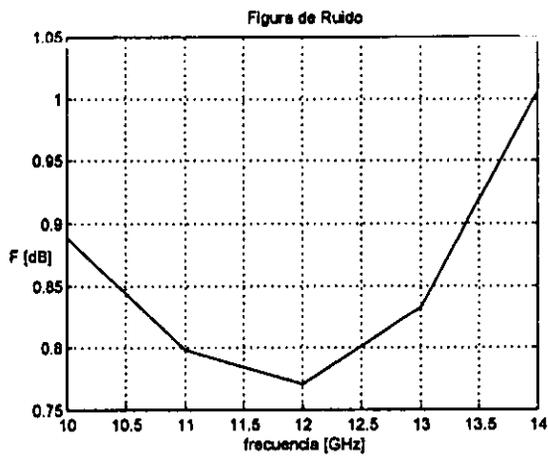


$$E_{13} = \text{median}(F)$$

$$x_{opt} = 41.69 \quad 40.25^\circ \quad 73.59 \quad 36.29^\circ \\ 109.94 \quad 0^\circ$$

$$\text{promedio} = 0.89$$

Figura 2.37. Optimización de figura de ruido con función  $E_{13}$

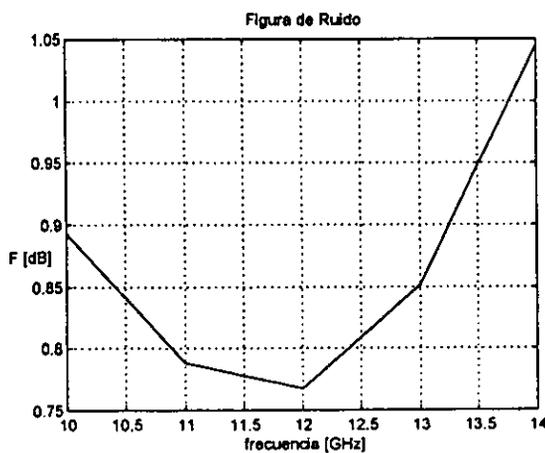


$$E_{16} = \text{sum}(F)^{\text{sum}(F)}$$

$$x_{opt} = 0.0000 \quad 0^\circ \quad 66.43 \quad 34.83^\circ \\ 113.49 \quad 31.45^\circ$$

$$\text{promedio} = 0.86$$

Figura 2.38. Optimización de figura de ruido con función  $E_{16}$

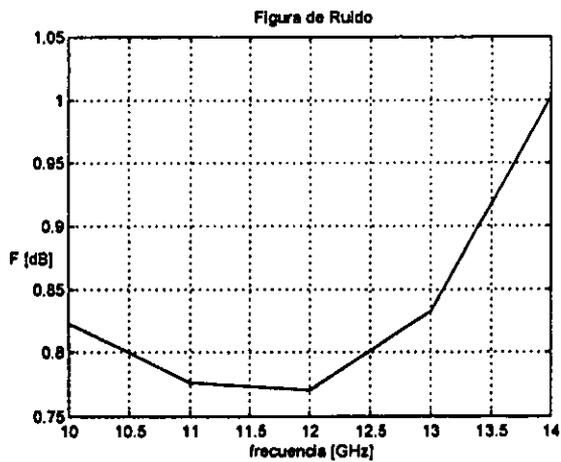


$$E_{17} = \text{sum}(F)^{(\text{prod}(F) * \text{prod}(F))}$$

$$x_{opt} = 40.11 \quad 28.86^\circ \quad 40.15 \quad 70.59^\circ \\ 116.00 \quad 19.35^\circ$$

$$\text{promedio} = 0.87$$

Figura 2.39. Optimización de figura de ruido con función  $E_{17}$

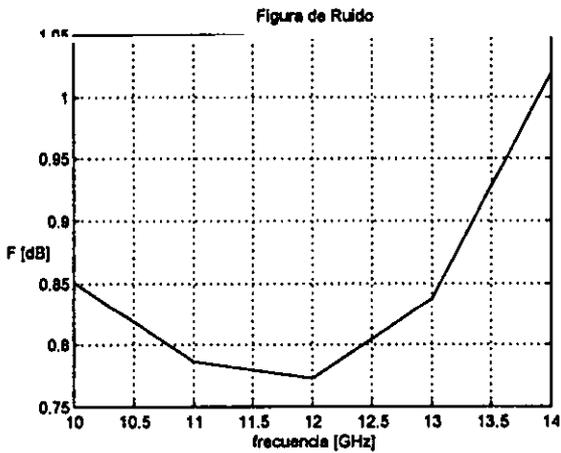


$$E_{18} = \text{prod}(F)^{\text{sum}(F)}$$

xopt = 53.94 42.48° 80.00 28.36°  
 94.79 0.01°

promedio = 0.84

Figura 2.40. Optimización de figura de ruido con función  $E_{18}$

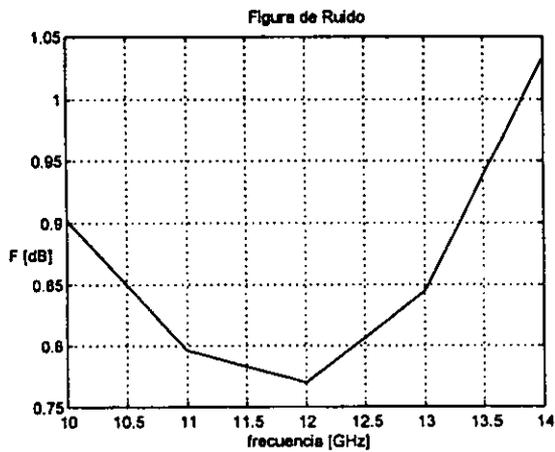


$$E_{19} = \text{sum}(F)^{\text{prod}(F)}$$

xopt = 40.08 36.70° 80.00 28.96°  
 108.93 19.31°

promedio = 0.85

Figura 2.41. Optimización de figura de ruido con función  $E_{19}$



$$E_{20} = \text{sum}(F) * \text{prod}(F)$$

xopt = 40.00 30.69° 42.12 64.30°  
 116.00 21.62°

promedio = 0.87

Figura 2.42. Optimización de figura de ruido con función  $E_{20}$

De los resultados obtenidos puede observarse que el promedio de figura de ruido más bajo para el primer circuito es de 0.84, mientras que para el segundo es de 0.85. Además la red stub línea es mucho más simple de implantar, por consiguiente se elige la red stub-línea para efectuar el circuito de entrada del amplificador.

El circuito hasta este punto es mostrado en la figura 2.43.

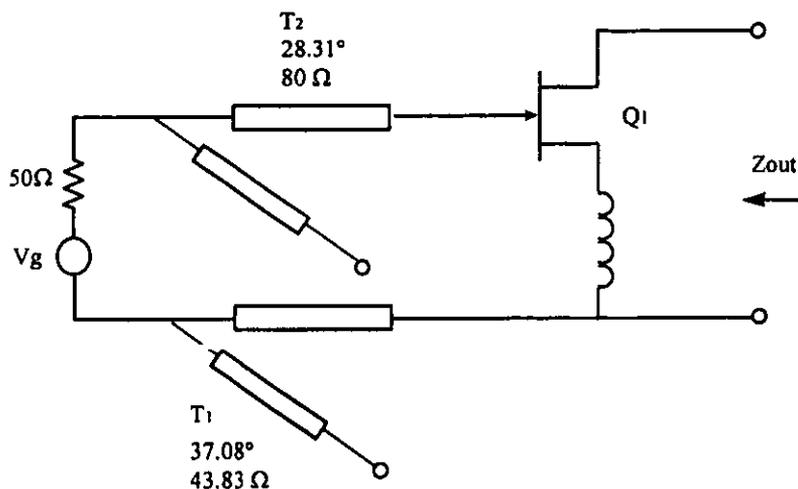
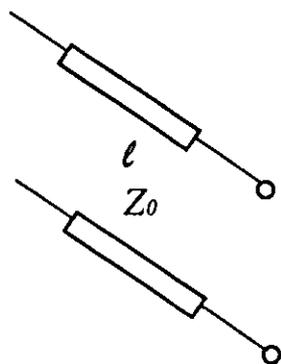


Figura 2.43. Red en la etapa de entrada del transistor

Una vez determinado la red en la entrada, es necesario acoplar la salida del transistor. Para este propósito es necesario determinar la impedancia de salida  $Z_{out}$ . Obteniendo la matriz  $ABCD$  de cada uno de los elementos que integran el circuito, es posible determinar la matriz equivalente del mismo mediante el producto de las matrices individuales.

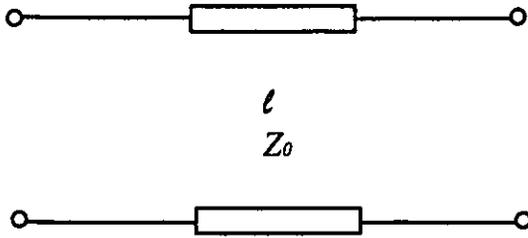
A continuación se presentan los elementos junto con sus correspondientes matrices  $ABCD$

a) Stub



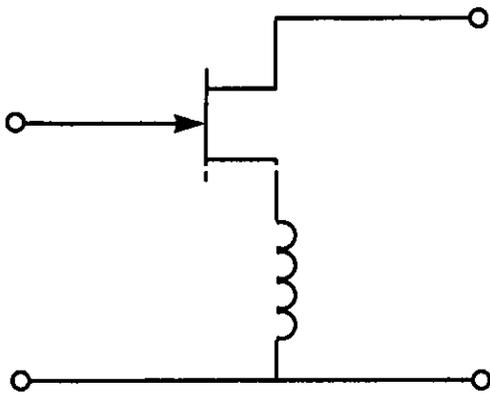
$$ABCD_{stub} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_0} \tan \beta l & 1 \end{bmatrix}$$

b) Línea de transmisión



$$ABCD_{linea} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \operatorname{sen} \beta l \\ j \frac{1}{Z_0} \operatorname{sen} \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix}$$

c) Transistor



$$ABCD_T = \begin{bmatrix} A_T & B_T \\ C_T & D_T \end{bmatrix}$$

$$A_T = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$B_T = Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$C_T = \frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$D_T = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

Figura 2.44. Elementos de la primera etapa junto con sus matrices de transmisión

Obteniendo la matriz  $ABCD$  equivalente

$$ABCD_{eq} = ABCD_{stu} ABCD_{linea} ABCD_T \quad (2.20)$$

La impedancia  $Z_{out}$  es evaluada mediante la siguiente expresión

$$Z_{out} = \frac{DZ_f + B}{CZ_f + A} \quad (2.21)$$

Donde  $Z_f$  es la impedancia de salida del generador.

Sustituyendo en la expresión anterior los elementos de la matriz  $ABCD_{eq}$  se obtiene el valor de la impedancia a la salida del transistor a 12 GHz.

$$Z_{out} = 29.41 - j11.86$$

Se requiere entonces de una red para efectuar el acoplamiento con la carga de  $50 \Omega$ . Usando nuevamente la carta Smith se obtuvieron diferentes redes, las cuales se muestran en las siguientes figuras.

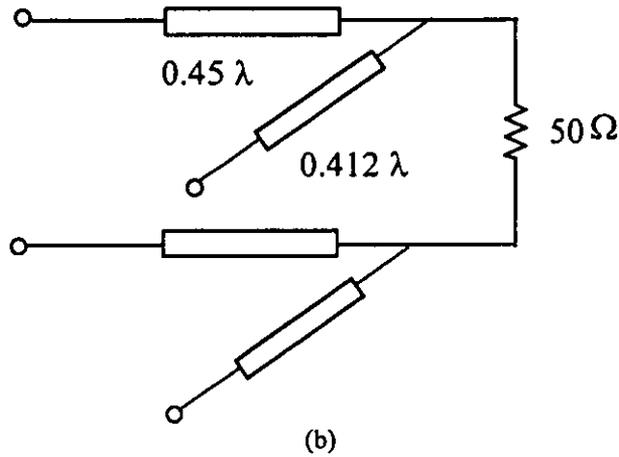
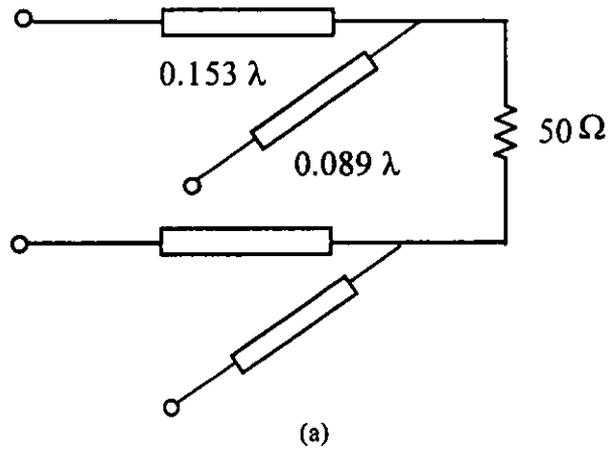


Figura 2.45. Dos posibilidades de acoplamiento con línea y stub abierto

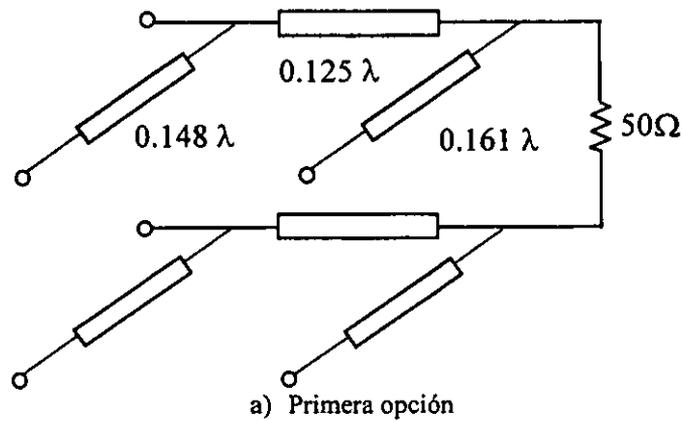
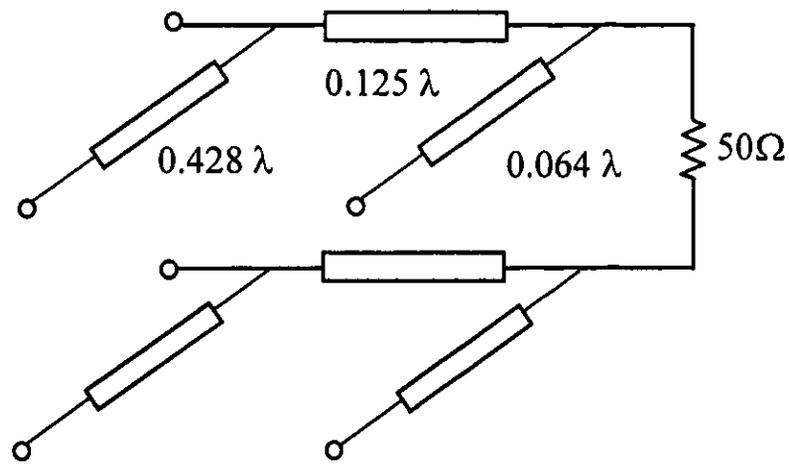


Figura 2.46.a. Dos posibilidades de acoplamiento con doble stub y línea



(b) Segunda opción

Figura 2.46. Dos posibilidades de acoplamiento con doble stub y línea

A continuación se muestran los valores de relación de onda estacionaria en la salida del amplificador para cada uno de los circuitos propuestos.

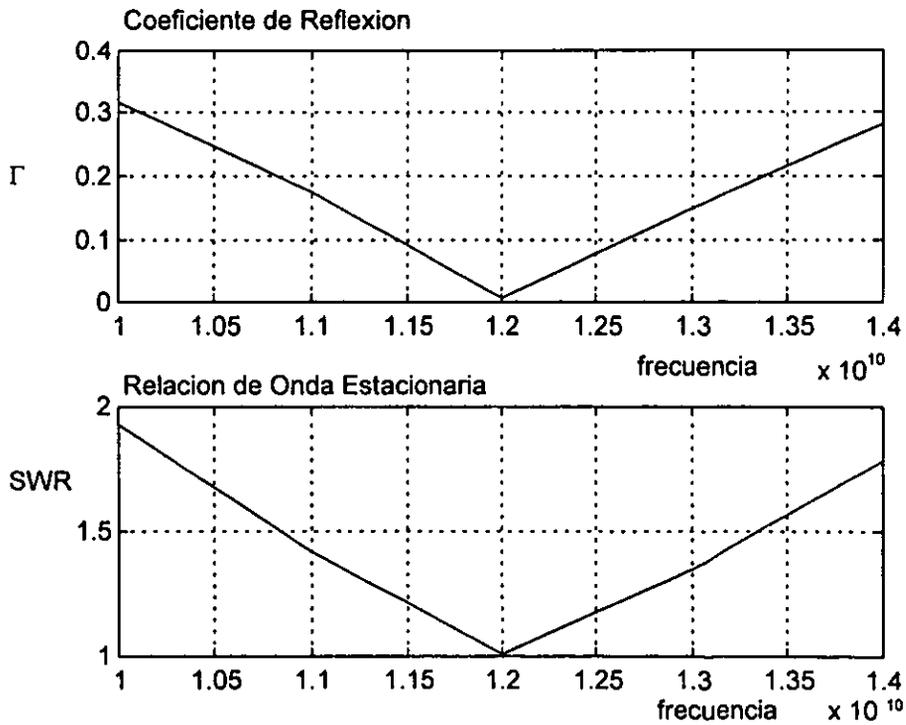


Figura 2.47. Acoplamiento con línea y stub, primera opción

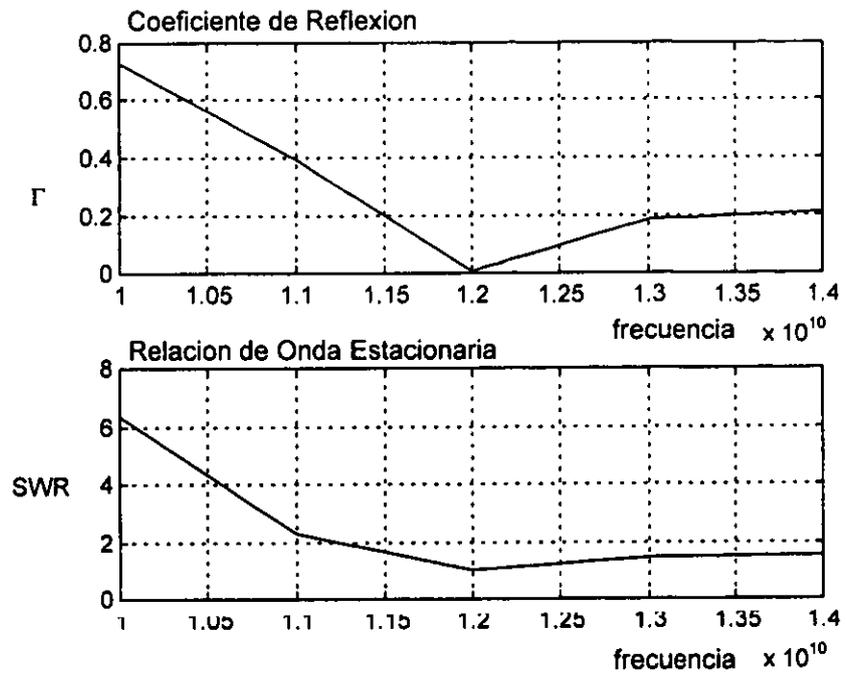


Figura 2.48. Acoplamiento con línea y stub, segunda opción

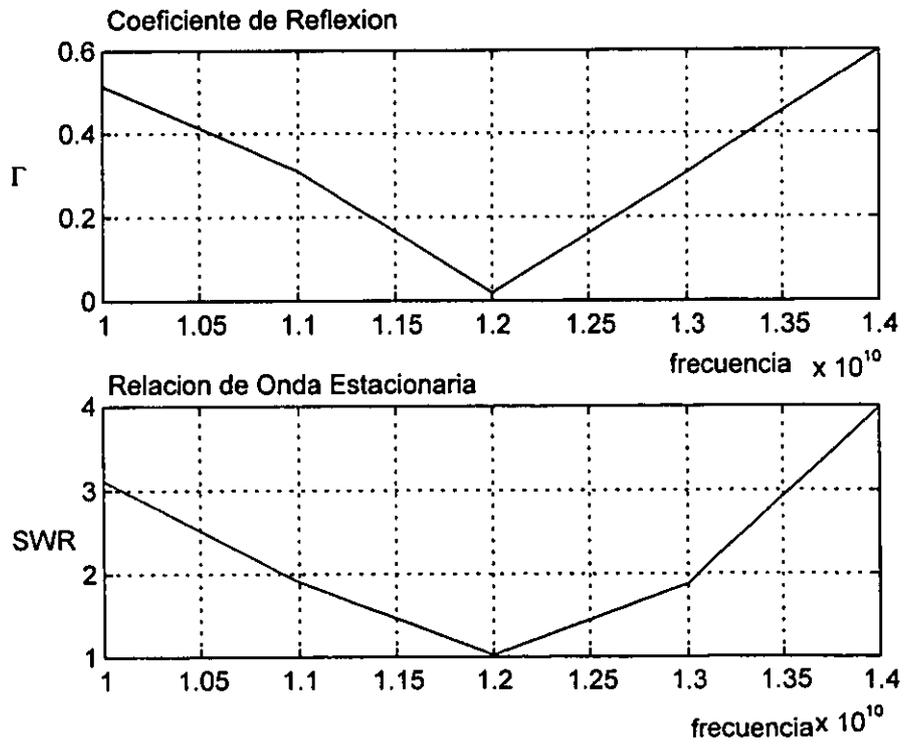


Figura 2.49. Acoplamiento con doble stub y línea, primera opción

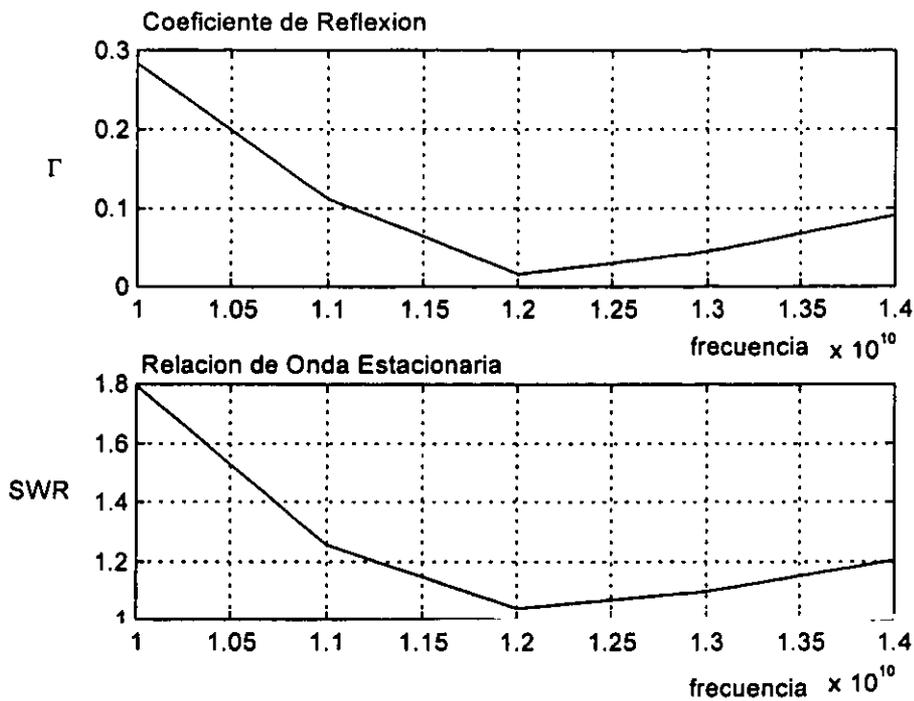
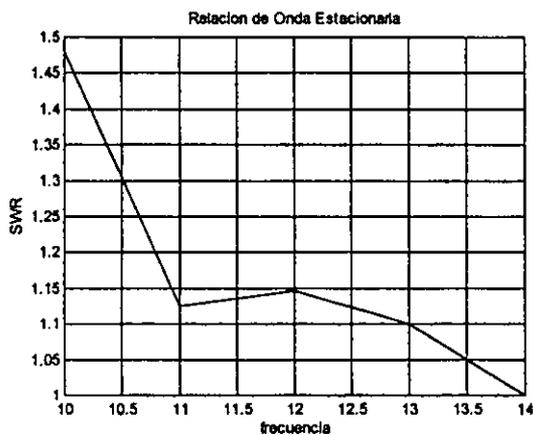


Figura 2.50. Acoplamiento con doble stub y línea, segunda opción

De los resultados obtenidos puede apreciarse que la red que posee menor relación de onda estacionaria es la segunda opción del acoplamiento con doble stub y línea. Por lo que el siguiente paso será optimizar los parámetros de esta red en el ancho de banda del amplificador. Optimizando las longitudes eléctricas y las impedancias características de los stubs y de la línea, se presentan en las figuras 2.51 a 2.55 los resultados obtenidos. El primer elemento del vector  $x_{opt}$ , para este caso, corresponde a la impedancia característica en Ohms del primer stub, mientras que el segundo elemento del vector es su longitud eléctrica en grados, los elementos restantes pertenecen en ese mismo orden para la línea y el segundo stub, respectivamente.

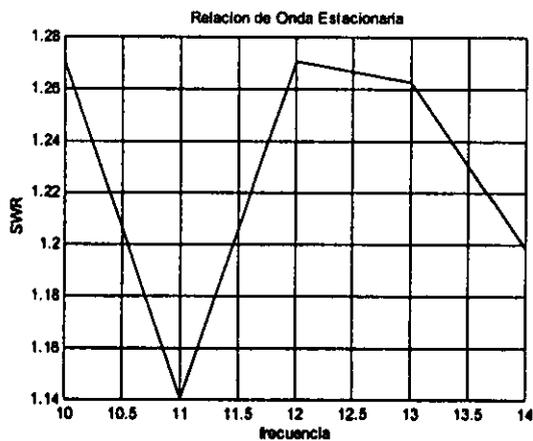


$$E_{21} = \text{sum}(\Gamma)/5$$

$$x_{opt} = 53.46 \quad 158.38^\circ \quad 66.59$$

$$24.98^\circ \quad 40.00 \quad 20.76^\circ$$

Figura 2.51. Optimización de la relación de onda estacionaria con función  $E_{21}$

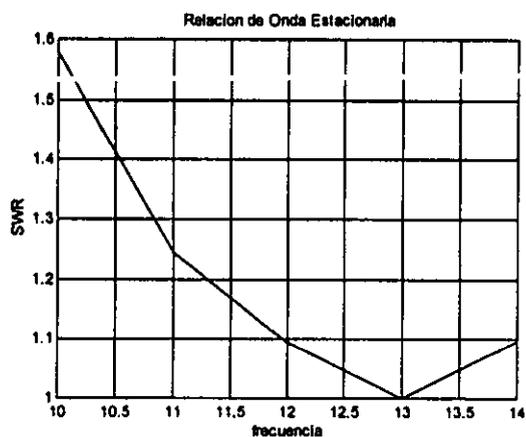


$$E_{22} = \max(\Gamma)$$

$$x_{opt} = 60.72 \quad 166.22^\circ \quad 66.68$$

$$30.13^\circ \quad 40.24 \quad 16.98^\circ$$

Figura 2.52. Optimización de la relación de onda estacionaria con función  $E_{22}$

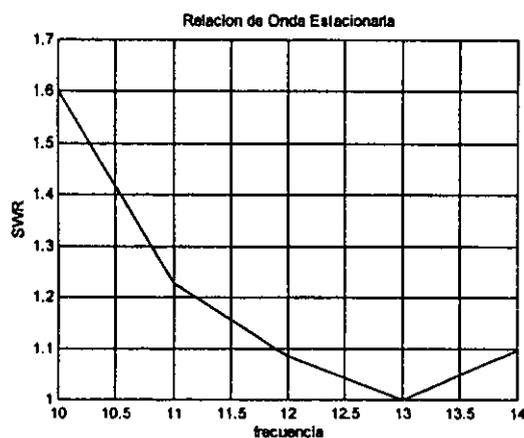


$$E_{23} = \min(\Gamma)$$

$$x_{opt} = 51.19 \quad 160.89^\circ \quad 50.03$$

$$44.35^\circ \quad 49.48 \quad 23.20^\circ$$

Figura 2.53. Optimización de la relación de onda estacionaria con función  $E_{23}$

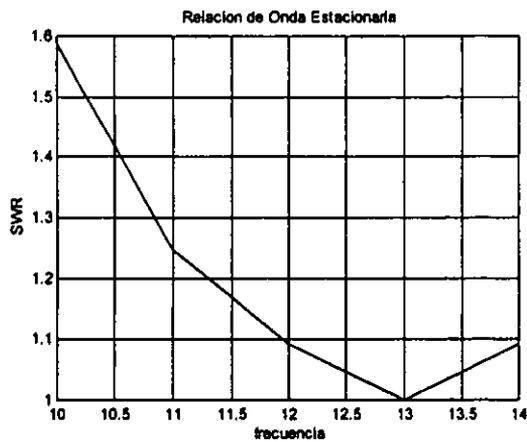


$$E_{24} = \text{prod}(\Gamma)$$

$$x_{opt} = 50.90 \quad 158.60^\circ \quad 49.66$$

$$43.80^\circ \quad 51.30 \quad 23.08^\circ$$

Figura 2.54. Optimización de la relación de onda estacionaria con función  $E_{24}$



$$E_{23} = \text{sum}(\Gamma) * \text{prod}(\Gamma)$$

$$x_{\text{opt}} = 50.46 \quad 160.93^\circ \quad 49.47$$

$$45.36^\circ \quad 49.67 \quad 22.90^\circ$$

Figura 2.55. Optimización de la relación de onda estacionaria con función  $E_{23}$

Los mejores resultados en la optimización de esta red se obtuvieron para la función promedio. En la figura 2.56 se presenta el diseño de la primera etapa.

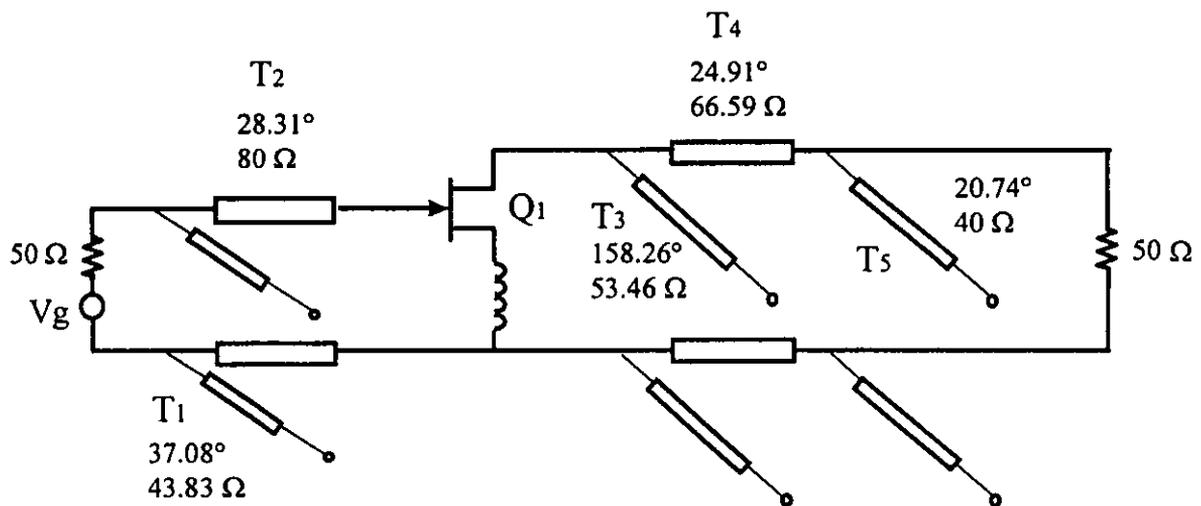


Figura 2.56. Primera etapa con parámetros optimizados

Un aspecto importante después de haber obtenido el circuito anterior es evaluar su estabilidad para todo el ancho de banda de operación del transistor, dado que por ser éste un elemento activo, pueden presentarse condiciones en la red para ciertas frecuencias que ubiquen al circuito en una condición de inestabilidad y por consiguiente, se presenten oscilaciones.

En la figura 2.57 se presenta la gráfica del factor  $k$  y  $|\Delta|$

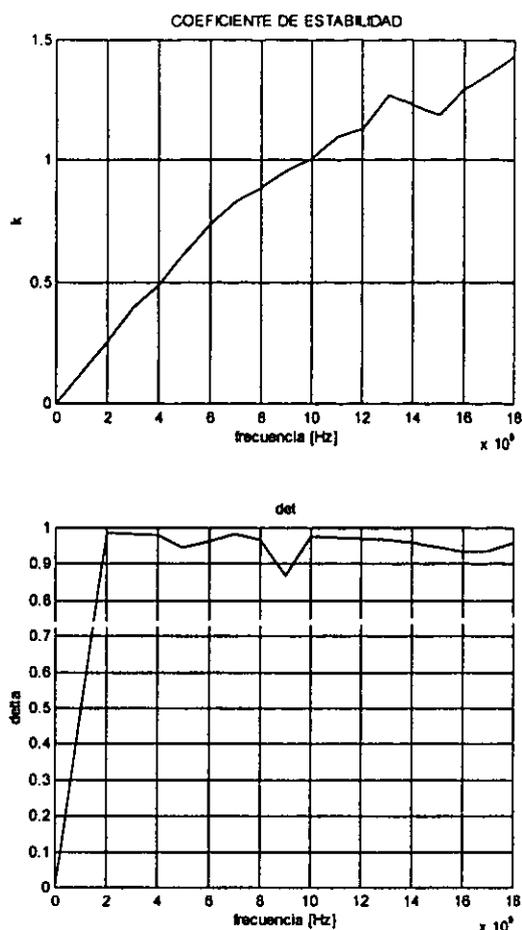


Figura 2.57. Gráficas de los parámetros de estabilidad en el intervalo de 0 a 18 GHz

De las gráficas anteriores puede observarse que se presentan problemas con el factor de estabilidad  $k$  para frecuencias menores a 10 GHz. Si bien es cierto que estas frecuencias se encuentran fuera del ancho de banda del amplificador, no lo están para las frecuencias de operación del transistor, por lo que será necesario estabilizar al circuito en todo el ancho de banda.

Para tal efecto se propone una red de estabilización a la entrada del transistor como la mostrada en la figura 2.58 mediante un arreglo en derivación formado por una resistencia en serie con un stub  $\lambda/4$  en corto. La resistencia tiene el propósito de modificar la parte real de la impedancia de entrada al transistor, sin embargo solo interesa hacerlo en las frecuencias fuera del ancho de banda del amplificador, ya que el efecto de la resistencia dentro del ancho de banda representa una fuente de ruido, y como lo que se busca es no incrementar dicha figura, se requiere bloquear este efecto para el ancho de banda del amplificador. Para conseguir esta característica se usa un stub  $\lambda/4$  en corto, cuya impedancia es muy alta para la frecuencia central del amplificador, y gradualmente decrece a medida que se aleja de dicha frecuencia, teniendo una impedancia muy baja para las frecuencias donde se presenta la inestabilidad.

Se inicia con un valor de  $50 \Omega$  tanto para la resistencia como para la impedancia característica del stub.

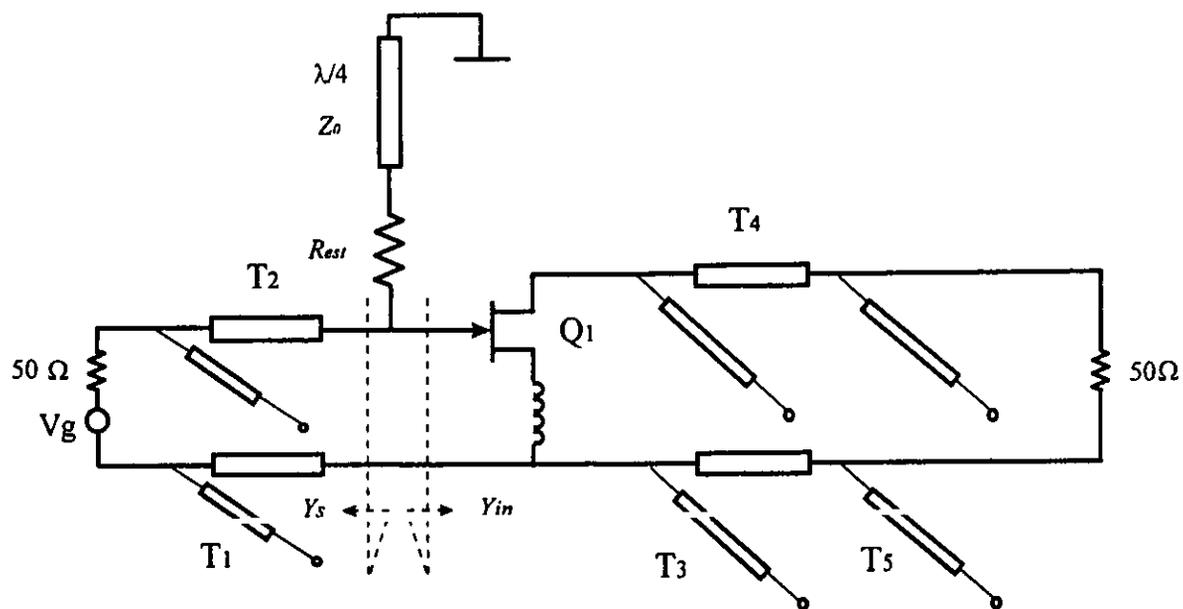


Figura 2.58. Circuito con red de estabilización para frecuencias fuera de banda

Las partes real e imaginaria de la impedancia de la red de estabilización son mostradas en la figura 2.59.

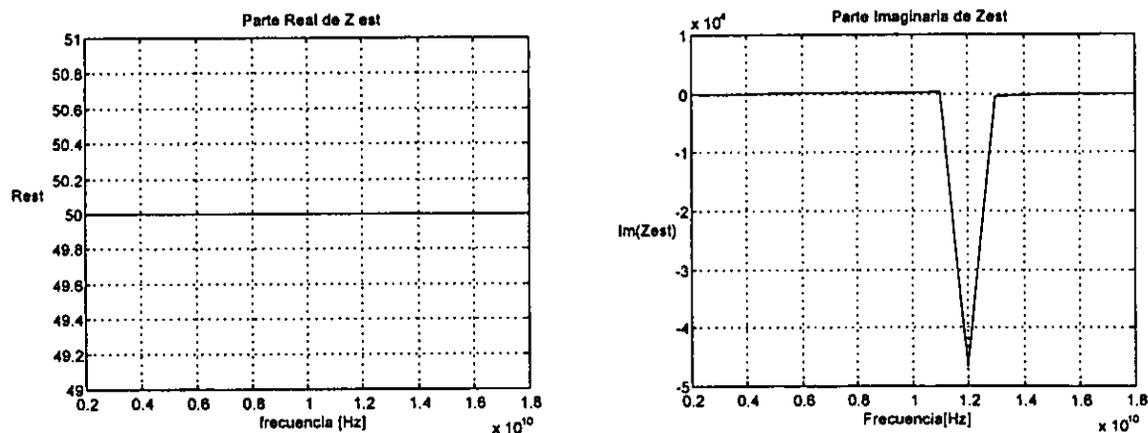


Figura 2.59. Parte real e imaginaria de la impedancia de la red de estabilización

Evaluando la respuesta con la red de estabilización, se obtienen los resultados mostrados en la figura 2.60.

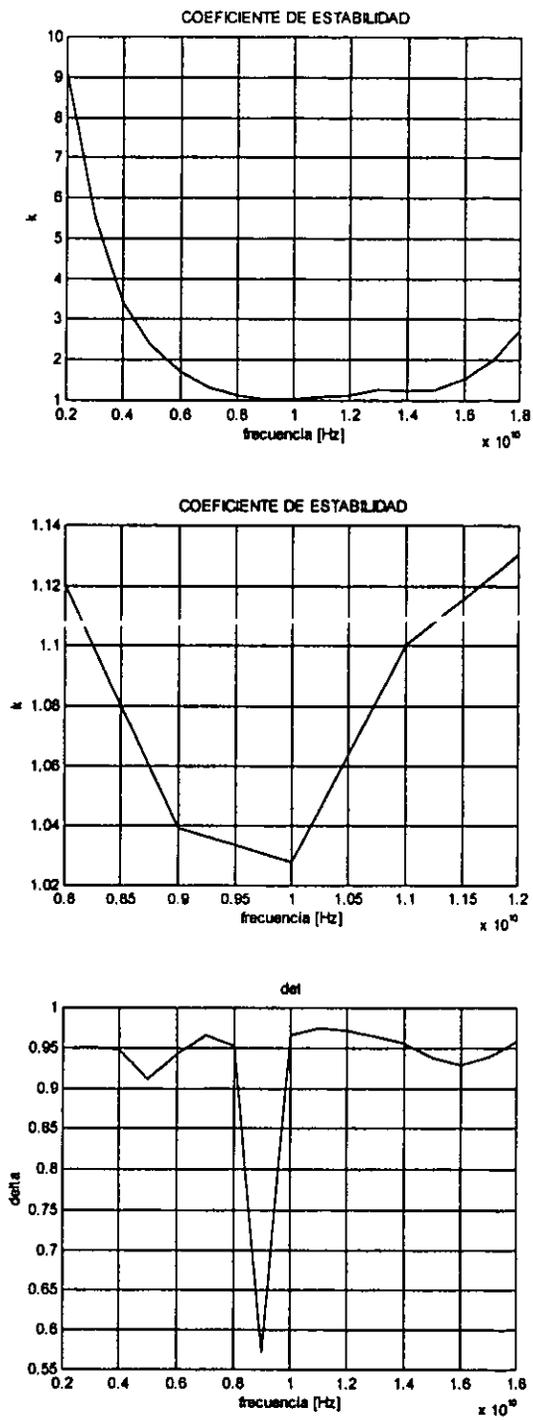


Figura 2.60. Factores de estabilidad del amplificador

Puede apreciarse que ahora el amplificador es estable para todo el intervalos de frecuencias de operación del transistor, sin embargo, es necesario cuantificar las pérdidas debidas a la resistencia en el ancho de banda del amplificador, para determinar su efecto sobre la figura de ruido.

Para este propósito se obtienen las admitancias equivalentes de la etapa de acoplamiento,  $Y_s$ , de la red de estabilización,  $Y_{est}$ , y de entrada en el transistor,  $Y_{in}$ , para de esta forma determinar su parte real y así conocer el porcentaje de pérdidas en la red de estabilización.

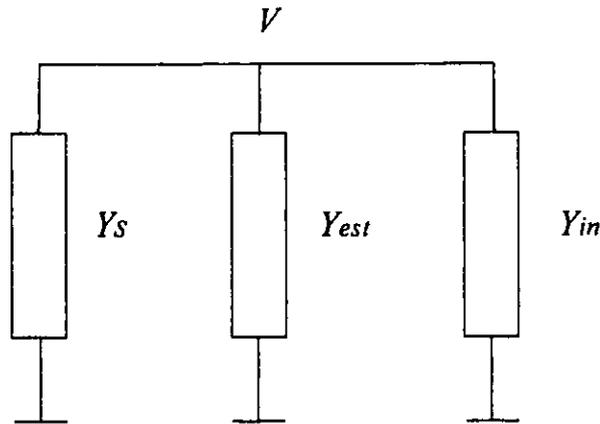


Figura 2.61. Circuito equivalente del amplificador para evaluar pérdidas

Obteniendo la parte real de las admitancias, se puede determinar la potencia en cada rama a través de la expresión  $P = GV^2$ ; por sencillez se considera  $V = 1$ , entonces el porcentaje de pérdidas debidas a la red de estabilización está dado por

$$\% \text{ Perd} = \frac{G_{est}}{G_s + G_{est} + G_{in}} \quad (2.22)$$

A continuación se presentan las gráficas para diferentes valores de la impedancia característica del stub.

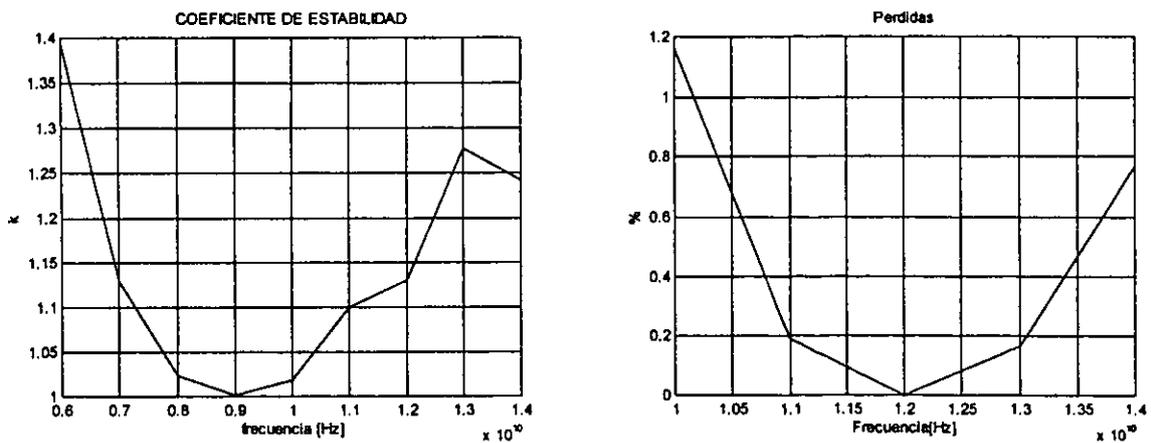


Figura 2.62. Pérdidas en la red con  $R=50 \Omega$  y  $Z_0=70 \Omega$

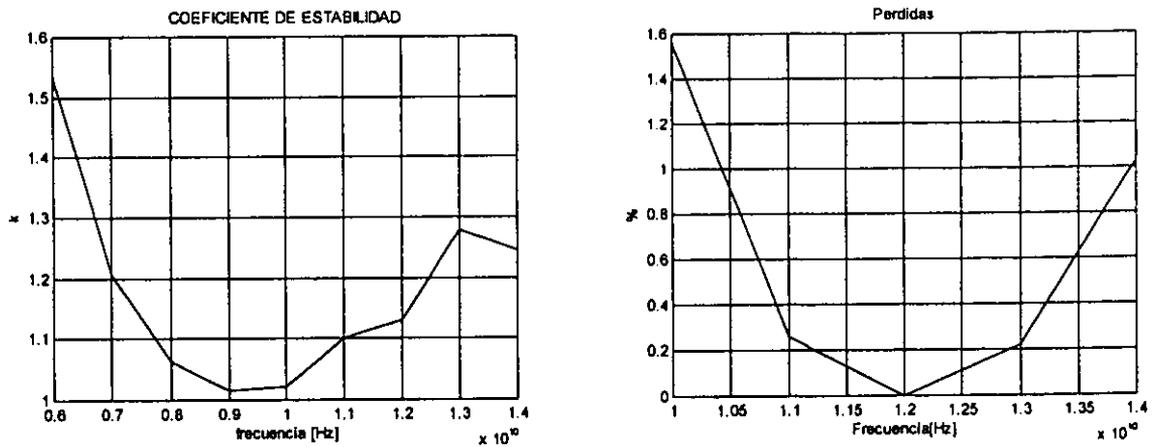


Figura 2.63. Pérdidas en la red con  $R=50 \Omega$  y  $Z_0=60 \Omega$

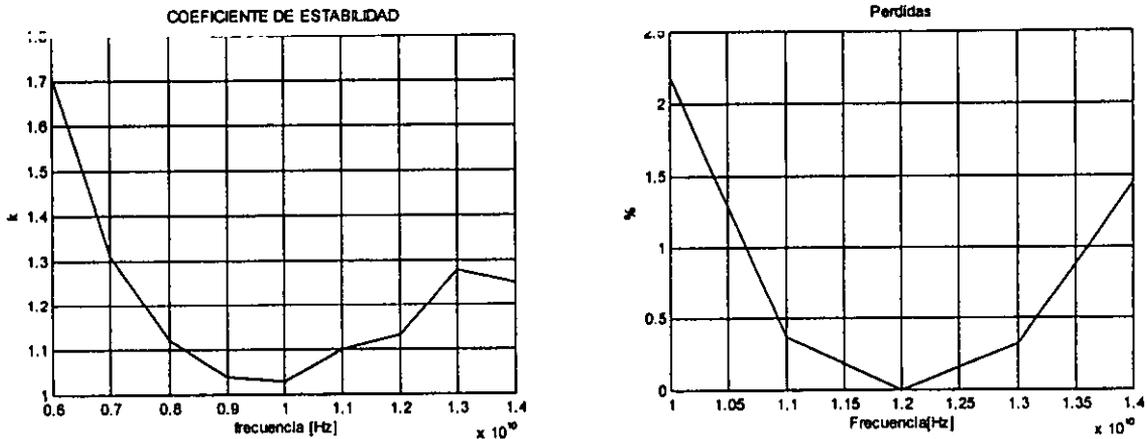


Figura 2.64. Pérdidas en la red con  $R=50 \Omega$  y  $Z_0=50 \Omega$

De acuerdo con las gráficas anteriores, se tiene que para un valor más grande de impedancia característica, las pérdidas son menores, sin embargo, el factor de estabilidad también disminuye, con lo que se tiene el riesgo de tener una red inestable. Un valor que ofrece un equilibrio entre estas dos variables es una impedancia característica del stub de  $60 \Omega$ .

La respuesta de la primera etapa con la red de estabilización es la mostrada en la figura 2.65. Asimismo es evaluado el coeficiente de ganancia mediante la ecuación (2.23) para determinar si ofrece los niveles necesarios para una etapa simple.

$$G = \frac{4|Z_c| \operatorname{Re}(Z_f)}{\left| \left( A Z_c + B + C Z_c Z_f + D Z_f \right) \right|^2} \quad (2.23)$$

Donde los parámetros  $ABCD$  corresponden al arreglo equivalente del amplificador y  $Z_f$  y  $Z_c$  a las impedancias de carga y de fuente, respectivamente.

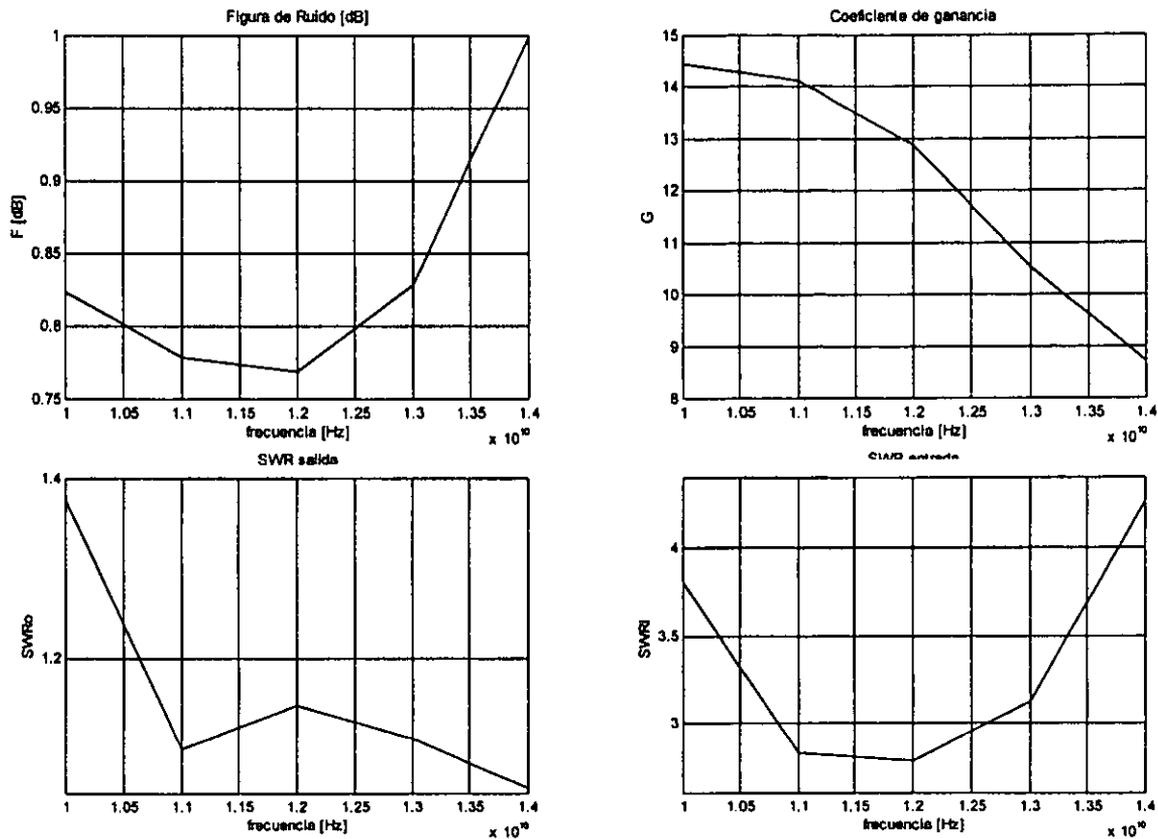


Figura 2.65. Parámetros del amplificador de una etapa

Los parámetros de la primera etapa del amplificador se encuentran dentro de los valores especificados, excepto la relación de onda estacionaria a la entrada. Por lo que será necesario minimizarla a los niveles requeridos.

## 2.7 Diseño Multietapa

En general, el diseño multietapa es bastante complicado y no tiene una metodología aprobada. El propósito del diseño multietapa es sintetizar una red entre dos etapas con las siguientes propiedades:

- 1) La impedancia vista en la entrada del segundo transistor debe ser cercana a la impedancia óptima para de esta forma bajar la figura de ruido de la segunda etapa.
- 2) Debe obtenerse la relación de onda estacionaria más baja posible en la entrada de la primera etapa.

Al principio, se buscará conectar dos etapas iguales en cascada. Esto nos asegura el cumplimiento de la primera condición, dado que al tener la impedancia de salida de la primera etapa un valor cercano a  $50 \Omega$  y aproximarse así a la impedancia del generador, que sería la condición mediante la cual se diseñó la red de entrada, entonces al conectar las dos etapas el segundo transistor verá en su entrada la impedancia óptima.

Obteniendo los parámetros del amplificador para dos etapas en cascada

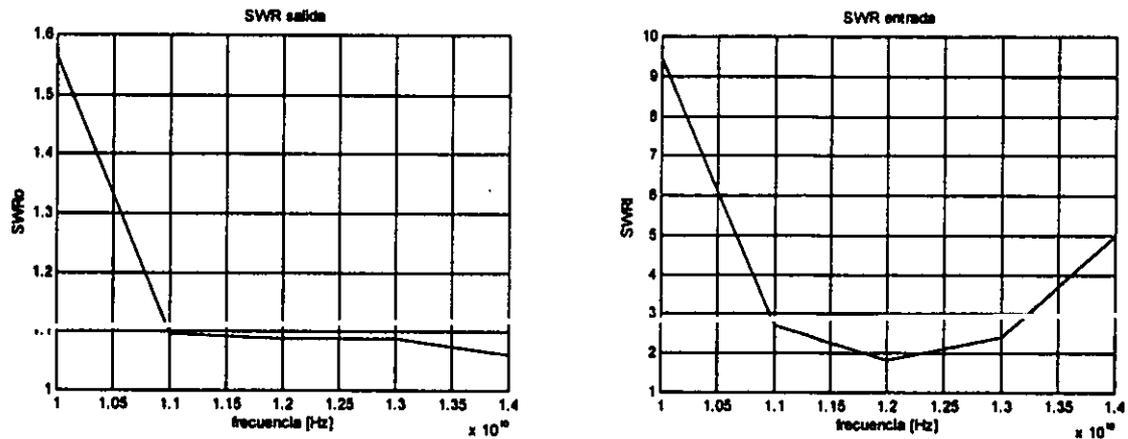


Figura 2.66. Relaciones de onda estacionaria para dos etapas en cascada

Para un amplificador de tres etapas se tiene

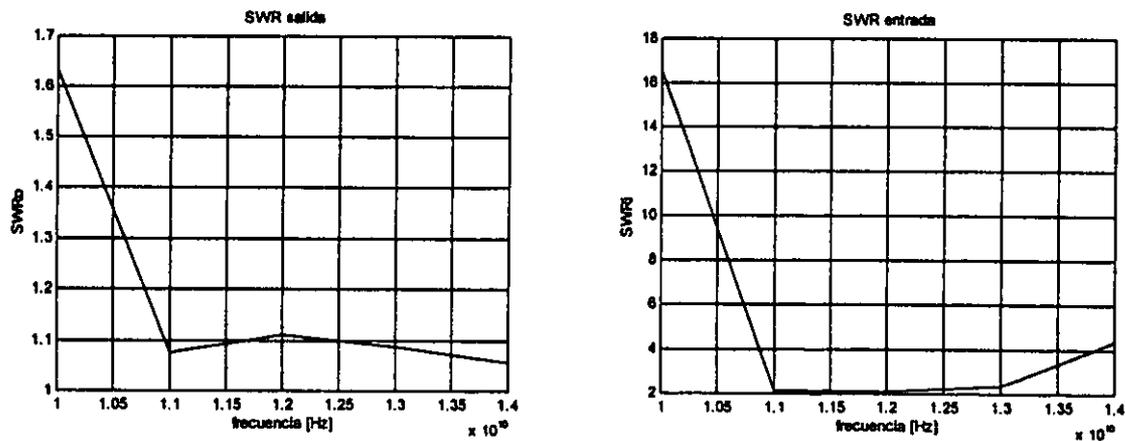


Figura 2.67. Relaciones de onda estacionaria para tres etapas en cascada

De acuerdo con los resultados, aparece que también se obtiene un mejoramiento en la relación de onda estacionaria de la entrada. Por esta razón, la conexión directa de etapas en cascada puede ser un punto de partida para construir amplificadores multietapa.

Con el propósito de hacer más sencilla la construcción del amplificador, es necesario obtener un stub equivalente de los stubs de salida y de entrada (a y b) en la conexión

(figura 2.68),. El stub equivalente deberá tener una admitancia igual a la suma de las admitancias de los dos stubs. Se sabe que la admitancia de un stub abierto esta dada por

$$Y_{stub} = \frac{j \tan(\beta \ell)}{Z_0} \quad (2.24)$$

por lo que la longitud se determina mediante

$$\beta \ell = \tan^{-1} (Y_{stub} Z_0) \quad (2.25)$$

Haciendo  $Y_{stub}$  igual a la suma de las admitancias de los stubs y  $Z_0$  el promedio de sus impedancias características. A 12 GHz se obtiene  $Y_{stub}$  igual a  $j0.0267$  y  $Z_0$  igual a  $41.9 \Omega$ , por lo que usando (2.25) se obtiene una longitud eléctrica de  $48.09^\circ$ .

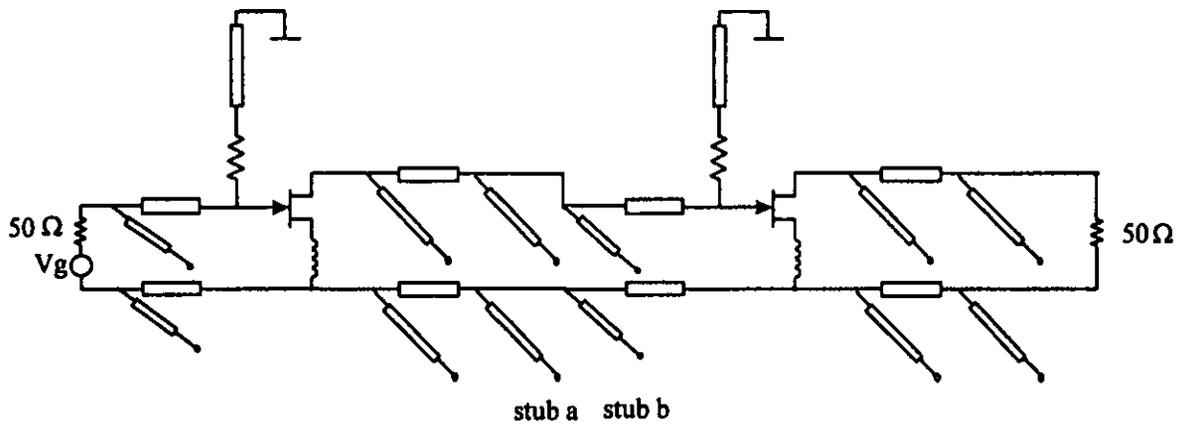


Figura 2.68. Amplificador de dos etapas

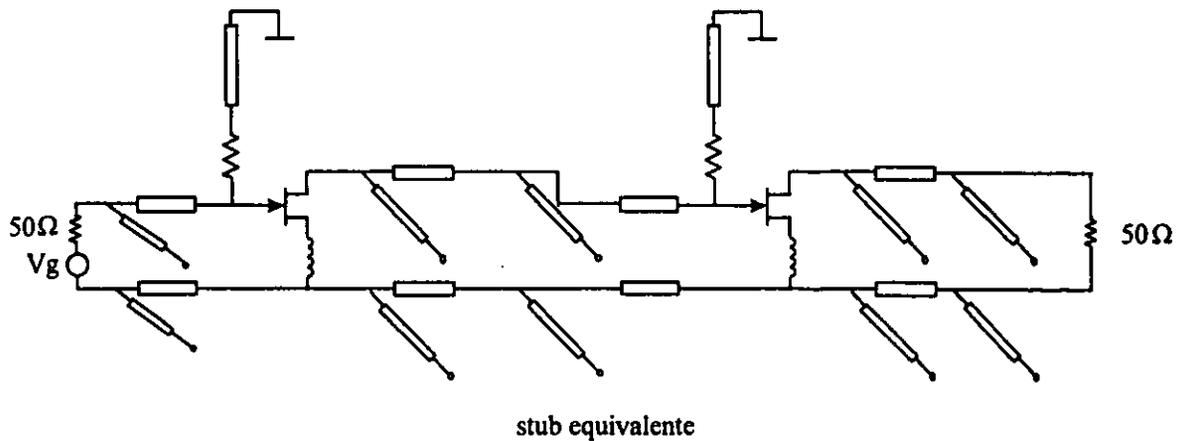


Figura 2.69. Amplificador de dos etapas con stub equivalente

Con el propósito de determinar la figura de ruido del amplificador de dos etapas es necesario determinar las ganancias de cada etapa en particular a fin de aplicar la expresión de figura de ruido de redes en cascada.

Considerando que la primera etapa está formada hasta antes de la segunda red de estabilización, se tendría una red representada por sus parámetros  $ABCD$  como la mostrada en la figura 2.70.

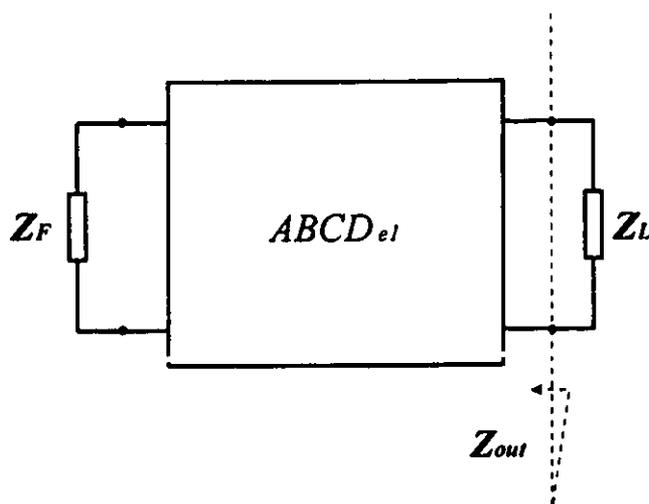


Figura 2.70. Circuito para determinar la ganancia de la primera etapa

Donde  $ABCD_{e1}$  es la matriz de transmisión de la primera etapa,  $Z_F$  es la impedancia de la fuente y  $Z_L$  es la impedancia de carga.

El coeficiente de ganancia  $kp1$  de la primera etapa está dado por la expresión

$$kp1 = \frac{e\ell \operatorname{Re}(Z_F)}{\operatorname{Re}(Z_{out})} \quad (2.26)$$

donde  $e\ell$  esta dada por

$$e\ell = \left| \frac{Z_L + Z_{out}}{Z_L} ku \right|^2 \quad (2.27)$$

y  $ku$  por

$$ku = \frac{Z_L}{(A_{e1}Z_L + Z_F(C_{e1}Z_L + D_{e1}) + B_{e1})} \quad (2.28)$$

De acuerdo con la figura 2.71 se representa la segunda etapa del amplificador.  $ABCD_{e2}$  representa la matriz de transmisión que comprende desde la red de estabilización del

segundo transistor hasta el stub antes de la carga.  $Z_{F1}$  es la impedancia de salida de la primera etapa y  $Z_C$  es la impedancia de la carga.

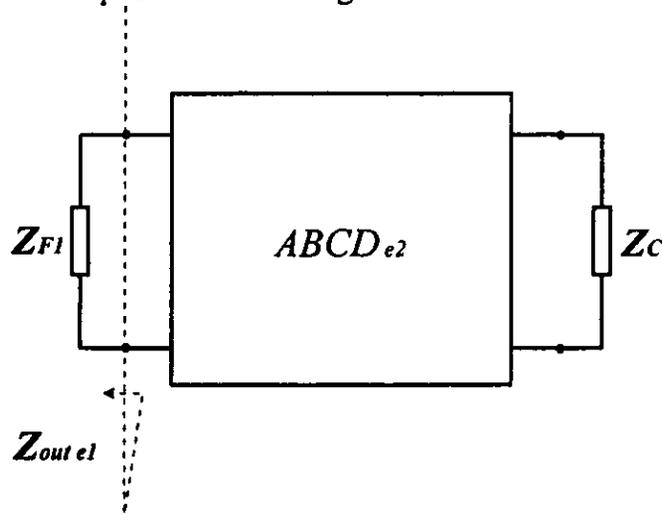


Figura 2.71. Circuito para determinar la ganancia de la segunda etapa

Para evaluar el coeficiente de ganancia  $kp_2$  de la segunda etapa se utiliza la expresión

$$kp_2 = \frac{4 \operatorname{Re}(Z_{F1}) \operatorname{Re}(Z_C) |ku_2|^2}{|Z_C|^2} \quad (2.29)$$

donde  $ku_2$  está dada por

$$ku_2 = \frac{Z_C}{(A_{e2} Z_C + Z_{F1} (C_{e2} Z_L + D_{e2}) + B_{e2})} \quad (2.30)$$

Obteniendo los coeficientes de ganancia  $kp_1$  y  $kp_2$ , se tiene

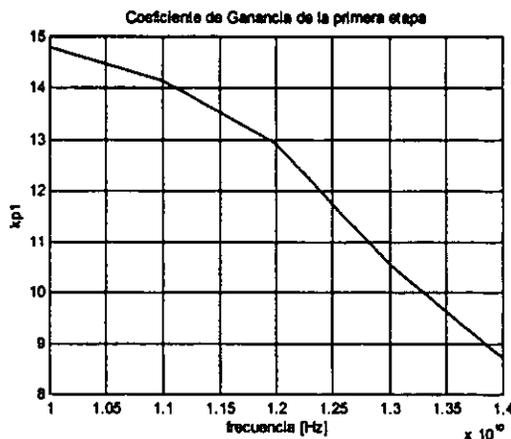


Figura 2.72. Coeficiente de ganancia de la primera etapa

**ESTA TESIS NO DEBE SALIR DE LA BIBLIOTECA**

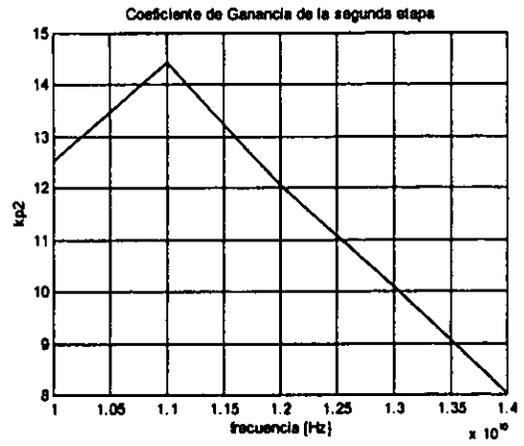


Figura 2.73. Coeficiente de ganancia de la segunda etapa

Calculando la figura de ruido por medio de

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{kp1} \tag{2.31}$$

Donde  $F_1$  y  $F_2$  corresponden a las figuras de ruido de la primera y segunda etapa, respectivamente.

Calculando la figura de ruido  $F$  para el amplificador de dos etapas, se tiene

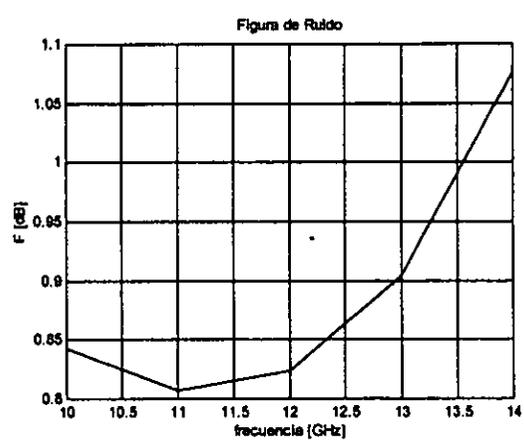


Figura 2.74. Figura de ruido del amplificador de dos etapas

La optimización para el amplificador de dos etapas buscará ahora, por una parte, minimizar la relación de onda estacionaria a la entrada, y por otra, hacer lo más plana

posible la curva del coeficiente de ganancia. Sin embargo, al obtener estas modificaciones en la respuesta se verán afectados los parámetros restantes, por lo que será necesario no alterarlos significativamente a fin de no sacarlos de los intervalos definidos en las especificaciones de diseño. Dado que algunos de los parámetros se encuentran en valores bastante aceptables, se podrá perder un poco en ellos a fin de ubicar los restantes dentro de los intervalos requeridos.

Así, dado que la figura de ruido y la relación de onda estacionaria a la salida se encuentran bastante sobrados en las especificaciones dadas, se buscará a expensas de ellos, disminuir la relación de onda estacionaria en la entrada y hacer lo más plana la curva del coeficiente de ganancia.

Para tales efectos se propone una función de minimización con estos cuatro parámetros,

$$E = a_1 f_1(F) + a_2 f_2(SWR_{in}) + a_3 f_3(SWR_{out}) + a_4 f_4(kT) \quad (2.32)$$

Donde  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$  y  $f_4$  son funciones de cada uno de los parámetros en el intervalo de operación del amplificador, y  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$  y  $a_4$  son coeficientes que definen un peso sobre cada parámetro de la función.

Una vez probadas diferentes funciones y diferentes pesos sobre las mismas, se muestran los resultados de la optimización. En la figura siguiente se muestra el amplificador de dos etapas optimizado, así como sus parámetros

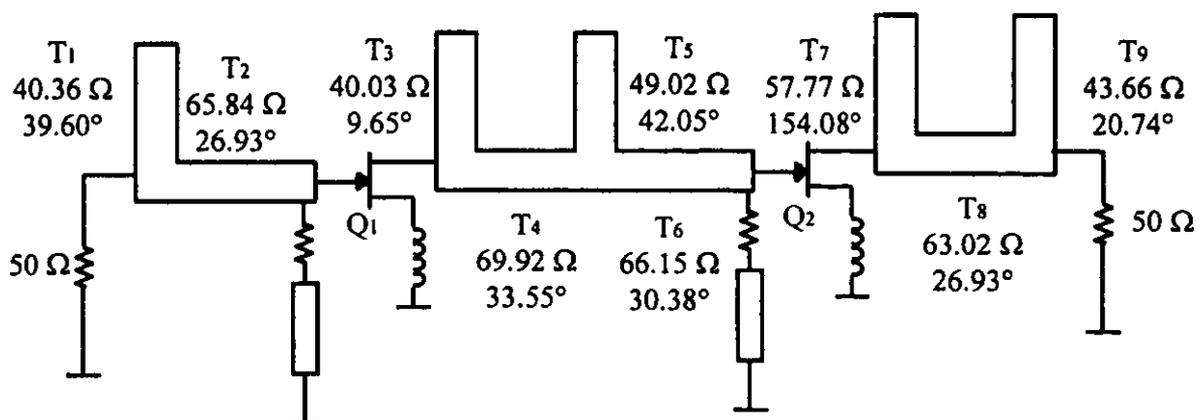


Figura 2.75. Amplificador de dos etapas optimizado en longitudes e impedancias características

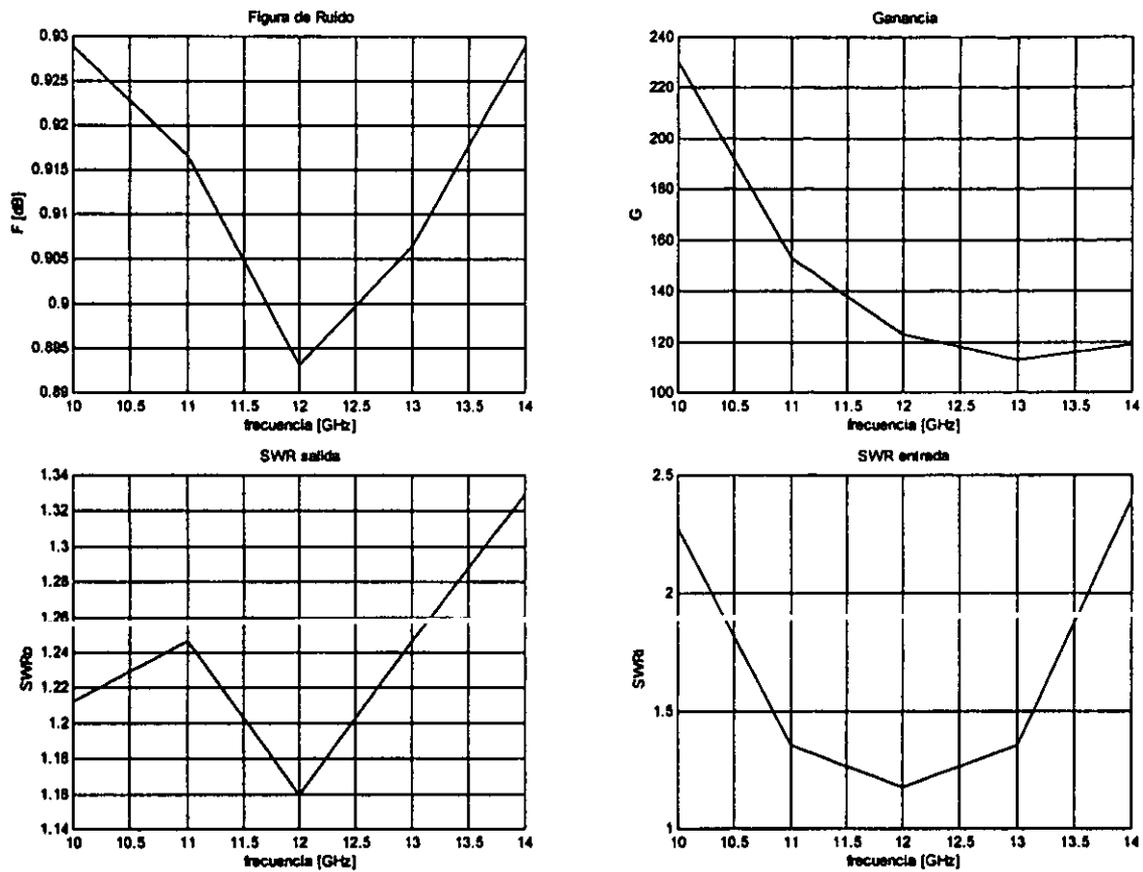


Figura 2.76. Parámetros del amplificador de dos etapas

A fin de minimizar los efectos parásitos en las discontinuidades, se busca hacer más pequeño el ancho del stub o de la línea de transmisión, por lo cual se trabajará con impedancias características mayores a  $60 \Omega$ .

Optimizando con esta restricción se muestran a continuación el circuito y sus parámetros.

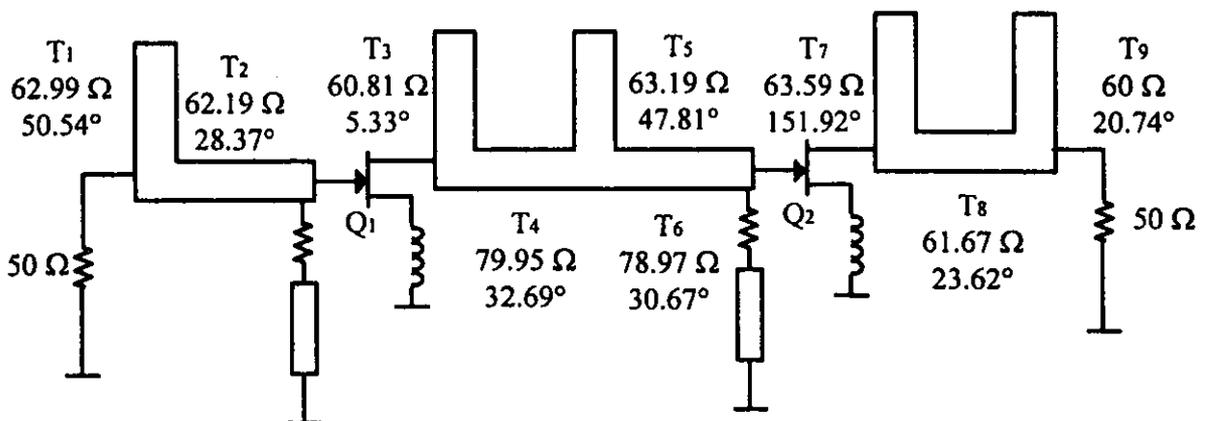


Figura 2.77. Amplificador de dos etapas con impedancias de stubs y líneas mayores a  $60 \Omega$

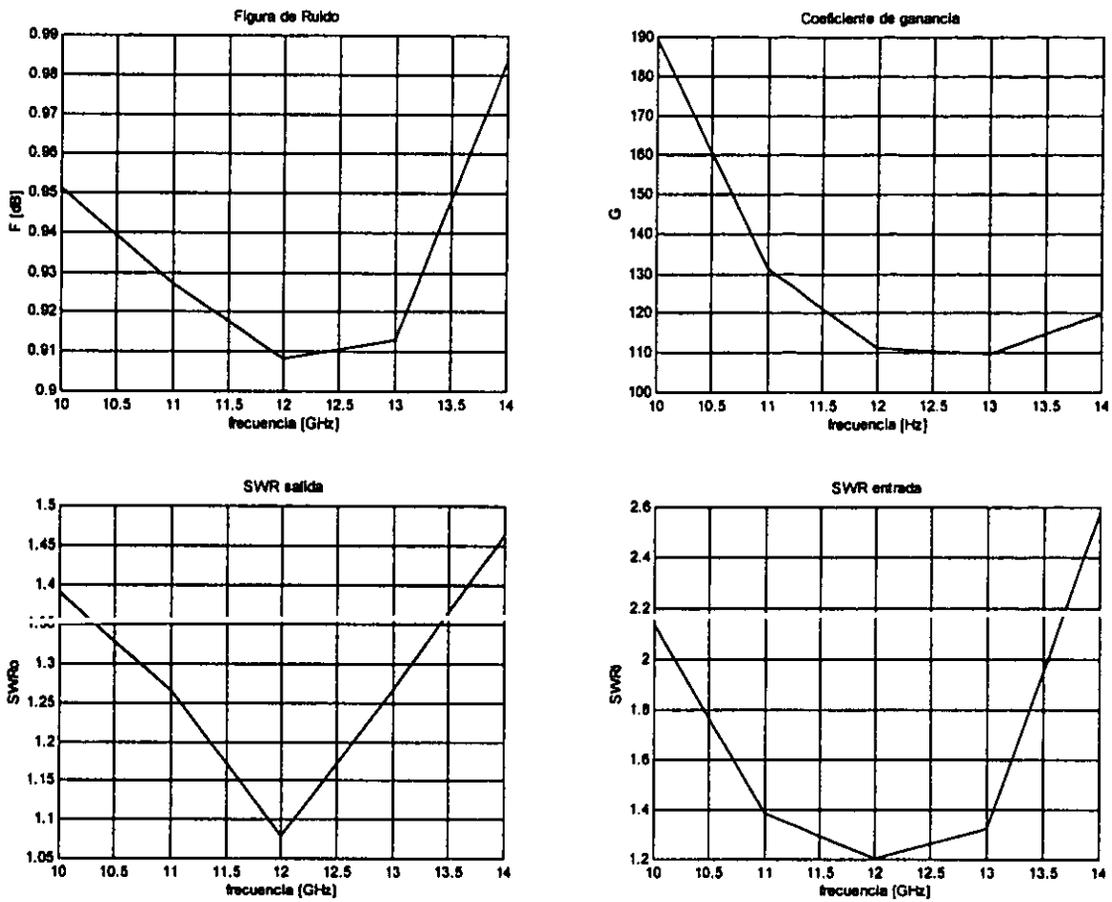


Figura 2.78. Parámetros del amplificador de dos etapas de la figura 2.77

Conectando la tercera etapa y optimizando el circuito con el propósito de disminuir aún más la relación de onda estacionaria a la entrada y hacer más plana la curva del coeficiente de ganancia, se obtiene el siguiente circuito, así como sus parámetros

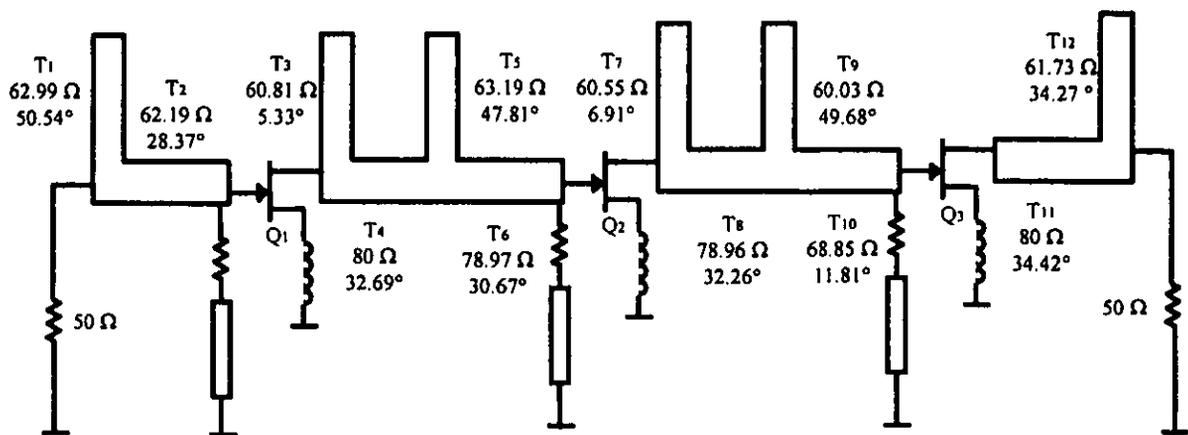


Figura 2.79. Amplificador de tres etapas

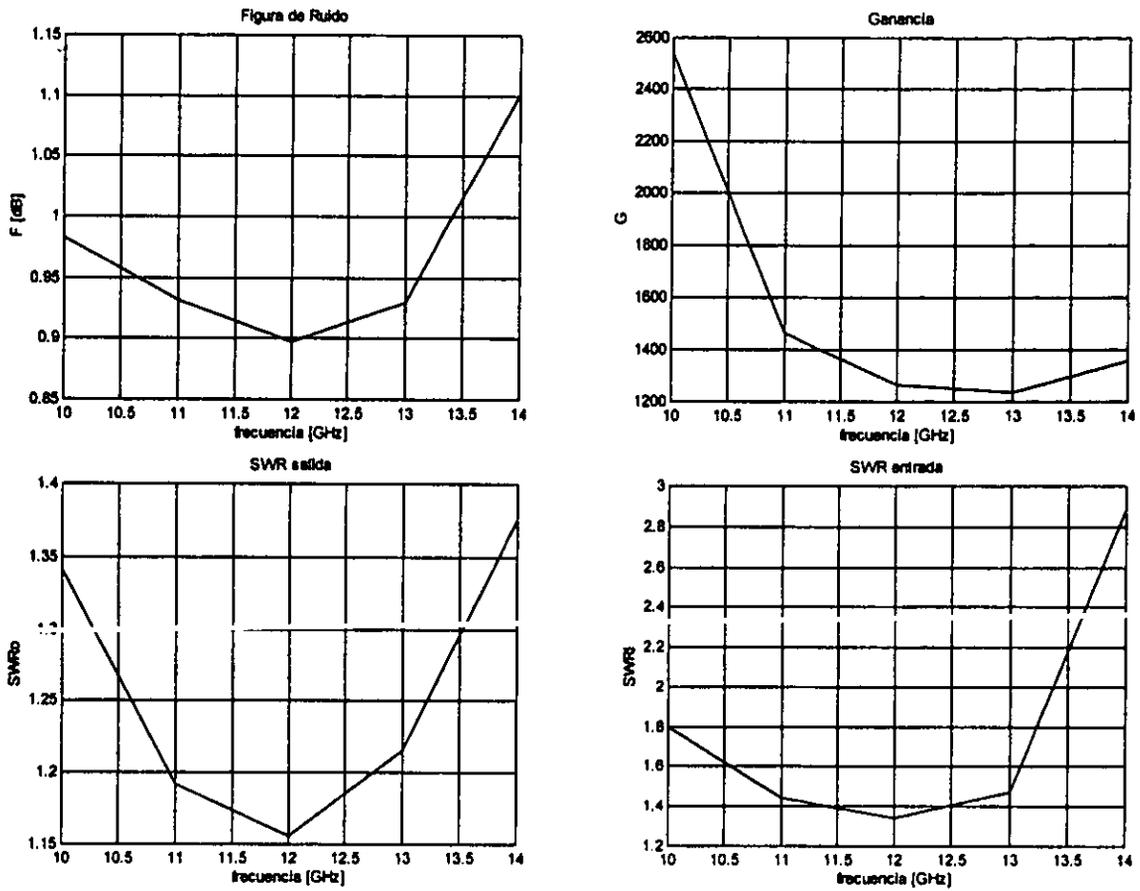


Figura 2.80. Parámetros del amplificador de tres etapas

Llevando a cabo el análisis de estabilidad, se obtuvieron los siguientes resultados

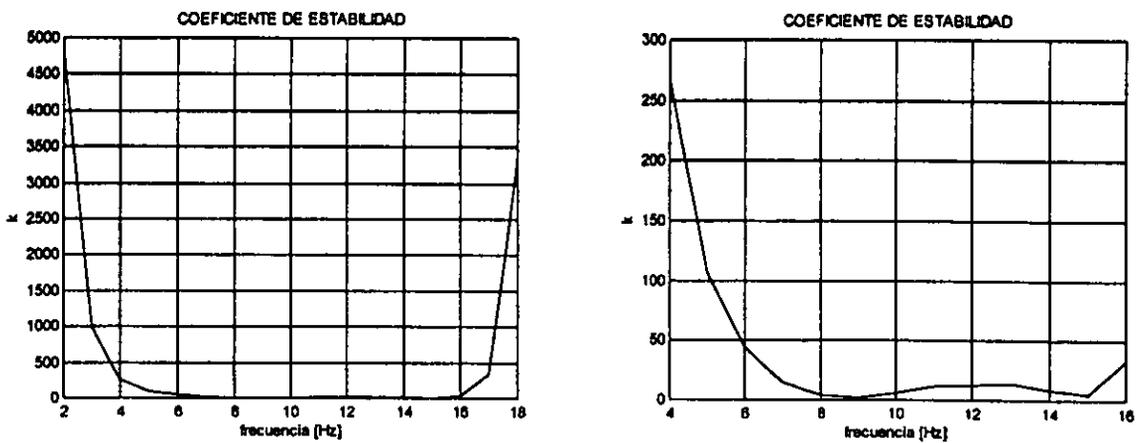


Figura 2.81. Valores de  $k$  y  $|\Delta|$  para el amplificador de tres etapas

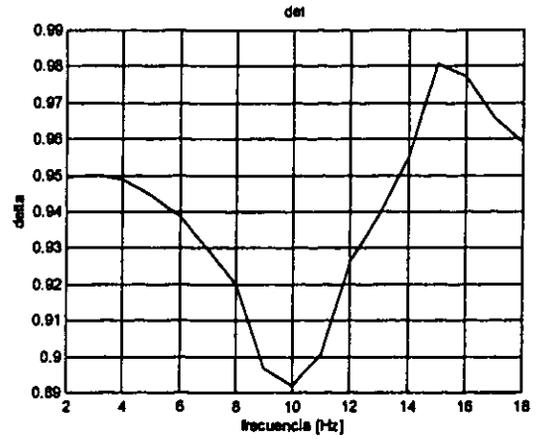
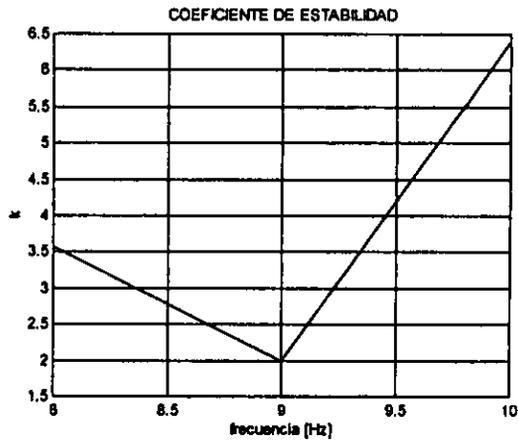


Figura 2.81.a. Valores de  $k$  y  $|\Delta|$  para el amplificador de tres etapas

De los resultados anteriores puede observarse que el circuito es estable incondicionalmente para todo el ancho de banda de los transistores. Además de tener buenas características en lo que se refiere a los parámetros del amplificador, dado que se ubican dentro de las especificaciones iniciales.

## 2.8 Discontinuidades

Las redes de microondas contienen líneas de transmisión con diversos tipos de discontinuidades entre si. En algunos casos las discontinuidades son debidas a las inevitables transiciones de tipo eléctrico o mecánico de un medio a otro, por lo que en muchos de los casos los efectos que producen son indeseables. En otros casos las discontinuidades son introducidas a propósito para que el circuito ejecute cierta función eléctrica.

Aunque los efectos de las discontinuidades provocan variaciones muy pequeñas en los valores de las capacitancias e inductancias (menores a 1 pF y a 1 nH), las reactancias de estos elementos no pueden despreciarse en frecuencias de microondas y en la banda milimétrica.

Las discontinuidades en la línea de transmisión pueden ser representadas mediante un circuito equivalente en cierto punto de la línea. Dependiendo del tipo de discontinuidad, el circuito equivalente puede ser un simple elemento en derivación o en serie a través de la línea, o en el caso general un circuito T o  $\Pi$ .

Los valores de los componentes del circuito equivalente dependen de los parámetros de la línea y del tipo de discontinuidad. Una vez conocido dicho circuito, puede ser incorporado a la red de microondas para evaluar su efecto en la misma [ITO87].

Las discontinuidades en el presente amplificador se forman por las uniones de los stubs y las líneas, teniendo dos variantes: la unión en ángulo y la unión en T.

A continuación se muestran las uniones junto con su respectivo modelo eléctrico con base en elementos de parámetros concentrados [WAD91].

### Unión en ángulo

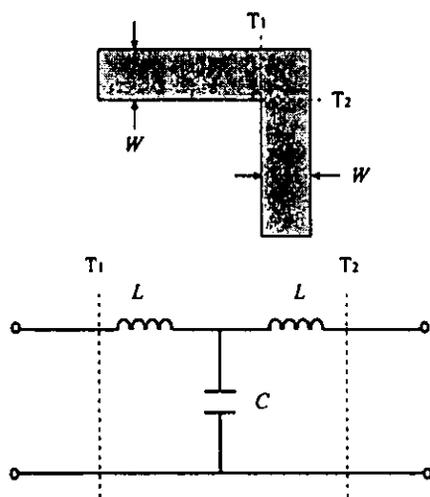


Figura 2.82. Discontinuidad y modelo eléctrico de la unión en ángulo

La discontinuidad creada por una unión en ángulo es dada por Ramesh [RAM78]

$$L / h = 100(4\sqrt{w / h} - 4.21) \quad (\text{nH/m}) \quad (2.33)$$

para  $w / h < 1$

$$C / w = \frac{(14\epsilon_r + 12.5)(w / h) - (1.83\epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{w / h}} + \frac{0.02\epsilon_r}{w / h} \quad (\text{pF/m}) \quad (2.34)$$

para  $w / h \geq 1$

$$C / w = (9.5\epsilon_r + 1.25)(w / h) + 5.2\epsilon_r + 7 \quad (\text{pF/m}) \quad (2.35)$$

Estas ecuaciones tienen una exactitud del 5% para

$$2.5 \leq \epsilon_r \leq 15$$

y

$$0.1 \leq w / h \leq 5$$

### Unión T

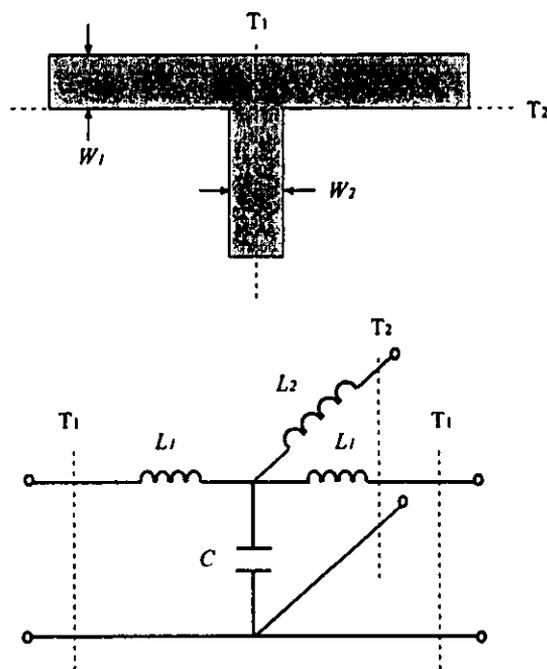


Figura 2.83. Discontinuidad y modelo eléctrico de la unión T

Existen diversas referencias para el cálculo de los elementos en la discontinuidad T. Ramesh nuevamente ofrece expresiones de diseño, sin embargo, están dadas para diferente dieléctrico, por lo que para nuestro caso se lleva a cabo una aproximación. Considerando que una unión T está formada por dos uniones con ángulos, se pueden calcular las discontinuidades para cada una de las uniones; el arreglo equivalente es mostrado en la figura 2.83, donde  $L_1$  y  $L_2$  son las inductancias respectivas de las uniones 1 y 2, mientras que  $L_i$  y  $C_i$  son los promedios de las inductancias  $L_1$  y  $L_2$ , y las capacitancias  $C_1$  y  $C_2$ , respectivamente.

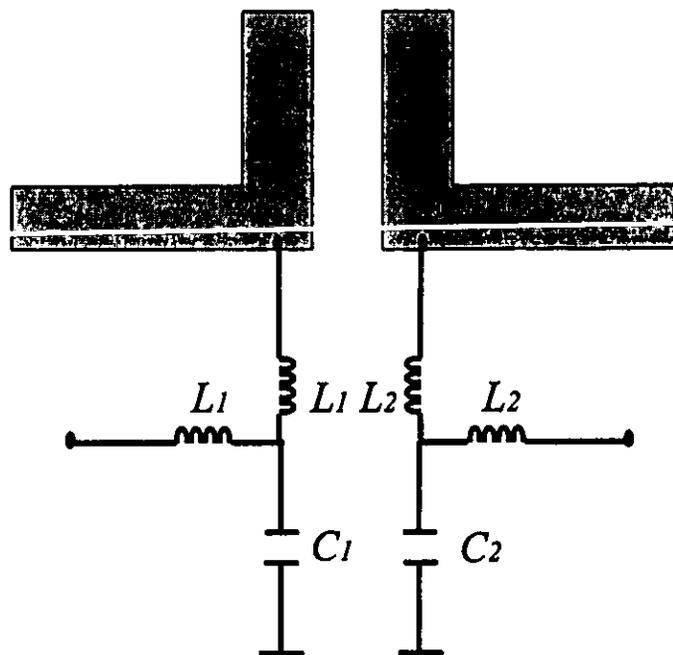


Figura 2.84. Aproximación de la discontinuidad de la unión T

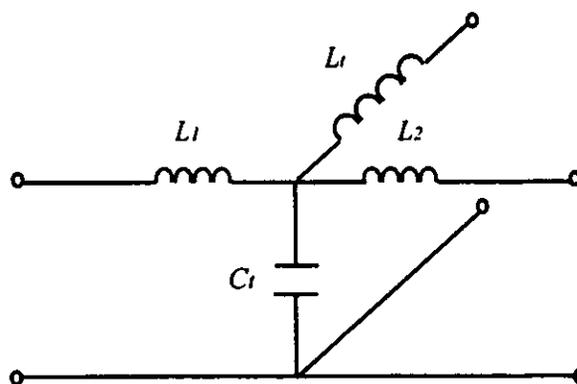


Figura 2.85. Modelo eléctrico de la aproximación de la discontinuidad de la unión T

A continuación se muestran las discontinuidades del circuito, así como sus respectivos valores de sus elementos.

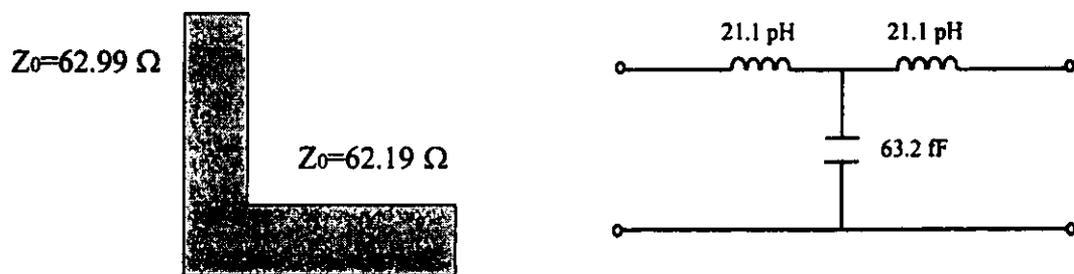


Figura 2.86. Primera unión con ángulo

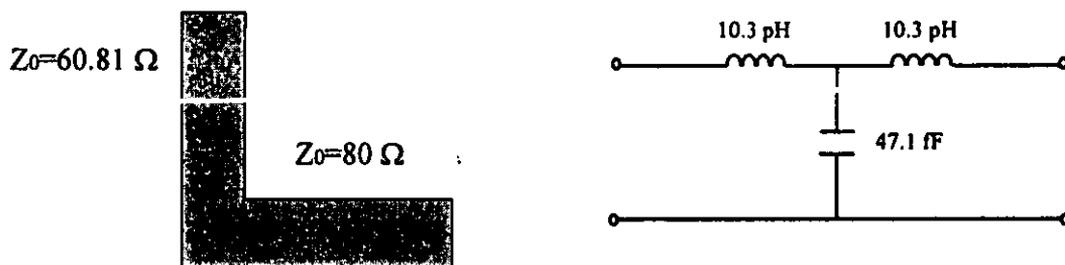


Figura 2.87. Segunda unión con ángulo

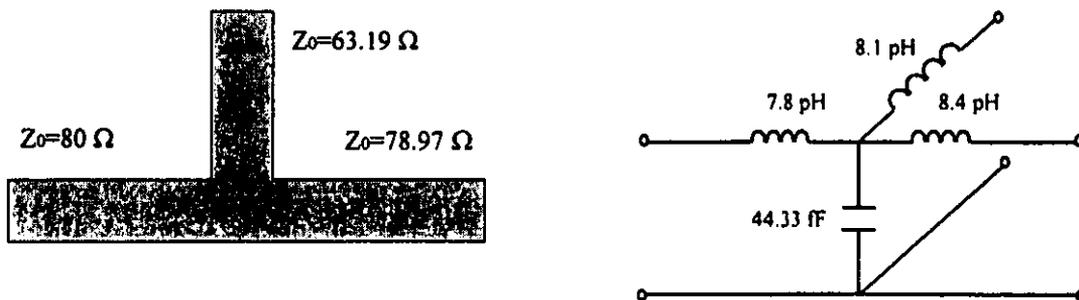


Figura 2.88. Primera unión T

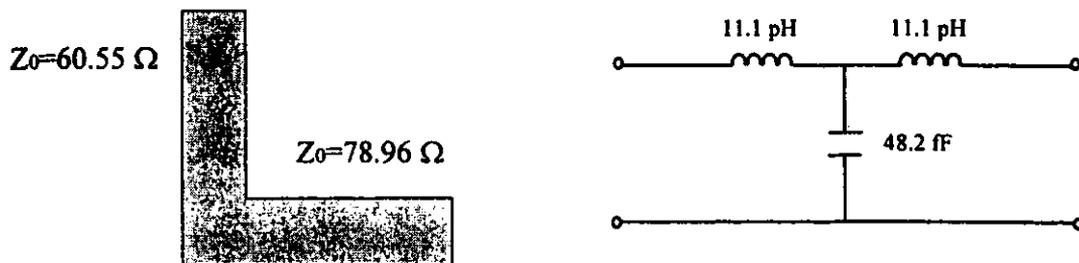


Figura 2.89. Tercera unión con ángulo

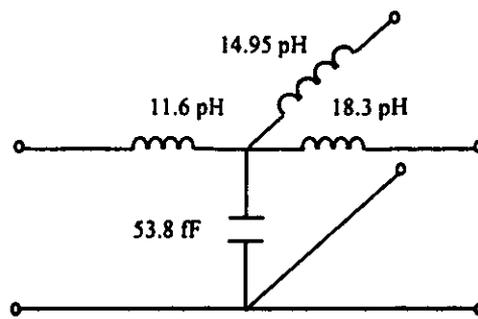
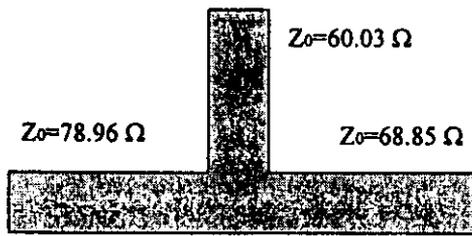


Figura 2.90. Segunda unión T

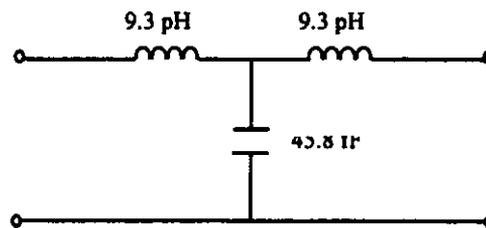
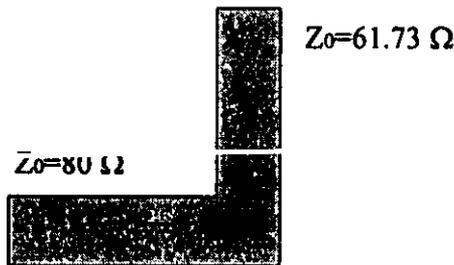
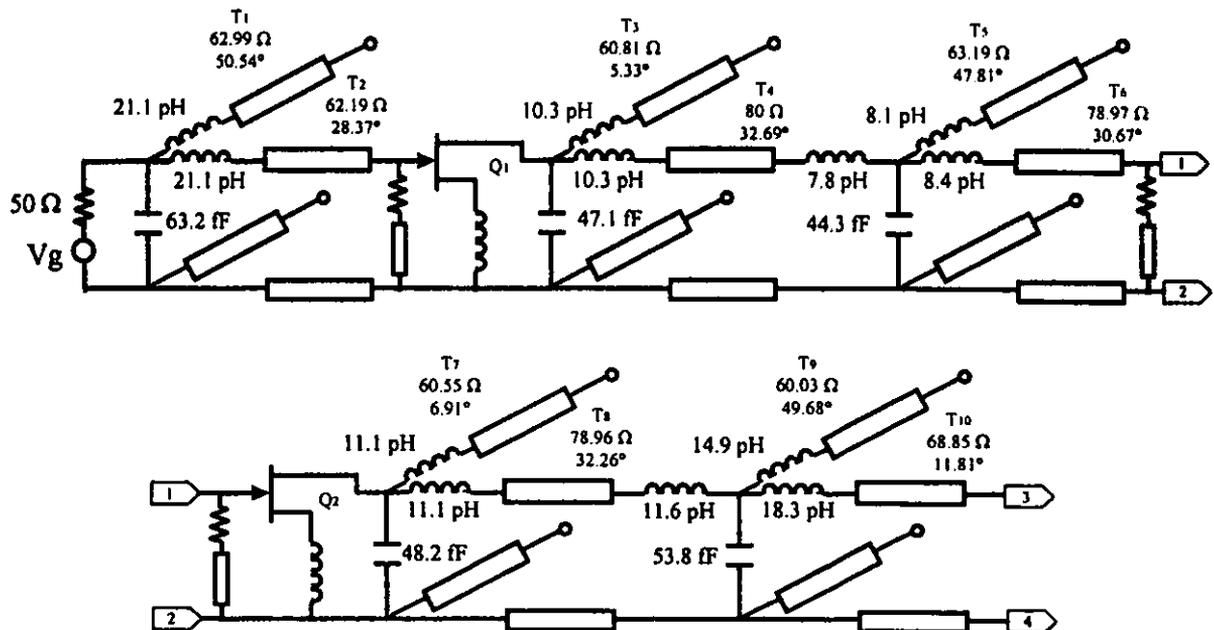


Figura 2.91. Cuarta unión con ángulo

Introduciendo al amplificador las redes que modelan las discontinuidades, se muestra a continuación el circuito, así como los parámetros del amplificador



continúa

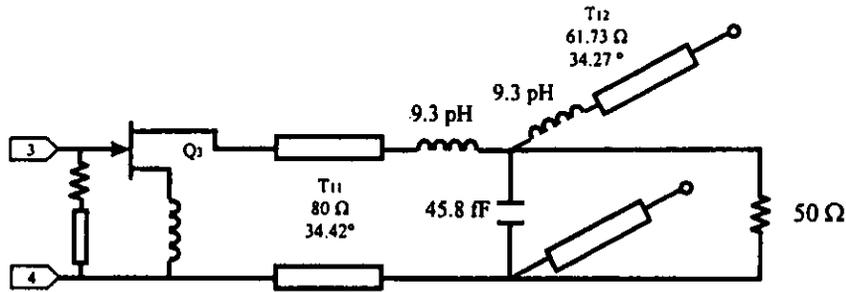


Figura 2.92. Amplificador incluyendo discontinuidades

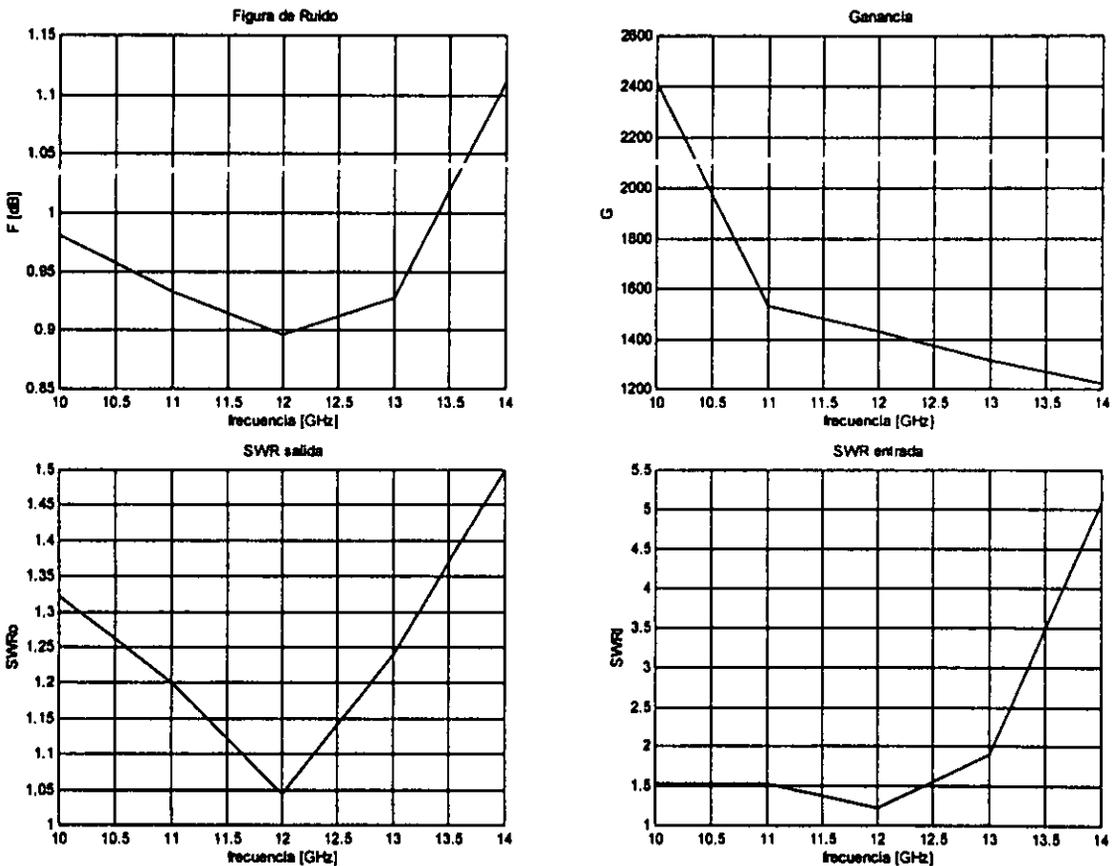


Figura 2.93. Parámetros del amplificador introduciendo al modelo los efectos de las discontinuidades

Debido a los efectos de las discontinuidades, puede observarse que se han modificado los parámetros del amplificador, por lo que será necesario llevar a cabo un proceso de optimización, solo que ahora no es posible optimizar las impedancias características de las líneas y los stubs, dado que a partir de sus últimos valores se determinaron los modelos eléctricos de los efectos de las discontinuidades. Por tanto los parámetros a

optimizar son ahora las longitudes de las líneas y los stubs. A continuación se muestran los parámetros del amplificador después de optimizar dichas longitudes.

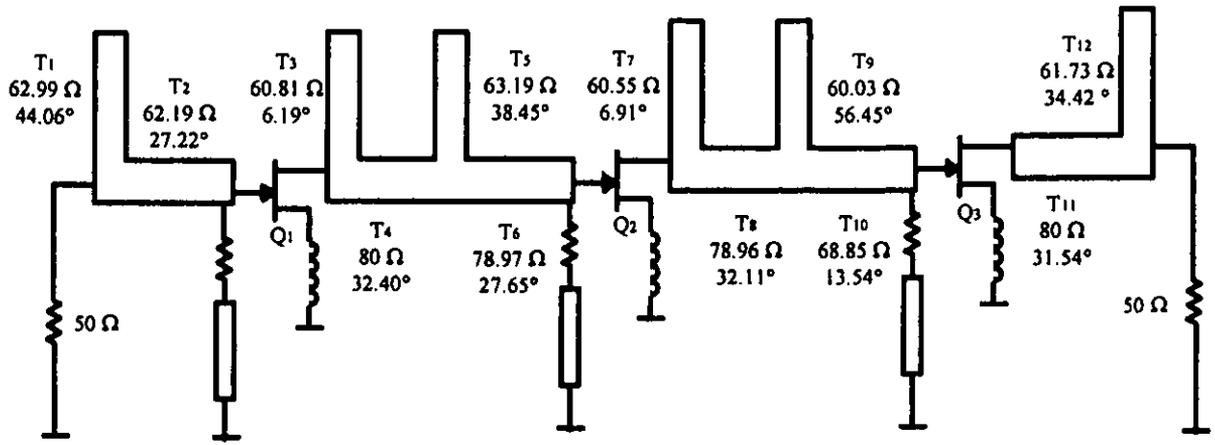


Figura 2.94. Amplificador con longitudes optimizadas

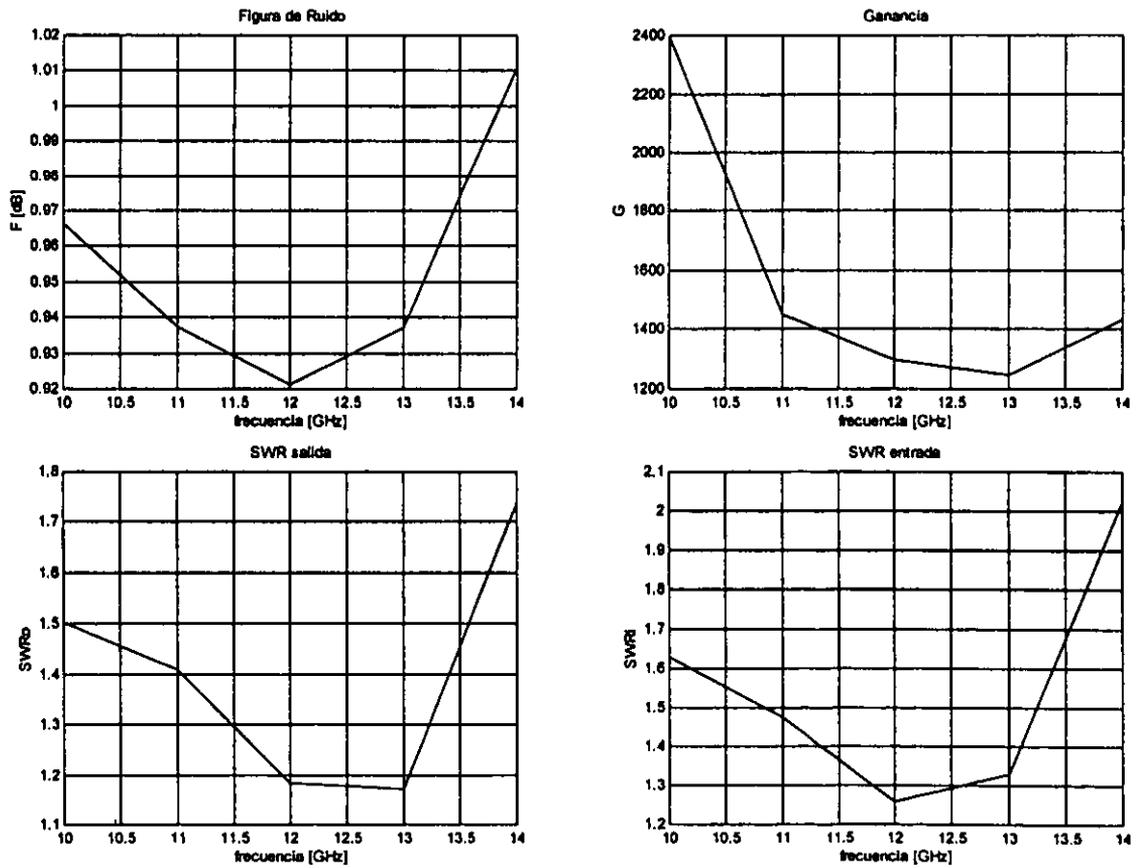


Figura 2.95. Parámetros del amplificador de la figura 2.94

Analizando estabilidad se obtuvieron los siguientes resultados

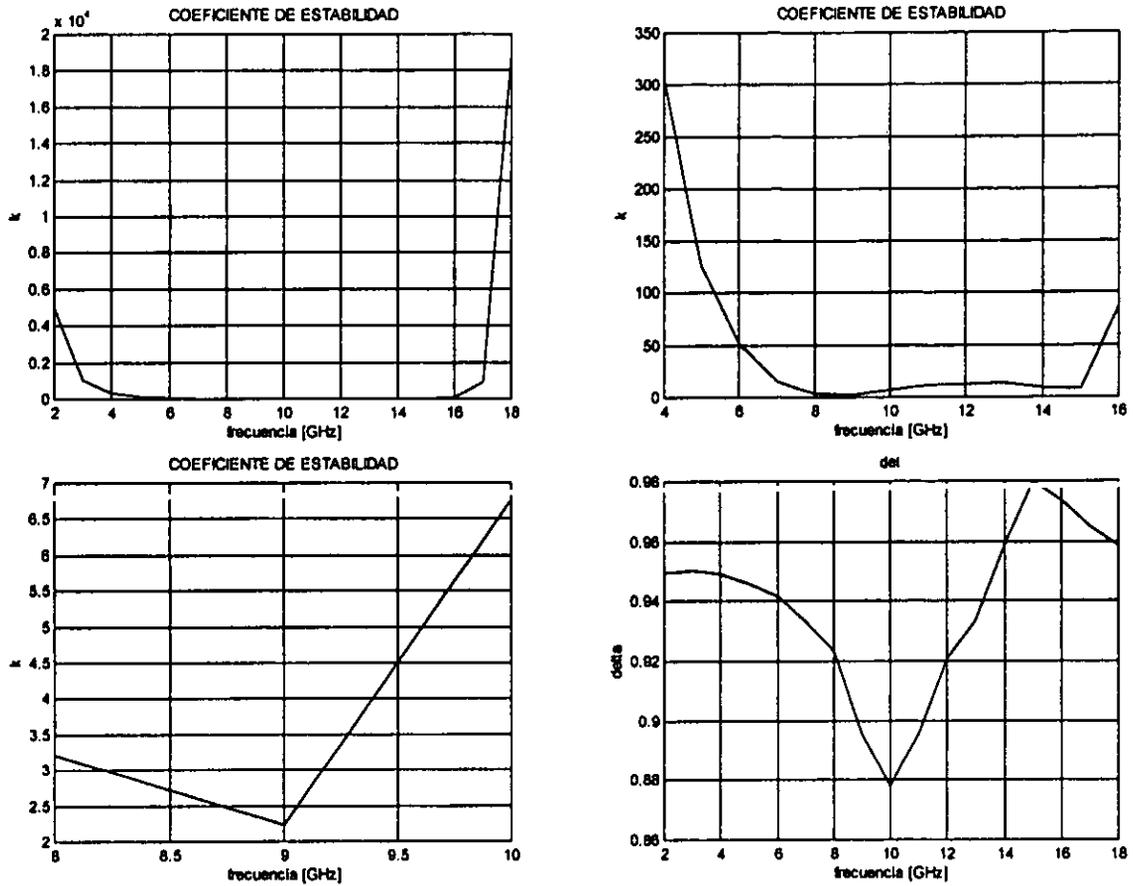


Figura 2.96. Valores de  $k$  y  $|\Delta|$  para el amplificador de tres etapas incluyendo efectos de discontinuidades

Los parámetros del amplificador se encuentran dentro de las especificaciones originales y además, se tiene estabilidad incondicional.

## 2.9 Redes de polarización

Uno de los aspectos no menos importantes en el diseño del amplificador son las redes de polarización de sus dispositivos activos. El costo en decibeles de la figura de ruido o de ganancia de potencia puede ser alto cuando se tiene un mal diseño en los circuitos de polarización.

El propósito de estos circuitos es establecer un punto de operación estable para los transistores, este punto debe mantenerse constante sobre las variaciones de temperatura y de los parámetros del transistor, otro propósito es el de proveer un aislamiento entre los circuitos de CA y CD.

En la figura 2.97 se muestra el amplificador con sus redes de polarización

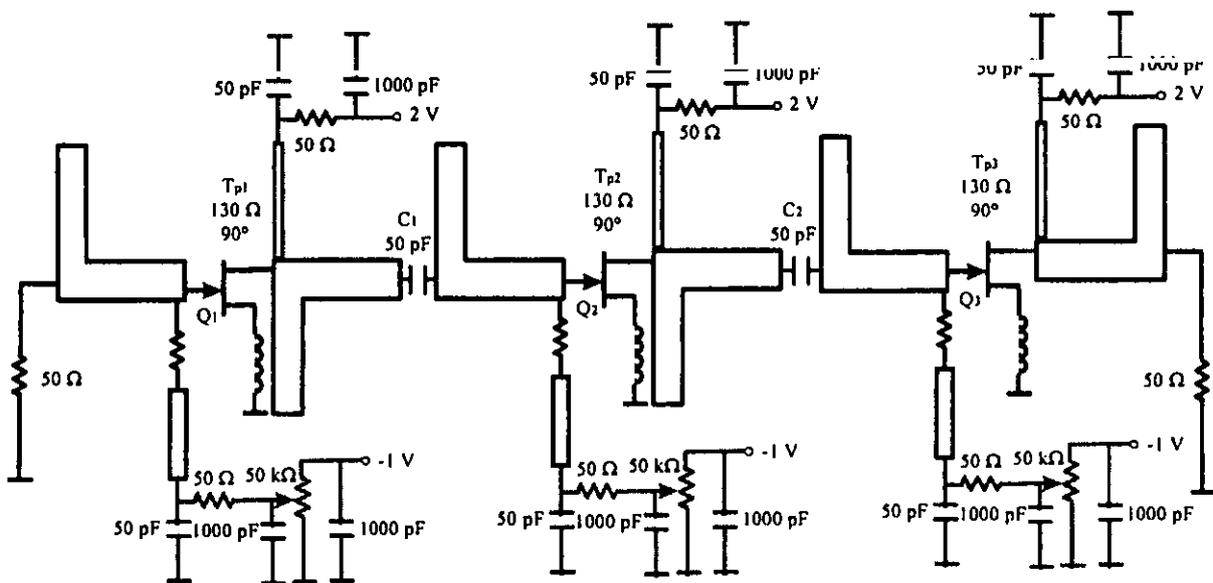


Figura 2.97. Amplificador con circuitos de polarización

El voltaje de polarización en la compuerta del transistor es introducido a través de la red de estabilización en el extremo del stub en corto por un circuito divisor de tensión y una resistencia de  $50 \Omega$ , los capacitores de  $1000 \text{ pF}$  sirven para desacoplar la fuente de alimentación.

El voltaje al drenaje del transistor es alimentado por una resistencia de  $50 \Omega$  y un stub de longitud  $\lambda/4$  con una impedancia característica de  $130 \Omega$ , esto con el fin de afectar lo menos posible la respuesta obtenida dentro del ancho de banda del amplificador. Los capacitores de  $50 \text{ pF}$  entre etapa y etapa sirven para desacoplar las componentes de directa debidas a la polarización de los transistores.

Considerando el efecto de las redes de polarización se llevó a cabo una última optimización de las longitudes de las líneas y los stubs, obteniéndose el siguiente circuito

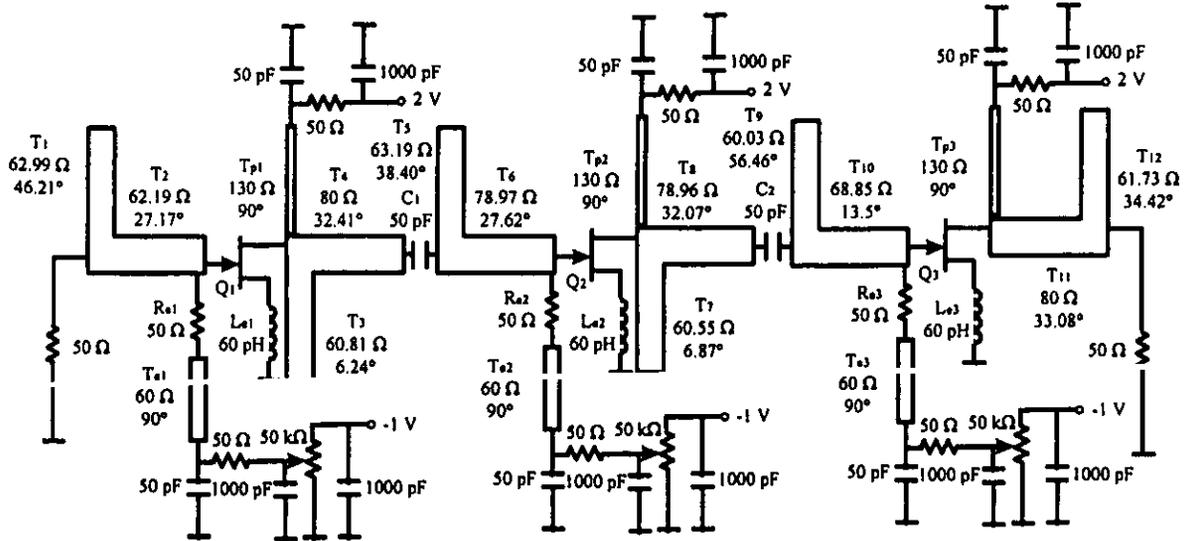


Figura 2.98. Amplificador multietapa con parámetros optimizados

Los parámetros se muestran en las siguientes gráficas

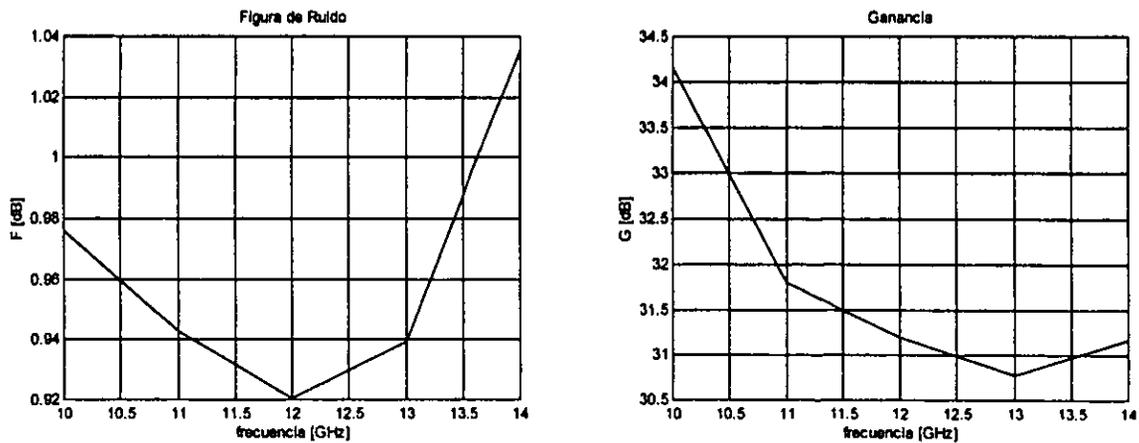


Figura 2.99. Parámetros finales del amplificador

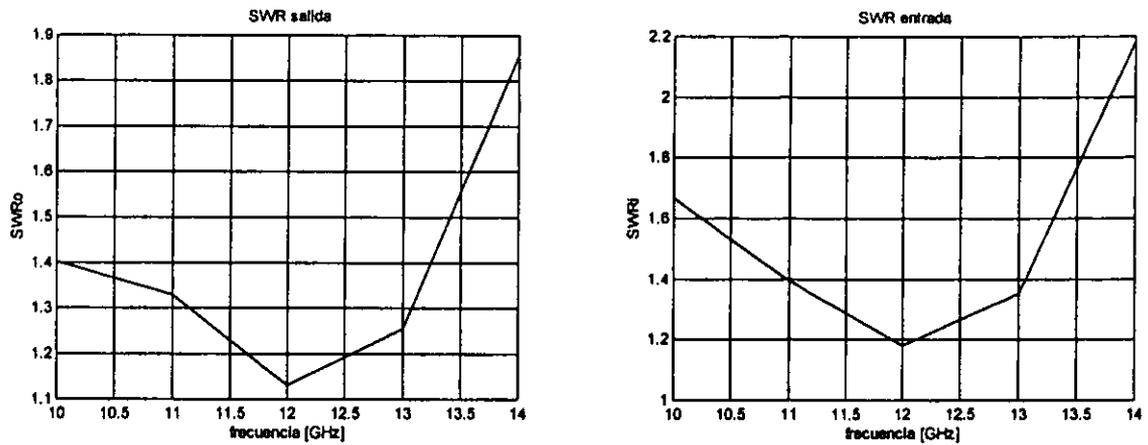


Figura 2.99.a. Parámetros finales del amplificador

Analizando la estabilidad del circuito en todo el ancho de banda del transistor, se tiene

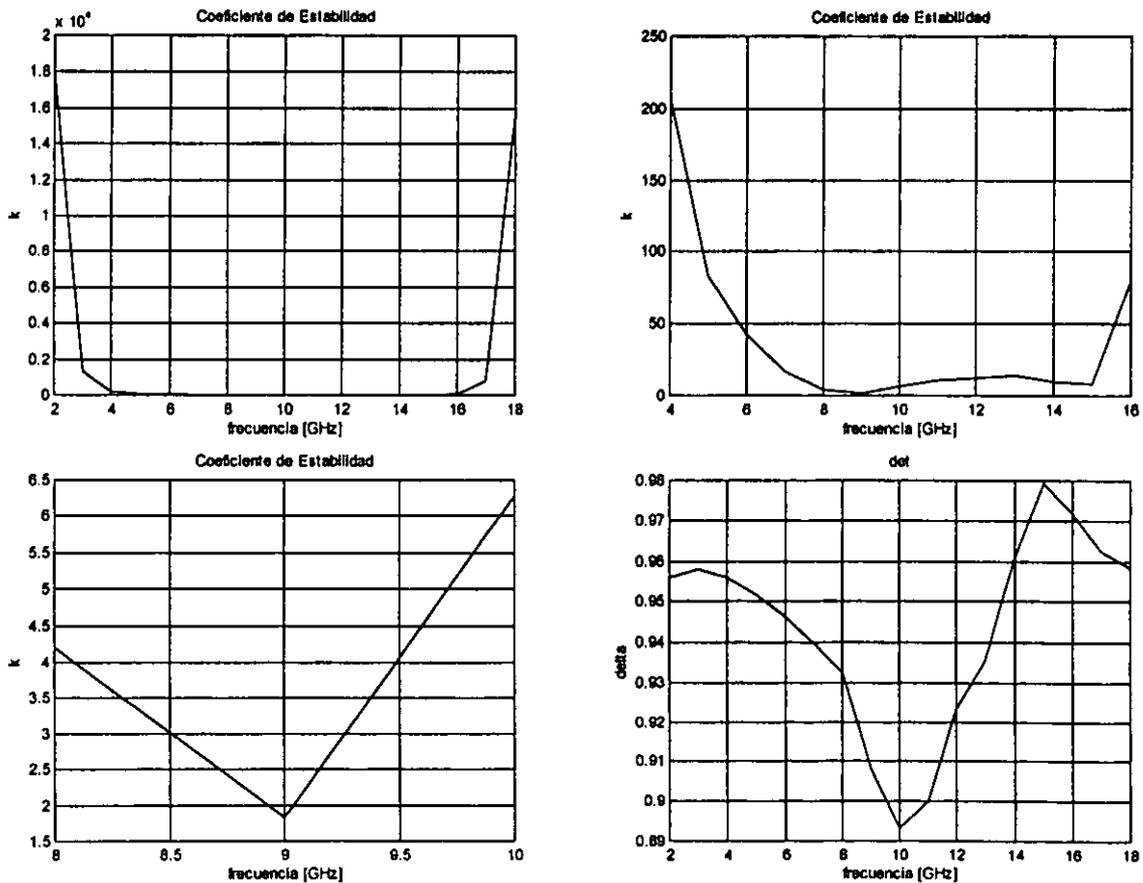


Figura 2.100. Análisis de estabilidad del amplificador.

Se tiene estabilidad incondicional para todo el ancho de banda del amplificador, y también se tienen los parámetros dentro de las especificaciones de diseño.

## 2.10 Construcción del Circuito del Amplificador

Con el propósito de construir el circuito impreso del amplificador, se utiliza un sustrato fabricado por la firma Rogers Corp., el cual posee las siguientes características

Material	Constante dieléctrica	Factor de disipación ( $\tan \delta$ )
RO4003	3.41	0.0030

Tabla 1. Propiedades del sustrato dieléctrico

Con base en las características del material, con una  $h$  igual a 0.51 mm. se obtuvieron las dimensiones físicas de las líneas y stubs que satisfacen las impedancias características y las longitudes eléctricas de nuestro diseño.

Elemento del circuito	Ancho ( $w$ ) en milímetros	Longitud ( $l$ ) en milímetros
$T_1$	0.800	1.965
$T_2$	0.818	1.154
$T_3$	0.852	0.264
$T_4$	0.504	1.401
$T_5$	0.795	1.633
$T_6$	0.518	1.193
$T_7$	0.858	0.291
$T_8$	0.518	1.386
$T_9$	0.870	2.392
$T_{10}$	0.679	0.578
$T_{11}$	0.504	1.430
$T_{12}$	0.830	1.462
$T_{p1}, T_{p2}, T_{p3}$	0.140	4.006
$T_{e1}, T_{e2}, T_{e3}$	0.870	3.813

Tabla 2. Dimensiones físicas de las líneas y stubs

En la figura 2.101 se muestra el circuito esquemático del amplificador considerando los valores de la tabla 2.

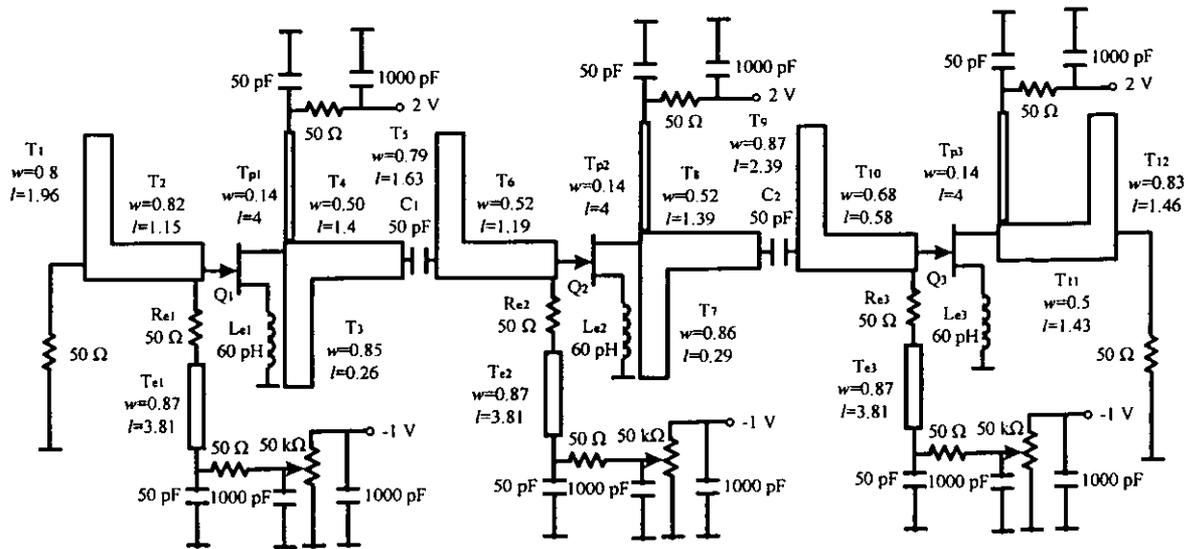


Figura 2.101. Circuito con dimensiones físicas en líneas y stubs usando el substrato RO 4003

Los capacitores de 50 pF se construyen mediante un substrato cuadrado de cobre de 1.5 mm de lado, aplicando a una de sus caras una deposición de SiO<sub>2</sub> de 2 μm de espesor, después es recubierta con otra deposición de cobre tal como se muestra en la figura 2.102.

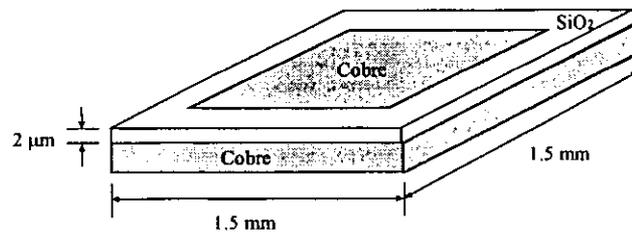


Figura 2.102. Construcción de los capacitores de 50 pF

Los capacitores son conectados por su cara inferior al plano de tierra mediante through-holes.

El inductor es construido utilizando las terminales de fuente del propio transistor. Se tiene que la reactancia de un stub en corto es igual a

$$X_{\text{stub en corto}} = jZ_0 \tan \beta l \quad (2.36)$$

dato que las terminales estarán sobre un substrato con  $\epsilon_r$  igual a 3.41 y  $h$  igual a 0.51 mm, y tomando en cuenta el ancho de la terminal de fuente del transistor es de 1.02 mm, se tiene una impedancia característica de 54.70 Ω.

Despejando la longitud del stub mediante la siguiente ecuación se tiene

$$\ell = \frac{1}{\beta} \tan^{-1} \left( \frac{X_{stub}}{Z_0} \right) \quad (2.37)$$

Donde  $\beta$  es la constante de fase en la microcinta.

Formando con las terminales un arreglo en paralelo de dos inductancias de  $9 \Omega$  para obtener los  $j4.5 \Omega$  a 12 GHz requeridos, se obtiene una longitud de 0.393 mm para cada stub en corto.

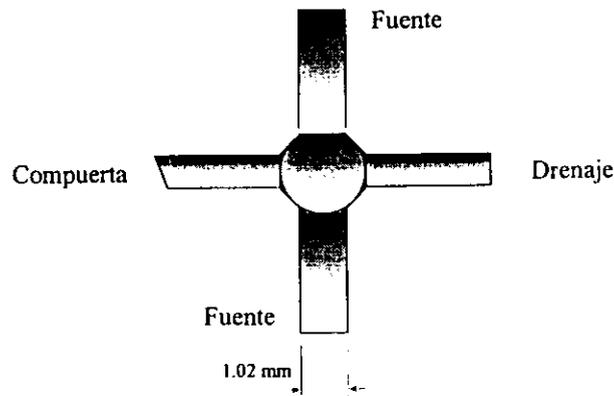


Figura 2.103. Encapsulado del PHEMT ATF-35076

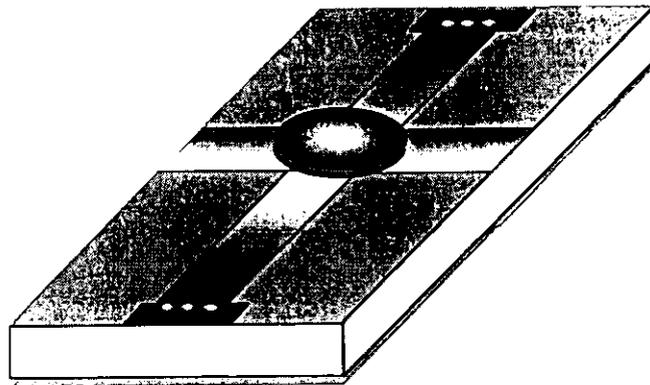


Figura 2.104. Realización del inductor mediante las terminales del transistor

Mediante la técnica de thru-hole y a la distancia calculada, se conecta al plano de tierra las terminales de fuente del transistor.

El circuito en forma esquemática se muestra en la figura 2.105 .

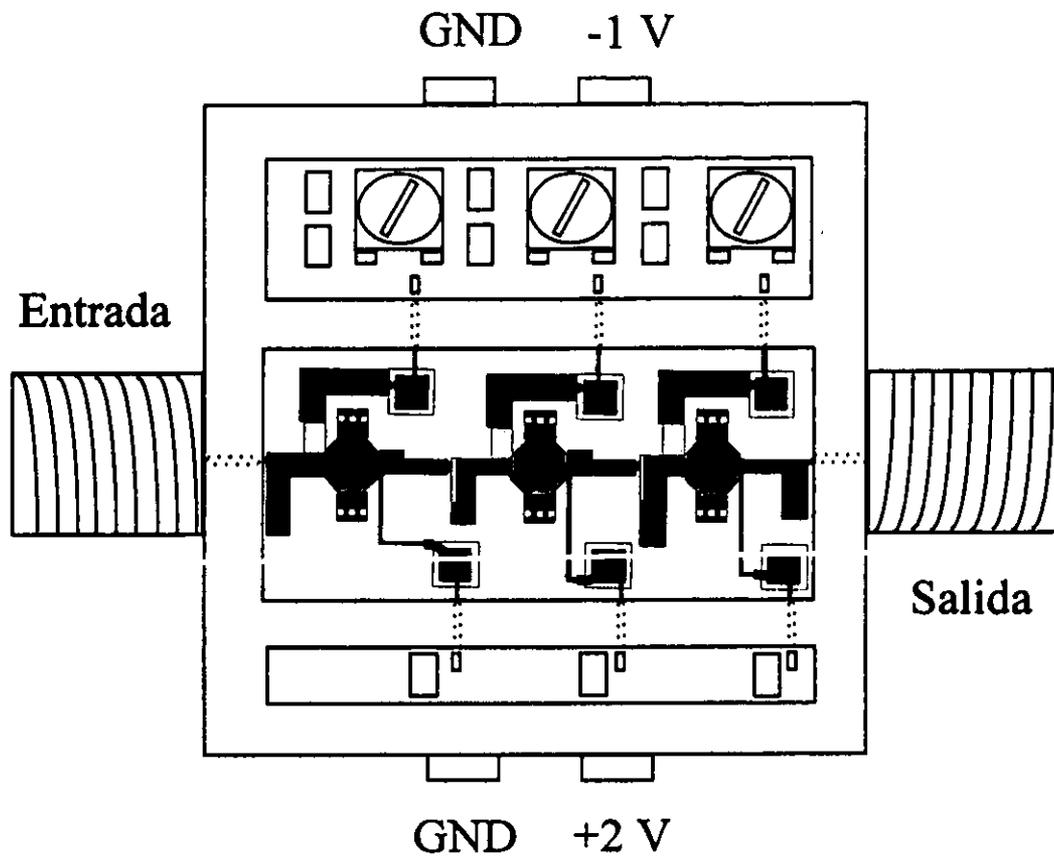


Figura 2.105 . Distribución de elementos para el amplificador

El amplificador se divide en tres partes, una cavidad se utiliza para colocar el circuito de microcinta y las dos restantes son usadas para los circuitos de polarización. En la entrada y salida se utilizan conectores estándares tipo K hembra de la firma Wiltron.

## 2.11 Pérdidas en la Entrada del Amplificador

Hasta este punto se ha efectuado un diseño considerando que las líneas de transmisión y los stubs son sin pérdidas. Sin embargo, es necesario considerarlas para evaluar la contribución a la figura de ruido debido a esta no idealidad de la microcinta. Debido a que el ruido está directamente relacionado con las pérdidas, y dado que el ruido de la primera etapa es el que mayor peso tiene en el amplificador, es necesario llevar a cabo un análisis para determinar la magnitud de las pérdidas en la etapa de entrada del amplificador y estimar su efecto sobre la figura de ruido del sistema.

### Pérdidas en líneas de transmisión

En el diseño de circuitos de microondas, particularmente en altas frecuencias, la atenuación a lo largo de la línea de transmisión es un aspecto de suma importancia. En el caso de la microcinta, la atenuación es causada por pérdidas en el conductor, pérdidas en el sustrato y pérdidas por radiación. En el caso de sustratos no magnéticos, las pérdidas en el sustrato son comúnmente referidas como pérdidas en el dieléctrico y son causadas por el factor de disipación del material. Si el sustrato es de material magnético, las pérdidas son causadas tanto por la disipación del dieléctrico como por las pérdidas magnéticas. Estas pérdidas son dependientes de las partes imaginarias de la permitividad y permeabilidad. Las pérdidas en el conductor son causadas por la imperfección del metal usado y son dependientes de la profundidad de penetración o de la resistividad superficial del conductor [ITO87].

Para nuestro caso se considera solamente sustratos no magnéticos, entonces la atención se centrará en solo dos tipos de pérdidas, las pérdidas dieléctricas en el sustrato y las pérdidas en el conductor de microcinta y en el plano de tierra.

El efecto de pérdidas puede ser evaluado mediante la constante de atenuación  $\alpha$ , que está formada por

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d \quad (2.38)$$

donde los términos equivalen a

$\alpha_c$ , pérdidas por conducción

$\alpha_d$ , pérdidas por dieléctrico

La atenuación debida a las pérdidas del conductor está dada aproximadamente por [POZ90]

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \quad Np/m \quad (2.39)$$

donde  $R_s = \sqrt{\omega\mu_0 / 2\sigma}$  es la resistividad superficial del conductor y  $W$  es su ancho.

La atenuación debida a las pérdidas en el dieléctrico está definida como [WAD91]

$$\alpha_d = \frac{\pi f q_{tan\delta} \tan\delta \sqrt{\epsilon_e}}{c_0} \quad (2.40)$$

donde

$$q_{tan\delta} = \frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_e - \epsilon_r / \epsilon_r} \quad (2.41)$$

y  $\tan\delta$  es el valor de las pérdidas tangenciales del dieléctrico.

Para la mayoría de los substratos de microcinta, las pérdidas debidas al conductor son mayores que las pérdidas debidas al dieléctrico, sin embargo, con cierto tipo de substratos pueden ocurrir excepciones.

A partir del circuito de la figura 2.106 son evaluadas las pérdidas en la entrada del amplificador. Se propone sustituir la línea y los stubs por sus respectivas impedancias equivalentes y así poder estimar las pérdidas en las resistencias.

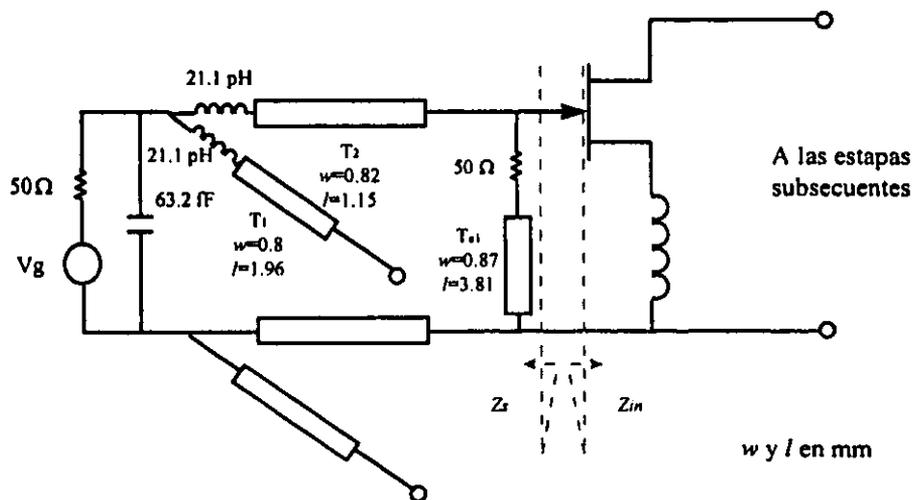


Figura 2.106. Etapa de entrada del amplificador

Con base en los datos de las tablas 1 y 2 y mediante las expresiones (2.39), (2.40) y (2.41) se obtienen los valores de la constante de atenuación para la línea y los stubs de la etapa de entrada; el conductor empleado es cobre y posee una conductividad igual a  $5.813 \times 10^7$  (S/m).

En las siguientes tabla se muestran los valores obtenidos para las frecuencias de 10.7, 12 y 13.3 GHz

<b>Constante de atenuación debida al conductor [Np/m]</b>	<b><u>10.7 GHz</u></b>	<b><u>12 GHz</u></b>	<b><u>13.3 GHz</u></b>
$\alpha_c T1$	0.535	0.567	0.597
$\alpha_c T2$	0.530	0.561	0.590
$\alpha_c Tel$	0.516	0.547	0.576

Tabla 3. Constante de atenuación debida al conductor

<b>Constante de atenuación debida al dieléctrico [Np/m]</b>	<b><u>10.7 GHz</u></b>	<b><u>12 GHz</u></b>	<b><u>13.3 GHz</u></b>
$\alpha_d T1$	0.484	0.543	0.602
$\alpha_d T2$	0.486	0.545	0.604
$\alpha_d Tel$	0.488	0.547	0.607

Tabla 4. Constante de atenuación debida al dieléctrico

<b>Constante de atenuación [Np/m]</b>	<b><u>10.7 GHz</u></b>	<b><u>12 GHz</u></b>	<b><u>13.3 GHz</u></b>
$\alpha T1$	1.019	1.110	1.198
$\alpha T2$	1.016	1.106	1.195
$\alpha Tel$	1.005	1.094	1.183

Tabla 5. Constantes de atenuación de los componentes de la entrada del amplificador

Obteniendo la constante de fase en el circuito de microcinta mediante la expresión  $\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e}$ , se muestran los siguientes datos

Constante de fase $\beta$	10.7 GHz	12 GHz	13.3 GHz
$\beta_{T1}$	365.5	409.9	454.3
$\beta_{T2}$	366.2	410.7	455.2
$\beta_{Te1}$	366.9	411.4	456.0

Tabla 6. Constante de fase en la microcinta

A partir de los valores de las tablas 5 y 6 y con las expresiones siguientes, se encuentran las impedancias equivalentes de la línea y los stubs, los resultados se muestran en la tabla 7.

$$Z_{T1} = \frac{Z_{0T1}}{\tanh[(\alpha_{T1} + j\beta_{T1})\ell_{T1}]} \quad (2.42)$$

$$Z_{T2} = Z_{0T2} \tanh[(\alpha_{T2} + j\beta_{T2})\ell_{T2}] \quad (2.43)$$

$$Z_{Te1} = Z_{0Te1} \tanh[(\alpha_{Te1} + j\beta_{Te1})\ell_{Te1}] \quad (2.44)$$

Impedancia [ $\Omega$ ]	10.7 GHz	12 GHz	13.3 GHz
$Z_{T1}$	0.291-j72.1	0.264-j60.5	0.245-j50.7
$Z_{T2}$	0.088+j28.0	0.100+j31.9	0.115+j36.0
$Z_{Te1}$	7.85+j345.4	11752+j5557	9.67-j353.6

Tabla 7. Impedancia de la línea y los stubs de la etapa de entrada

Encontrando la impedancia de entrada  $Z_{in}$  de acuerdo con la figura 2.106 se obtienen los siguientes valores

Impedancia [ $\Omega$ ]	10.7 GHz	12 GHz	13.3 GHz
$Z_{in}$	19.57-j9.17	17.28-j5.87	16.94-j0.57

Tabla 8. Impedancia de entrada  $Z_{in}$

Sustituyendo los elementos de la etapa de entrada por sus respectivos valores de impedancia y los valores de la impedancia de entrada  $Z_{in}$ , se obtienen los circuitos para 10.7, 12 y 13.3 GHz.



Figura 2.107. Circuito de entrada para 10.7 GHz

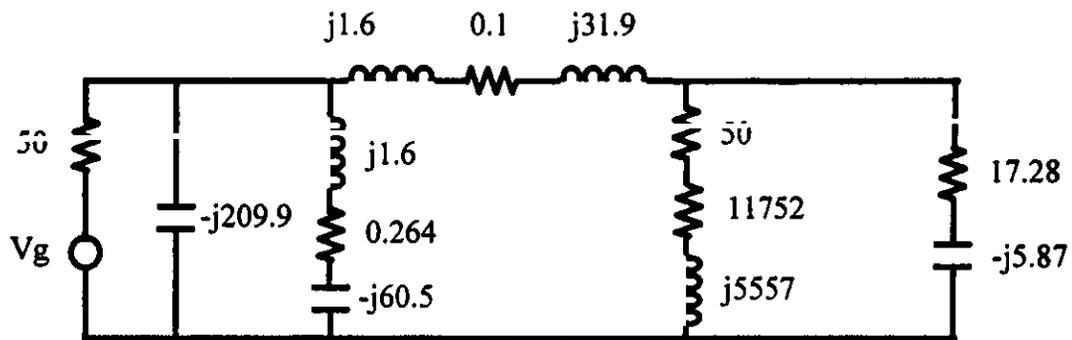


Figura 2.108. Circuito de entrada para 12 GHz

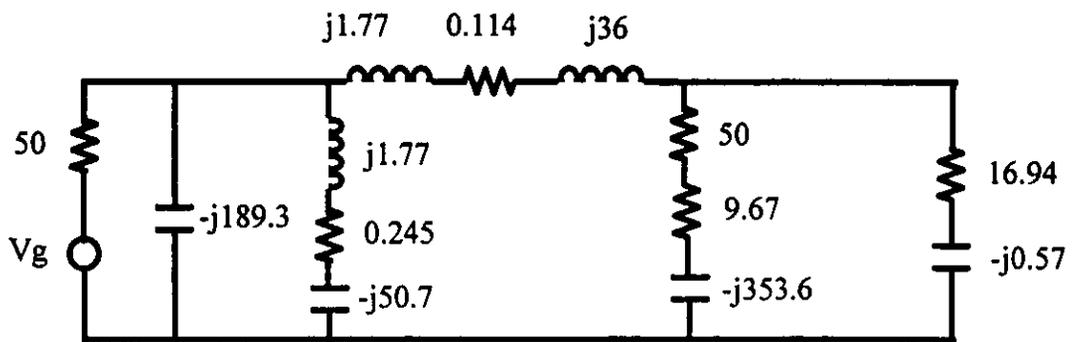


Figura 2.109. Circuito de entrada para 13.3 GHz

La potencia en las resistencias está dada por

$$P = \frac{1}{2} R |I|^2 \quad (2.45)$$

Mediante la expresión (2.45) y determinando las corrientes que circulan en las resistencias, se calculan las potencias en las mismas, y utilizando

$$\% Perd = \frac{P_{rT1} + P_{rT2} + P_{rTel}}{P_{rT1} + P_{rT2} + P_{rTel} + P_{ri}} \times 100\% \quad (2.46)$$

se obtiene el porcentaje de pérdidas en la entrada para cada uno de los circuitos.

En la siguiente tabla se muestran los porcentajes de pérdidas en la etapa de entrada

	10.7 GHz	12 GHz	13.3 GHz
<b>Pérdidas (en %)</b>	1.785	1.172	2.41

Tabla 9. Porcentaje de pérdidas en la entrada del amplificador

Se tiene que para pérdidas del 2% existe un aumento en la temperatura de ruido del amplificador de 7 K, o expresado de otra forma, a un incremento en la figura de ruido de 0.1 dB, por lo que para nuestro caso se tienen los siguientes incrementos en la temperatura de ruido y figura de ruido del amplificador

	10.7 GHz	12 GHz	13.3 GHz
<b>Incremento en la temperatura de ruido (en K)</b>	6.25	4.1	8.44
<b>Incremento en la figura de ruido (en dB)</b>	0.089	0.058	0.120

Tabla 10. Incremento en la temperatura y figura de ruido del amplificador

Puede observarse que los incrementos no provocan que la figura de ruido se salga de las especificaciones de diseño.

## **Conclusiones**

La tecnología en microondas ha avanzado significativamente gracias al desarrollo en el área de los semiconductores, cada vez es posible encontrar dispositivos con mejores figuras de mérito, y en lo que se refiere a las técnicas de bajo ruido, la tecnología de transistores de alta movilidad de electrones HEMT ha permitido obtener figuras de ruido menores a 1 dB en la banda Ku.

La caracterización de redes de microondas mediante bipuertos es una herramienta muy útil en el análisis y diseño de circuitos y sistemas de microondas. El diseño de amplificadores de bajo ruido se ve favorecido al utilizar los modelos eléctricos de parámetros distribuidos y concentrados de los elementos que los integran. Asimismo, la simulación, a través de la programación de las ecuaciones que definen dichos modelos, permite la posibilidad de evaluar diferentes arreglos y condiciones de operación.

Podría decirse que el diseño de amplificadores de bajo ruido requiere fundamentalmente tener una base teórica de redes de bipuertos, de líneas de transmisión, de teoría de ruido y de acoplamiento de impedancias.

Es altamente recomendable familiarizarse con todas las representaciones de bipuertos, ya que debido a la interconexión de los elementos en una red de microondas, la representación mediante un determinado tipo de parámetros facilitará tanto su comprensión como su análisis. De la misma forma, la transformación de parámetros permitirá resolver los diferentes problemas de interconexión para encontrar redes equivalentes.

El acoplamiento de impedancias juega un papel vital en obtener circuitos que cumplan las especificaciones de diseño. Aunque existe una infinidad de redes que permiten efectuar los acoplamientos a una determinada frecuencia, su desempeño en las frecuencias restantes es diferente para cada red, por lo que para una determinada aplicación será necesario encontrar aquella que cumpla satisfactoriamente con los requerimientos dados. Diferentes arreglos de redes de acoplamiento se obtuvieron en el presente trabajo, sin embargo, la elección se efectuó con base a la respuesta de las mismas, así como a su facilidad en su implantación, es decir, ciertos elementos ofrecen sencillez para conectarse en un circuito, mientras que otros presentan una dificultad práctica en su construcción. De esta manera, se prefieren las líneas de transmisión y los stubs sobre elementos como capacitores e inductores debido a la facilidad en su construcción en circuitos de microcinta.

La primera etapa requiere de mucha atención, dado que es la que define predominante la figura de ruido del amplificador y también de todo el receptor. Es necesario analizar la estabilidad del transistor y en su caso estabilizarlo. En nuestro análisis se obtuvo que presentaba estabilidad condicional, por lo que fue necesario estabilizarlo, sin embargo,

dado que el propósito era no incrementar las pérdidas y por consecuencia, la figura de ruido, se utilizó la técnica de estabilización mediante una realimentación serie al conectar un inductor en su terminal de fuente.

Aunque para la estabilización afuera de la banda del amplificador se utilizó una resistencia, su efecto dentro de la banda del amplificador fue prácticamente cancelado debido a su conexión en serie con un stub en corto de longitud  $\lambda/4$ , que representa una impedancia en derivación muy grande dentro de la banda de interés, y así unas pérdidas muy pequeñas, las cuales no contribuyeron a aumentar la figura de ruido.

Las pérdidas debidas al circuito de microcinta deben ser evaluadas y considerar su efecto sobre la figura de ruido, en nuestro caso existieron, sin embargo el incremento no significó que los parámetros del amplificador se saliera de sus especificaciones.

La obtención de las especificaciones de diseño puede llevarse a cabo mediante la optimización de las impedancias características y de las longitudes de stubs y líneas.

La optimización de la segunda y tercera etapa debe enfocarse hacia mejorar los parámetros de relaciones de onda estacionaria y de coeficiente de ganancia. Es conveniente sacrificar un poco la figura de ruido inicialmente encontrada a fin de ganar en lo que se refiere a ganancia y a relaciones de onda estacionarias a la entrada y a la salida.

Los efectos de las discontinuidades en el circuito de microcinta a estas frecuencias deben ser evaluados y ser incluidos dentro del análisis del circuito. Es necesario establecer una condición en el proceso de optimización, que permita tener líneas y stubs con impedancias mayores a un cierto valor con el propósito de reducir el ancho de líneas y stubs y con esto reducir el efecto de las discontinuidades producidas por las uniones en ángulo y en T.

Un especial cuidado debe tenerse con el diseño de las redes de polarización, dado que una red inadecuada puede representar un costo alto en los parámetros del amplificador. Los voltajes de polarización son introducidos a la compuerta y al drenaje del transistor mediante stubs en corto de longitud  $\lambda/4$ . Esto permite desconectarlos a las frecuencias de operación del amplificador.

Los parámetros obtenidos en el diseño del presente amplificador satisfacen las especificaciones de diseño, y son altamente competitivas con los amplificadores comerciales. Se obtuvo una figura de ruido menor a 1 dB, una ganancia mayor a 30 dB con una diferencia entre las ganancias máxima y mínima menor a 2 dB y relaciones de onda estacionarias a la entrada y a la salida menores a 1.5.

Con el propósito de efectuar un cotejo con los amplificadores de bajo ruido comerciales, se buscó alguno que operara en la banda de 10.7 a 13.3 GHz, sin embargo no se encontró alguno con tales características, por lo que a continuación se presentan algunos que se aproximan a dicho ancho de banda. El amplificador AMF-4F-107127-10-12P de la firma Miteq opera de 10.7 a 12.7 GHz con una ganancia de 32 dB, una figura de ruido de 1 dB y relaciones de onda estacionaria en la entrada y en la salida menores a 1.5.

El amplificador AMF-4F-127133-12-12P funciona de 12.7 a 13.3 GHz con una ganancia de 30 dB, una figura de ruido de 1.2 dB y relaciones de onda estacionaria en la entrada y en la salida menores a 1.5.

El amplificador JS4-12001800-12-5A trabaja de 12 a 18 GHz con una ganancia de 30 dB, una figura de ruido de 1.2 dB y relaciones de onda estacionaria en la entrada y en la salida menores a 2.

Puede observarse que nuestro amplificador posee excelentes especificaciones al hacer un símil con algunos de los amplificadores comerciales.

Aunque el diseño a frecuencias más altas requiere considerar ciertos aspectos adicionales, la metodología en el presente diseño y la experiencia obtenida, pueden permitir incursionar en el diseño de amplificadores para la banda milimétrica, que representa en la actualidad una tendencia en el desarrollo de las comunicaciones satelitales.

## Referencias y Bibliografía

- [ALI91] Fazal Ali, Aditya Gupta, *HEMTs & HBTs: Devices, Fabrication, and Circuits*, Artech House 1991.
- [CAR82] Carson, Ralph S., *High-Frequency Amplifiers*, John Wiley & Sons, 1982.
- [FIR55] Firlie, J. E., y H. Winston, *Bull. Am. Phys. Soc.*, 30, 2, 1955.
- [FUK81] Hatsuaki Fukui, *Low-Noise Transistors & Amplifiers*, IEEE Press, 1981.
- [GON84] G. Gonzalez., *Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1984.
- [HOF87] Hoffman, Reinmut, *Handbook of Microwave Integrated Circuits*, Artech House, 1987.
- [HPC91] Hewlett Packard, *Communication Components, GaAs & Silicon Products Designer's Catalog*, 1991.
- [ITO87] Tatsuo Itoh, *Planar Transmission Line Structures*, IEEE Press, 1987.
- [MED93] Medley, Max W. *Microwave and RF Circuits: Analysis and Design*, Artech House, 1993.
- [MOT72] C. D. Motchenbacher y F.C. Fitchen, *Low-Noise Electronic Design*, John Wiley & Sons. 1972.
- [POZ90] D. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison Wesley. 1990.
- [RAM78] Garg, Ramesh, y I.J. Bahl, *Microstrip Discontinuities*, *International Journal of Electronics*, Vol. 45, No. 1, 1978, pp. 81-87.
- [ROL62] J.M. Rollett, "Stability and Power-Gain Invariants of Linear Two Ports", *IEEE Trans. on Circuit Theory*, Vol. CT-9, No. 1, Marzo 1962, pp. 29-32, y correcciones, vol CT-10, No 1, Marzo 1963, p. 107.
- [ROT56] H. Rothe, W. Dahkle, *Theory of Noisy Fourpoles*, *Proceeding of the IRE*, Vol. 44, Junio de 1956, pp. 811-818.
- [SCT93] Secretaría de Comunicaciones y Transportes, *Cuadro de Atribución Nacional de Frecuencias*, México 1993.

[VEN90] G. Vendelin, *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*, John Wiley & Sons, 1990.

[WAD91] Wadell, Brian C., *Transmission Line Design Handbook*, Artech House, 1991.

**ANEXO A**

<b>CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS [SCT93]</b>				
<b>INTERNACIONAL (en GHz)</b>			<b>MEXICO (en GHz)</b>	
<b>REGION 1</b>	<b>REGION 2</b>	<b>REGION 3</b>	<b>SERVICIOS</b>	<b>NOTAS</b>
10.7-11.7 FIJO FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) 792 A (Tierra-espacio) 835 MOVIL salvo móvil aeronáutico	10.7-11.7 FIJO FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) 792 A MOVIL salvo móvil aeronáutico		10.7-11.7 FIJO	M120
11.7-12.5 FIJO RADIODIFUSION RADIODIFUSION POR SATELITE MOVIL salvo móvil aeronáutico 838	11.7-12.1 FIJO FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) MOVIL salvo móvil aeronáutico 836 839	11.7-12.2 FIJO MOVIL salvo móvil aeronáutico RADIODIFUSION RADIODIFUSION POR SATELITE 838	11.7-12.2 FIJO FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) 836 839	M121
	12.1-12.2 FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) 836 839 842			
	12.2-12.7 FIJO MOVIL salvo móvil aeronáutico RADIODIFUSION RADIODIFUSION POR SATELITE 839 844 846	12.2-12.5 FIJO MOVIL salvo móvil aeronáutico RADIODIFUSION 838 845	12.2-12.7 RADIODIFUSION POR SATELITE RADIODIFUSION 839 844 846	
12.5-12.75 FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) (Tierra-espacio) 848 849 850	12.7-12.75 FIJO FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio) MOVIL salvo móvil aeronáutico	12.5-12.75 FIJO FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) MOVIL salvo móvil aeronáutico RADIODIFUSION POR SATELITE 847	12.7-13.25 FIJO	M123
		12.75-13.25 FIJO FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio) 792 A Investigación espacial (espacio lejano) (espacio-Tierra)		

## **Regiones**

La Unión Internacional de Telecomunicaciones ha dividido al mundo en tres Regiones, las cuales están definidas de la siguiente forma:

<b>Región 1</b>	<b>Europa y Africa</b>
<b>Región 2</b>	<b>América</b>
<b>Región 3</b>	<b>Asia y Oceanía</b>

## **Descripción de notas internacionales**

- 835** 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.
- 836** 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.
- 837** Categoría de servicio diferente: en Canadá, México y EE UU la atribución de la banda 11.7-12.1 GHz al servicio fijo es a título secundario.
- 838** 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 causarán interferencia perjudicial a las estaciones de radiodifusión por satélite que funcionen de acuerdo a las disposiciones del apéndice 30.
- 839** 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 11.13 y 14). 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 15.

840 SUP.

841 SUP.

842 Atribución adicional: en Brasil y Perú, la banda 12.1-12.2 GHz está también atribuida, a título primario, al servicio fijo.

843 SUP.

844 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 30(Orb-85).

845 En la Región 3, la banda 12.2-12.5 GHz está también atribuida al servicio fijo por satélite (espacio-Tierra), limitado a sistemas nacionales y subregionales. Los límites de densidad de flujo de potencia indicados en el número 2574 se aplicarán a esta banda. La introducción de este servicio en relación con el servicio de radiodifusión por satélite en la Región 1 se ajustará a los procedimientos especificados en el artículo 7 del apéndice 30\*, ampliándose la banda de frecuencias aplicable de modo que comprenda 12.2-12.5 GHz.

846 En la Región 2, en la banda 12.2-12.7 GHz, las asignaciones a las estaciones del servicio de radiodifusión por satélite en el Plan para la Región 2 que figura en el apéndice 30(Orb-85) 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 de las transmisiones del servicio de radiodifusión por satélite que funciones de conformidad con el Plan de la Región 2. Con respecto a los servicios de radiocomunicación espacial, esta banda será utilizada principalmente por el servicio de radiodifusión por satélite.

847 En la Región 3, en la banda 12.5-12.75 GHz, el servicio de radiodifusión por satélite está limitado a la recepción comunal, con una densidad de flujo de potencia que no exceda a  $-111 \text{ dB(W/m}^2\text{)}$ , como se define en el anexo 5 del apéndice 30(Orb-85). Véase también la resolución 34.

848 Atribución adicional a ciertos países de Africa, la banda 12.5-12.75 GHz está también atribuida, a título primario, a los servicios fijo y móvil, salvo móvil

- aeronáutico.
- 849 Atribución adicional a ciertos países de Europa, la banda de 12.5-12.75 GHz está también atribuida, a título secundario, a los servicios fijo y móvil, salvo móvil aeronáutico.
- 850 Atribución adicional a ciertos países de Europa, la banda 12.5- 12.75 GHz está también atribuida a título primario, a los servicios fijo y móvil, salvo móvil aeronáutico. No obstante, las estaciones de estos servicios no deben causar interferencia perjudicial a las estaciones terrenas del servicio fijo por satélites de los países de la Región 1 distintos a los mencionados en esta nota. No se requiere ninguna coordinación de estas estaciones terrenas con las estaciones de los servicios fijo y móvil de los países mencionados en esta nota. Se aplicarán, el territorio de los mismos, los límites de densidad de flujo de potencia en la superficie de la Tierra prescritos en el número 2574 para el servicio fijo por satélite.

### **Descripción de notas nacionales**

- M120 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.
- M121 La banda de 11.7-12.2 GHz es utilizada por los Sistemas de Satélites Mexicanos.
- M122 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.
- M123 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 restringido de señales de televisión.

## ANEXO B

### Datos Técnicos del PHEMT ATF-35076



**ATF-35076, -35176, -35376**  
**2-18 GHz Low Noise**  
**Pseudomorphic HEMT**

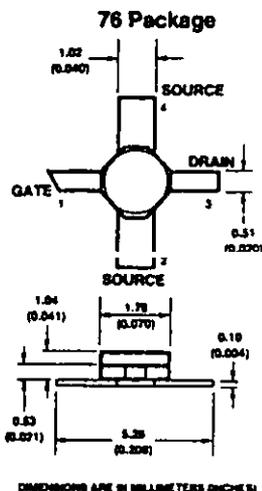
#### Features

- PHEMT Technology
- Low Noise Figure: 0.75 Typical at 12 GHz
- High Associated Gain: 11 dB Typical at 12 GHz
- Cost Effective Ceramic Microstrip Package
- Tape-and-Reel Packaging Option Available!

#### Description

The ATF-35076, -35176, and -35376 are noise performance differentiated versions of the high performance ATF-35 Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (PHEMT), housed in the Style 76 cost-effective, ceramic microstrip package. The ATF-35076 offers premium noise figure and is an ideal choice for use in the first stage of extremely low noise cascades. The slightly higher noise figure of the ATF-35176 makes it appropriate for use in the second stage of premium cascades or as the first stage in amplifiers that have less critical noise requirements. The moderate noise performance of the ATF-35376 makes this part suitable for second stage use in low noise cascades. Although developed for use in Ku band DBS systems, these devices are also appropriate for use in C band TVRO LNAs or other low noise amplifiers operating in the 2 to 18 GHz frequency range.

These GaAs PHEMT devices have a nominal 0.25 micron gate length with a total gate periphery of 200 microns. Proven gold based metallization systems and nitride passivation assure rugged, reliable devices.



Typical Noise Parameters:  $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ ,  $I_{DS} = 10 \text{ mA}$

FREQ GHz	ATF-35076 NF <sub>0</sub> dB	ATF-35176 NF <sub>0</sub> dB	ATF-35376 NF <sub>0</sub> dB	$T_{OPT}$ MAG	ANG	$R_w/Z_0$ -
2.0	.13	.14	.17	.82	23	.23
4.0	.25	.28	.33	.74	43	.19
8.0	.38	.43	.50	.62	69	.13
8.0	.50	.57	.67	.57	89	.10
10.0	.63	.71	.83	.51	115	.07
12.0	.75	.85	1.00	.44	140	.05
14.0	.88	.99	1.17	.42	164	.04

$T_{OPT}$  and  $R_w/Z_0$  apply equally to the ATF-35076, ATF-35176, and ATF-35376.

#### Electrical Specifications, $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameters and Test Conditions	Product	Unit	Min.	Typ.	Max.
NF <sub>0</sub>	Optimum Noise Figure: $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ , $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ $f = 4.0 \text{ GHz}$ $f = 12 \text{ GHz}$	ATF-35076	dB		0.25	
GA	Gain @ NF <sub>0</sub> : $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ , $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ $f = 4.0 \text{ GHz}$ $f = 12 \text{ GHz}$		dB		16.0	0.80
NF <sub>0</sub>	Optimum Noise Figure: $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ , $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ $f = 4.0 \text{ GHz}$ $f = 12 \text{ GHz}$	ATF-35176	dB		0.30	
GA	Gain @ NF <sub>0</sub> : $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ , $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ $f = 4.0 \text{ GHz}$ $f = 12 \text{ GHz}$		dB	10.0	11.0	0.80
NF <sub>0</sub>	Optimum Noise Figure: $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ , $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ $f = 4.0 \text{ GHz}$ $f = 12 \text{ GHz}$	ATF-35376	dB		0.40	
GA	Gain @ NF <sub>0</sub> : $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ , $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ $f = 4.0 \text{ GHz}$ $f = 12 \text{ GHz}$		dB		15.0	1.2
$g_m$	Transconductance: $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ , $V_{GS} = 0 \text{ V}$		mS	40	65	
$I_{DSS}$	Saturated Drain Current: $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ , $V_{GS} = 0 \text{ V}$		mA	20	50	70
$V_p$	Pinchoff Voltage: $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ , $I_{DS} = 1 \text{ mA}$		V	-2.0	-0.4	

**ATF-35076, -35176, -35376**  
**2-18 GHz Low Noise Pseudomorphic HEMT**

**Absolute Maximum Ratings**

Parameter	Symbol	Absolute Maximum <sup>1</sup>
Drain-Source Voltage	V <sub>DS</sub>	+4 V
Gate-Source Voltage	V <sub>GS</sub>	-3 V
Drain Current	I <sub>D</sub>	I <sub>DSS</sub>
Total Power Dissipation <sup>2,3</sup>	P <sub>T</sub>	225 mW
RF Input Power	P <sub>IN max</sub>	+10 dBm
Channel Temperature	T <sub>CH</sub>	150°C
Storage Temperature	T <sub>STG</sub>	-65 to 150°C

Thermal Resistance 2:  $\theta_{JC}$ =325 °C/W; T<sub>CH</sub>=150°C  
 Liquid Crystal Measurement: 1 μm Spot Size 4

**Notes:**

- Operation of this device above any one of these limits may cause permanent damage.
- T<sub>case</sub> = 25°C
- Derate at 3.2 mW/°C for T<sub>C</sub>>102°C
- The small spot size of this technique results in a higher, though more accurate determination of  $\theta_{JC}$  than alternate methods.

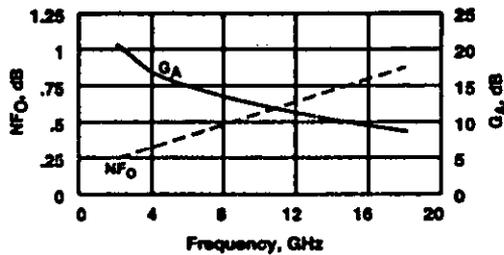
**Part Number Order Information**

Part Number	Devices Per Reel	Reel Size
ATF-35076-TR1	1000	7"
ATF-35076-TR2	4000	13"
ATF-35076-STR	1	strip
ATF-35176-TR1	1000	7"
ATF-35176-TR2	4000	13"
ATF-35176-STR	1	strip
ATF-35376-TR1	1000	7"
ATF-35376-TR2	4000	13"
ATF-35376-STR	1	strip

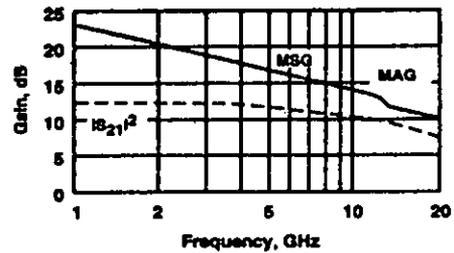
For more information, see "Tape and Reel Packaging for Semiconductor Devices", page 14-14.

**Typical Performance, T<sub>A</sub> = 25°C, (Unless otherwise noted)**

**Noise Figure and Associated Gain vs. Frequency (ATF-35076)**  
 V<sub>DS</sub> = 1.5 V, I<sub>DS</sub> = 10 mA



**Insertion Power Gain, Maximum Available Gain and Maximum Stable Gain vs. Frequency**  
 V<sub>DS</sub> = 1.5 V, I<sub>DS</sub> = 10 mA



**Typical Scattering Parameters: Common Source, Z<sub>0</sub> = 50 Ω**

T<sub>A</sub> = 25°C, V<sub>DS</sub> = 1.5 V, I<sub>DS</sub> = 10 mA

Freq. GHz	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>			S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>		
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
2.0	.98	-31	12.69	4.10	149	-29.11	.035	67	.49	-24
3.0	.95	-43	12.13	4.04	137	-25.85	.051	59	.47	-33
4.0	.92	-60	12.06	4.01	122	-23.48	.067	48	.45	-45
5.0	.88	-76	11.84	3.91	106	-21.94	.080	36	.41	-58
6.0	.83	-82	11.51	3.76	91	-20.82	.091	26	.38	-70
7.0	.79	-108	11.22	3.64	77	-20.00	.100	16	.35	-83
8.0	.76	-119	10.95	3.53	67	-19.33	.108	10	.32	-90
9.0	.73	-134	10.66	3.41	53	-18.86	.114	0	.29	-102
10.0	.70	-149	10.32	3.28	39	-18.42	.120	-10	.27	-114
11.0	.66	-164	10.01	3.17	26	-18.20	.123	-20	.24	-127
12.0	.63	-179	9.75	3.07	13	-17.86	.128	-29	.22	-139
13.0	.61	166	9.57	3.01	09	-17.79	.129	-39	.20	-150
14.0	.60	155	9.37	2.94	-83	-17.65	.131	-43	.16	-158
15.0	.59	140	9.17	2.88	-22	-17.52	.133	-54	.14	-170
16.0	.57	124	8.91	2.79	-35	-17.46	.134	-65	.11	178
17.0	.55	108	8.82	2.76	-50	-17.20	.138	-76	.07	166
18.0	.54	88	8.77	2.75	-64	-17.02	.141	-89	.04	131

The above S parameter description applies equally to the ATF-35076, -35176, and -35376.

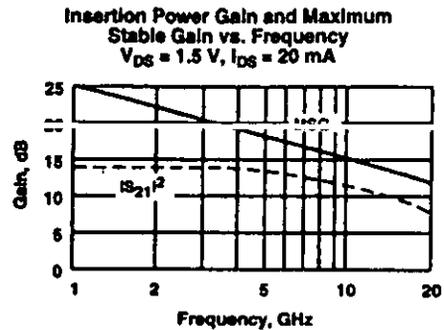
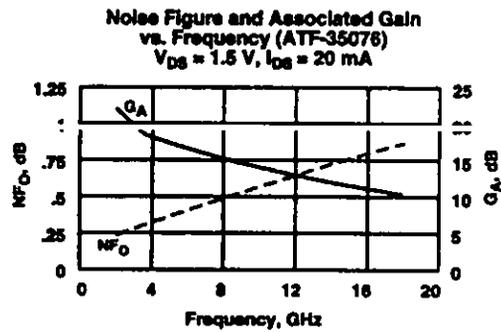
**ATF-35076, -35176, -35376**  
**2-18 GHz Low Noise Pseudomorphic HEMT**

**ATF-35 Series Pseudomorphic HEMT**

For the ATF-35 Series PHEMTs, increasing  $I_{DS}$  from 10 mA to 20 mA has the effect of increasing gain at 12 GHz by approximately 1 dB without significantly altering noise performance.

Designers having the flexibility to operate at this higher bias current may want to take advantage of this feature. 20 mA S parameter data follows. Since device capacitances vary little with bias current, the 10 mA noise parameters may also be used to describe 20 mA noise performance.

**Typical Performance,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , (Unless otherwise noted)**



**Typical Scattering Parameters: Common Source,  $Z_0 = 50\ \Omega$**

$T_A = 25^\circ\text{C}, V_{DS} = 1.5\text{ V}, I_{DS} = 20\text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$		$S_{21}$			$S_{12}$			$S_{22}$	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
2.0	.97	-33	13.89	4.95	147	-29.82	.033	68	.41	-24
3.0	.95	-45	13.76	4.88	135	-26.56	.047	60	.40	-33
4.0	.91	-62	13.57	4.77	119	-24.44	.060	50	.37	-45
5.0	.86	-79	13.20	4.57	103	-22.73	.073	38	.33	-57
6.0	.80	-95	12.75	4.34	88	-21.72	.082	28	.30	-69
7.0	.76	-110	12.34	4.14	74	-20.82	.091	19	.27	-82
8.0	.74	-121	12.07	4.01	65	-20.09	.099	14	.24	-90
9.0	.71	-135	11.75	3.87	51	-19.88	.104	5	.22	-102
10.0	.67	-150	11.35	3.70	37	-19.17	.110	-5	.20	-113
11.0	.62	-164	10.95	3.53	24	-18.86	.114	-14	.17	-123
12.0	.59	-178	10.83	3.40	11	-18.42	.120	-23	.15	-138
13.0	.57	-167	10.47	3.34	-2	-18.20	.123	-33	.14	-152
14.0	.56	156	10.32	3.28	-9	-17.99	.126	-37	.12	-164
15.0	.54	140	10.10	3.20	-23	-17.92	.127	-47	.10	-173
16.0	.52	125	9.82	3.10	-37	-17.65	.131	-58	.06	-179
17.0	.49	107	9.70	3.05	-51	-17.39	.135	-70	.03	165
18.0	.50	88	9.72	3.06	-66	-17.08	.140	-82	.03	53

The above S parameter description applies equally to the ATF-35076, -35176, and -35376.