



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO
EN INGENIERÍA

Tesis:

Amplificador de Bajo Ruido para la banda ku, basado en Guía de Ondas H

Presentada por:

Ángel Hilario García Bacho

Para Obtener el Grado de:

MAESTRO EN INGENIERÍA
(ELÉCTRICA)

Director de Tesis:

Dr. Oleksandr Martyntuk



Ciudad Universitaria, México D.F., Agosto del 2005

DOY GRACIAS A...

- **Dios**, por todas las bendiciones que me ha otorgado a lo largo de todos los días de mi vida, siendo esta una de ellas: haber llegado a la meta trazada para mi preparación profesional.
- *Mi esposa Antonia*, por ser el hombre que todo esposo quiere encontrar después de Dios, para apoyarse y pedir ayuda cuando sea necesario.
- *Mi tutor Dr. Oleksandr Martynyuk*, por compartir sus conocimientos y por su paciencia para lograr presentar este trabajo.
- *Mis amigos*, por compartir sus experiencias profesionales y de vida, por impulsarme y darme ánimo de seguir adelante para terminar el presente trabajo.
- *Los Profesores del Programa de Maestría y Doctorado en Ingeniería*, por la preparación recibida para mi formación profesional.
- *Mi Madre María*, por haber forjado mi carácter y con ello finalizar las metas trazadas en mi vida.
- *Mi Padre Ángel†*, por el gran ejemplo de vida que inculcó en mi ser: la responsabilidad.
- *Mis Hermanos*, Elba, Moisés y Gustavo, por darme su apoyo moral y espiritual durante mi preparación profesional.
- *Mis familiares*, por ser otro gran motivo para mi superación académica y personal.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1. Fundamentos para el diseño de Amplificadores de Bajo Ruido para Microondas	9
1.1 Representación de Redes	9
1.1.1 Representación por parámetros Z (impedancia)	10
1.1.2 Representación por parámetros Y (admitancia)	11
1.1.3 Representación por parámetros H (Híbridos)	12
1.1.4 Representación por parámetros S (Scattering)	12
1.1.5 Representación por parámetros $ABCD$	14
1.2 Ruido en Sistemas de Microondas	17
1.2.1 Potencia de Ruido	17
1.2.2 Medición de la temperatura de ruido por el método del factor Y	19
1.2.3 Figura de Ruido	21
1.2.4 Ruido en una red de dos puertos	22
1.2.5 Figura de ruido de un sistema conectado en cascada	28
1.3 Líneas de transmisión	30
1.3.1 Modelo de un circuito de elementos concentrados para una línea de transmisión	30
1.3.2 Propagación de onda en una línea de transmisión	32
1.3.3 Líneas de transmisión sin pérdidas	33
1.3.4 Líneas de transmisión sin pérdidas terminada	34
1.3.5 Casos Especiales de líneas sin pérdidas terminadas	36
Conclusiones	38
CAPITULO 2. Método de Resonancia Transversal	39
2.1 Método de Resonancia Transversal	39
2.2 Comparación entre el Método de Regiones Parciales y el Método de Resonancia Transversal, para el cálculo de la impedancia característica de una guía de ondas H	43
2.3 Guía de ondas estándar $WR75$ (0.75''-0.375'') para la banda ku	49
Conclusiones	52
CAPITULO 3. Diseño del Amplificador de Bajo Ruido de una etapa	53
3.1 Especificaciones de diseño	53
3.2 Estabilidad	54
3.2.1 Estabilidad del transistor en la banda de diseño	57
3.2.2 Estabilidad del transistor en la toda la banda de trabajo	66
3.3 Redes de acoplamiento	72
3.3.1 Transformadores Binomiales	73
3.3.2 Optimización de parámetros	77
Conclusiones	86

CAPITULO 4. Diseño del Amplificador de Bajo Ruido Multi-etapa	87
4.1 Diseño del Amplificador de dos etapas	87
4.2 Diseño del Amplificador de tres etapas	98
Conclusiones	102
Conclusiones Generales	104
Referencia y Bibliografía	106
Anexos	
<i>A Hojas de especificaciones del Transistor ATF-36077 PHEMT</i>	107
<i>B Cuadro de Atribución Nacional de Frecuencias</i>	111

RESUMEN

En el siguiente trabajo se presenta el diseño de un Amplificador de Bajo Ruido multi-etapa, utilizado en la primera etapa de un **LNB** (*Low Noise Block*) para la banda *ku*. Los parámetros de diseños son: ancho de banda de 10.7 a 13.3 GHz, Figura de Ruido menor a 1 dB, Ganancia mayor a 30 dB, variación de la ganancia en el ancho de banda de diseño menor a 3 dB y la razón de onda estacionaria (SWR – Standing Wave Ratio) en la entrada y en la salida menor o igual 1.5.

El diseño del amplificador esta basado en el transistor *ATF-36077* de *Agilent Technologies*, el cual es un dispositivo de alto desempeño para aplicaciones de bajo ruido en frecuencias de microondas, *PHEMT* (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) y las redes de acoplamiento se basan en guías de onda H (*double ridge waveguide*), propuestas por el Dr. Vladimir Skachko. Se emplea un circuito anti-oscilaciones, para estabilizar al transistor en todo el ancho de banda de amplificación del transistor (Q a 18GHz). En primera instancia se hace una aproximación inicial del diseño y posteriormente se optimizan para obtener mejores parámetros del transistor, usando la función de *fmins* de *Matlab ver. 5.3*. Todas las herramientas utilizadas para la primera aproximación del diseño son presentadas.

INTRODUCCIÓN

El sistema DBS (*Direct Broadcast Satellite*), como su nombre implica, proporciona una de las principales distribuciones de señales de televisión, por transmisión directa de un satélite al usuario final. En un típico sistema DBS, la señal de TV es recibida por un LNB (*Low Noise Block-Converter*), montado en el foco de una antena. El LNB reduce la frecuencia de la señal transmitida por el satélite a una *Frecuencia Intermedia* (IF), la cual a su vez es reducida, por un dispositivo convertidor de frecuencia, a una señal en el canal 3 o 4 que puede ser decodificado en imagen y sonido por un equipo de televisión.

Dos principales bandas de transmisión están actualmente en uso: la banda **C** (en 4 GHz) y la banda **Ku** (en 12 GHz). Los sistemas en la banda **C** (también conocido como *Television Receive Only - TVRO*) han estado disponibles por varios años, pero desafortunadamente requieren un plato parabólico muy grande ($10' \approx 3.3\text{m}$ de diámetro o más) para la recepción. Sistemas alternativos trabajan en la banda **Ku**, donde a frecuencias más altas, nos permiten que el tamaño de la antena sea más bajo hasta 1 metro.

Consideraciones del sistema

Una de las especificaciones más importante de un LNB es la Figura de Ruido (**NF**) y la ganancia asociada (**G_A**). La figura de ruido fija la sensibilidad del receptor y determina el tamaño de la antena que puede ser usada con el LNB. Para muchos sistemas, la **NF** del LNB de 2.0 dB o menos es muy adecuada para que los televidentes reciban una imagen clara. Sin embargo consideraciones estéticas tales como tamaño de antena más pequeño o consideraciones geográficas tales como la franja de recepción, tienden a causar que los LNBs con figura de ruido más bajos sean más atractivos. Los esfuerzos para resolver esta demanda de disminuir la figura de ruido, han conducido al desarrollo de tecnologías tales como Transistores con Alta Movilidad de Electrones (*HEMT*). En la actualidad, la figura de ruido de los LNBs en el rango de 1.2 a 1.5 dB representa un sistema prototipo realista, con la expectativa que con la presión del mercado, se reducirá este número aun nivel más bajo en el futuro. La ganancia de los LNB asegura que una potencia suficiente estará disponible en el dispositivo convertidor. La ganancia requerida de un LNB típicamente está entre 50 y 65 dB, siendo $55\text{dB} \pm 3\text{dB}$ una especificación típica.

Se puede pensar que el LNB consiste de 4 componentes: (1) Amplificador de bajo Ruido (*LNA*), (2) Mixer, (3) Oscilador y (4) Amplificador de IF. Un diagrama de bloques típico es mostrado en la *Figura 1*.

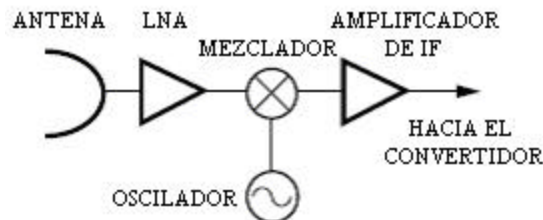


Figura 1. Bloque-convertidor de bajo ruido para el sistema DBS.

LNA

El LNA es la primera etapa del LNB. Este recibe la señal de la antena, con una mínima degradación de razón señal a ruido y amplifica la señal recibida suficientemente para procesamientos posteriores.

Especificaciones requeridas

Los LNBs en la banda **Ku** son típicamente diseñados para trabajar para un satélite específico, el cual podría transmitir una de las tres bandas de frecuencias: 10.95 a 11.7 GHz, 11.7 a 12.2 GHz, o 12.25 a 12.75 GHz. Por lo tanto, el satélite seleccionado fija la banda de frecuencia para el LNA. Las más importantes especificaciones eléctricas de un LNA son la figura de ruido (**NF**) y la ganancia asociada (**G_A**). La siguiente ecuación de ruido en cascada muestra como ambos parámetros afectan la sensibilidad del LNB.

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (1)$$

La figura de ruido de la primera etapa del LNA, fija un nivel de sensibilidad inicial. La figura de ruido de cada una de las siguientes etapas degradan esta sensibilidad, pero es reducida por la ganancia precedente. Los dispositivos seleccionados para el LNA deben ser capaces de proporcionar una figura de ruido más baja de la que el sistema LNB requiere y debe proporcionar suficiente ganancia para ocultar la contribución de ruido del mixer y el amplificador de IF. Por ejemplo, si el mixer tiene una figura de ruido de 7 dB y su contribución a la conexión en cascada debe ser despreciable (<0.005 dB), entonces al menos una ganancia de 25 dB es necesaria por el LNA.

Este análisis conduce a los siguientes posibles arreglos para el LNA.

- Suponiendo una figura de ruido de 10 dB para la conexión en cascada mixer-amplificador de IF, un LNB de 1.5 dB puede ser obtenido de una cascada de tres etapas con los siguientes dispositivos:

Etapa 1: NF = 1.2 dB, G_A = 9 dB

Etapa 2: NF = 1.6 dB, G_A = 8 dB

Etapa 3: NF = 2.2 dB, G_A = 8 dB

- Una conexión en cascada de dos etapas produce el mismo resultado requerido:

Etapa 1: NF = 1.3 dB, G_A = 12.5 dB

Etapa 2: NF = 2.1 dB, G_A = 12.5 dB

Dispositivos

Los requerimientos rigurosos para el ruido, derivado en la sección anterior, hacen evidente que el Arseniuro de Galio (GaAs) es una tecnología apropiada para los dispositivos del LNA. Mientras que los tradicionales MESFETs, pueden proporcionar un adecuado desempeño para lograr la conexión en cascada de tres etapas; dispositivos con un mejor desempeño hechos con tecnología HEMT, PHEMT (Pseudomorphic HEMT) o de **InP** (fósforo de indio), son necesarios para las dos etapas anteriormente propuesta. Alternativamente, dispositivos con mejor desempeño pueden ser usados, para producir una conexión en cascada con una NF en el orden de 1.0 dB.

Los FETs empleados para el mercado de DBS, se ofrecen en un gran número de selecciones de acuerdo a su desempeño de ruido, con el hecho de que el precio del FET disminuye conforme la figura de ruido aumenta. Esto permite al fabricante vender la distribución completa del producto manufacturado, conservando un bajo costo. Esto también tiene sentido desde una perspectiva de sistemas (por la discusión de ruido en cascada, ecuación 1), como la última etapa del LNA no necesita un desempeño más bajo de ruido. Por lo tanto el diseñador puede seleccionar un arreglo de dispositivos que proporcionarían el desempeño deseado del sistema al precio más económico.

Los FETs con mejor desempeño son manufacturados con tecnología HEMT. Una estructura sandwich de material epitaxial, es utilizada para crear un gas de electrones de arseniuro de galio sin dopar, debajo de la superficie del FET. Una movilidad mayor del electrón resulta de esta técnica, además de aumentar la f_T (frecuencia máxima) de la estructura resultante, por lo tanto mejora el desempeño de ganancia y figura de ruido. *Agilent* utiliza la tecnología de Pseudomorphic HEMT (PHEMT), en la cual una capa del Indio se incluye en la estructura del sándwich para mejorar aún más la movilidad.

Opciones del encapsulado

La selección del tipo de encapsulado es un intercambio entre costo y desempeño. En general, los encapsulados de cerámica (micro-X o el tipo 76) son la opción más viable para los sistemas comerciales. El encapsulado de oro tipo 70 con un desempeño mejor, aparece en los sistemas donde las consideraciones de desempeño o de proyección son más importantes que el costo. El encapsulado de plástico tipo 84 degrada la ganancia a tal grado, que estos dispositivos son solamente utilizados para las últimas etapas del sistema, con desempeño más bajo, o en sistemas con inusual figura de ruido baja del mezclador-Amplificador de IF, o en los sistemas de cuatro dispositivos conectados en cascada antes del mezclador. Las versiones de chip son apropiadas si un “chip y alambre” en construcción híbrida es propuesto para ser usado.

Circuitos

El diseño de un LNA @ 12 GHz requiere familiaridad con técnicas apropiadas de microondas, lo cual no es una tarea ordinaria. Los diseños proceden de los parámetros S y de ruido, proporcionados en el *Catálogo del Diseñador de Componentes para Comunicaciones* o en las *Hojas de especificaciones (datasheets)*. La impedancia que el circuito presenta a la entrada del

FET establecerá el comportamiento del ruido y debe estar tan cerca a Γ_{opt} ($\Gamma_{opt} = \frac{Z_{opt} - Z_o}{Z_{opt} + Z_o}$, Z_{opt}

es la impedancia optima en la entrada del transistor para obtener la mínima Figura de Ruido especificada en sus *Hojas de especificaciones* y Z_o es la impedancia característica a la cual fueron medidos los parámetros de ruido) como sea posible en el ancho de la banda de interés. La impedancia presentada a la salida del FET debe ser el complejo conjugado para máxima ganancia. Observe que los FETs no tienen aislamiento perfecto, esto es que la impedancia de salida cambia de acuerdo a la impedancia del generador.

Las técnicas de diseño son las mismas si se trabaja con PHEMTs o MESFETs. El alto desempeño de los PHEMTs también significa que el diseñador necesitará prestar especial atención a la impedancia en terminales fuera de la banda. Después de todo, estos dispositivos trabajan como amplificadores a frecuencias arriba de los 18 GHz, y deben ser correctamente terminados en esas frecuencias. En general los PHEMTs demuestran una ventaja en la capacidad de reproducibilidad sobre MESFETs debido al proceso de alta tecnología que requieren [HP98].

Tecnologías

Dos tipos de tecnologías son ampliamente usadas para la fabricación de amplificadores transistorizados: Una es Monolítica (Monolithic Microwave Integrated Circuits o MMIC's) y la otra Híbrida.

La tecnología MMIC's tiene ventajas bien conocidas, tales como tamaño compacto, reproducibilidad y bajo costo. Sin embargo, debido a las pérdidas relativamente altas en el amplificador monolítico GaAs, se obtienen parámetros de ruidos regulares.

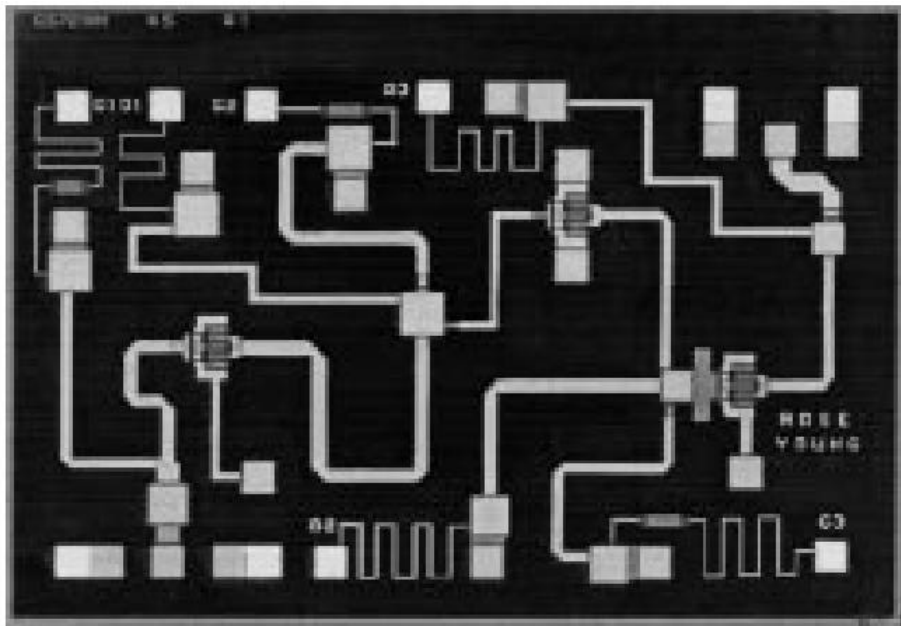


Figura 2. Fotografía de un LNA de tres etapas (MESFET GaAs 0.5 μm)

Con tecnología Híbrida podemos desarrollar amplificadores con baja figura de ruido. Las líneas de transmisión *Microcinta* y *Coplanar* fabricadas con alumina y fibra de vidrio de material PTFE reforzado (Figura 3), son ampliamente utilizadas para el desarrollo de los circuitos para amplificadores. Sin embargo, las pérdidas o factor de disipación ($\tan \delta$) en el sustrato dieléctrico (Figuras 4 y 5) y las cintas metálicas, aumentan con el incremento de la frecuencia de operación (Figura 6).

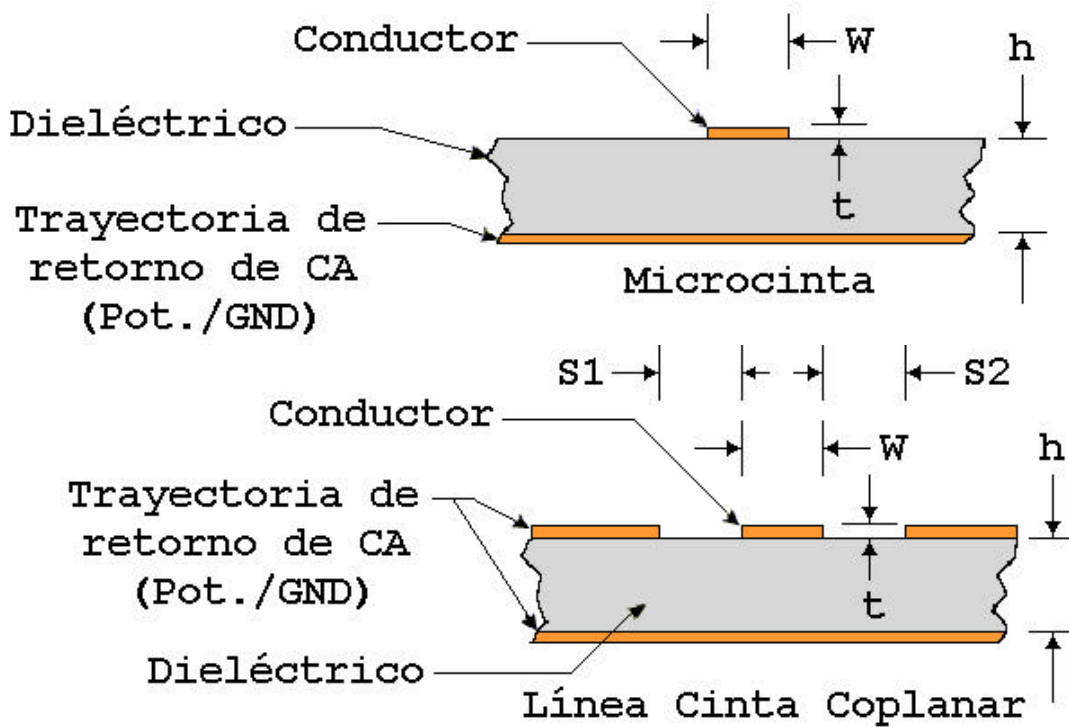
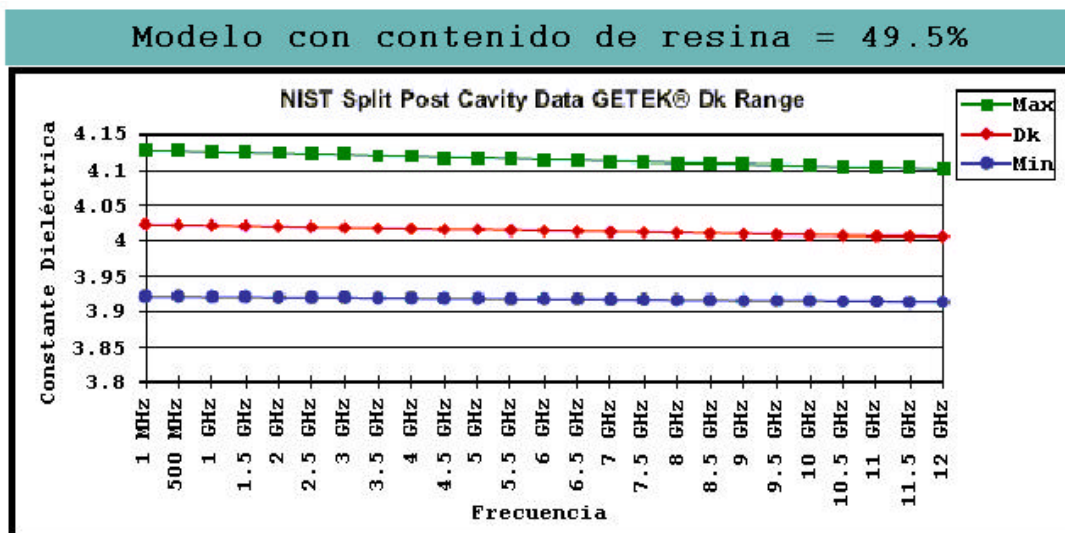


Figura 3. Líneas de transmisión Microcinta y Coplanar.

Propiedades Dieléctricas GETEK[®]



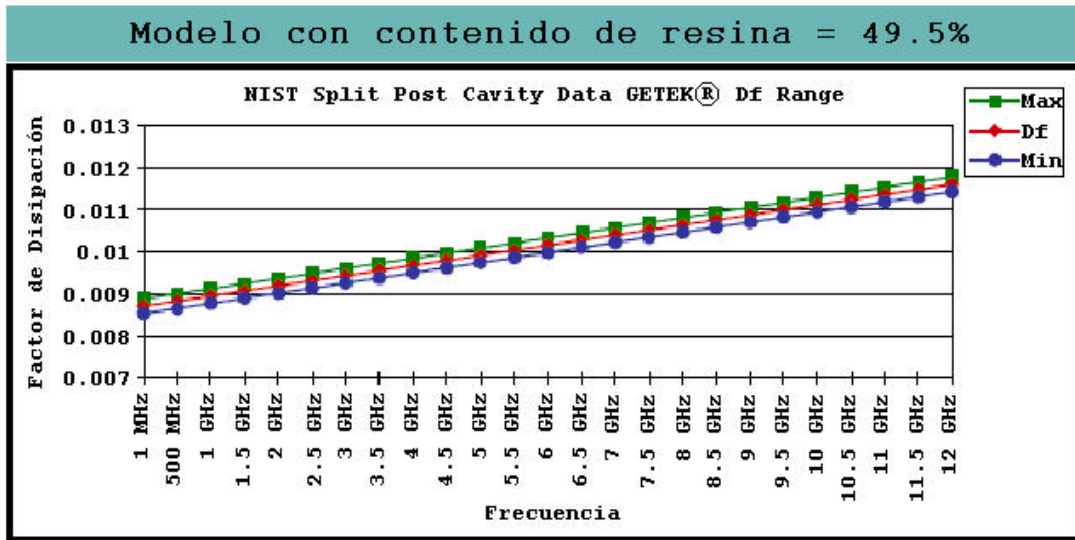


Figura 4. Propiedades dieléctricas de materiales GEOTEK® (Referencia: GE Electromaterials).

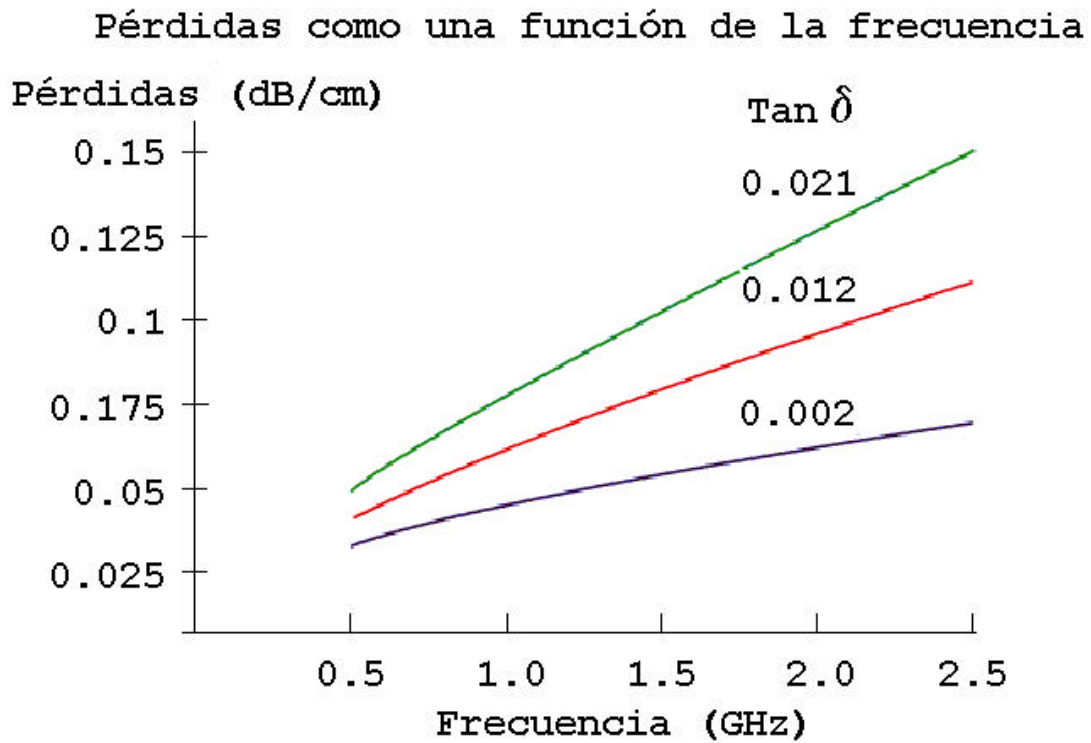


Figura 5. Equivalencia de pérdidas en dB vs. Tangente del ángulo de pérdidas ($\tan \delta$)

Pérdidas como una función de la frecuencia

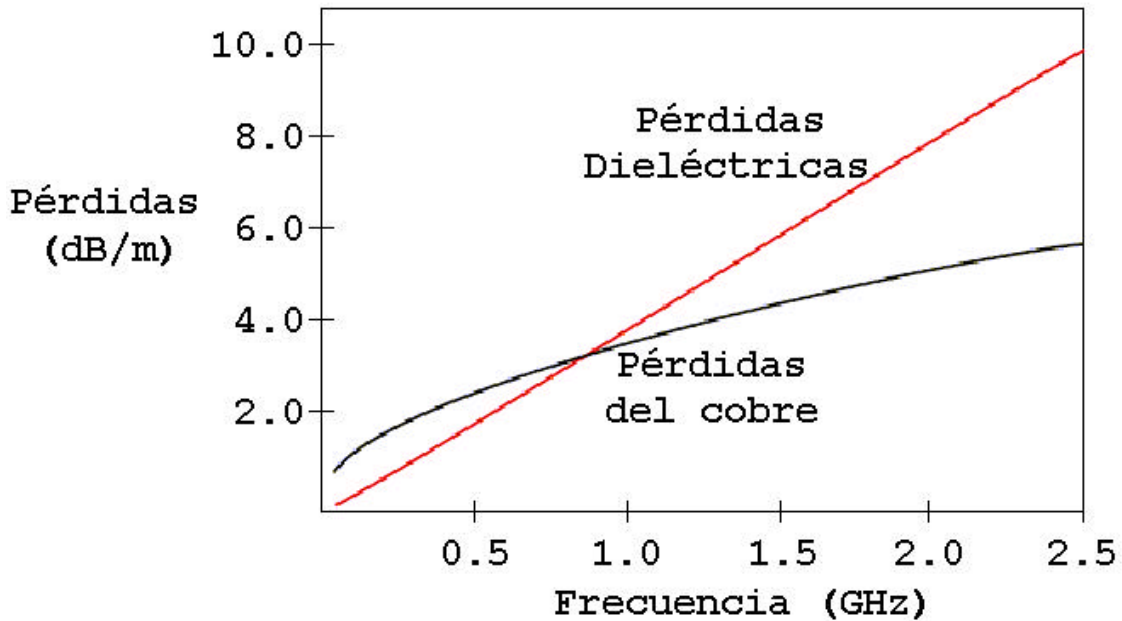


Figura 6. Pérdidas del sustrato dieléctrico en función de la frecuencia.

[BUC02]

Por lo tanto alguna otra tecnología debe ser usada para ondas cortas, centimétricas y milimétricas. Para estas frecuencias las líneas *fin* (Figura 7) representa una muy buena alternativa para las líneas Microcinta y Coplanar.

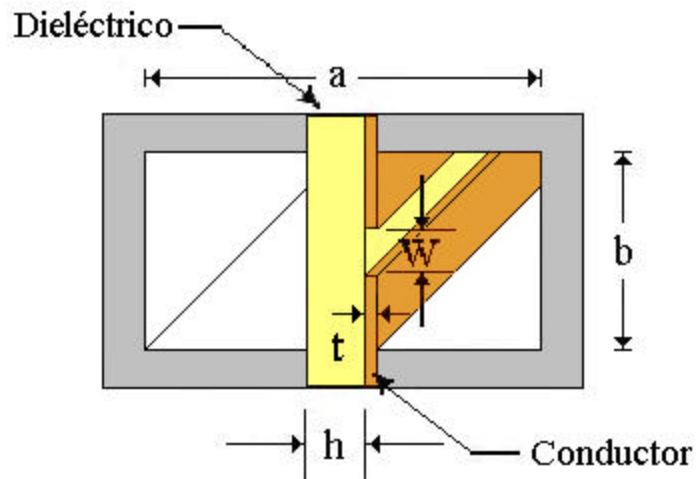


Figura 7. Guía de ondas *fin*.

Sin embargo, con esta tecnología es muy difícil obtener valores bajos de impedancia característica de la línea *fin*, las cuales se necesitan para acoplar las impedancias bajas del transistor en la entrada y salida con el circuito externo. Para solucionar este caso, se puede obtener disminuyendo el ancho de la ranura, pero con ello llegamos a incrementar las pérdidas de disipación, debido a la concentración del campo en el área del dieléctrico imperfecto de la línea *fin*.

Para resolver este problema fue propuesto por el Dr. Vladimir Skachko, usar *guías de ondas H* (Figura 8), como línea de transmisión básica para el desarrollo de amplificadores de bajo ruido [CHE95]. Con esta tecnología podemos obtener valores bajos de impedancia característica debido al ancho finito del diente metálico. En esta estructura el campo electromagnético es concentrado entre los dientes metálicos de la guía de ondas H donde no existen pérdidas dieléctricas.

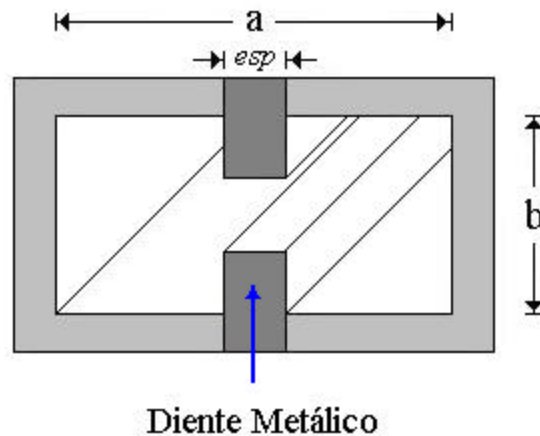


Figura 8. Guía de ondas H.

Por otro lado, se pueden fabricar todos los circuitos de DC sobre el lado lateral del diente de la guía de ondas H, como una estructura *Microcinta*, con anchos pequeños del dieléctrico y $\tan \delta$ baja, lo cual nos proporciona la posibilidad de fabricar filtros DC-AC de bajas pérdidas.

El objetivo de este trabajo es diseñar un amplificador de bajo ruido multi-etapas para la banda **ku**. La línea de transmisión base utilizada es una guía de ondas H, basada en una guía de ondas estándar WR75 ($a = 19 \text{ mm}$, $b = 9.5 \text{ mm}$) y una lámina metálica de 2 mm de espesor (*esp*) para formar el diente de la guía de ondas H. Para las redes de acoplamiento de entrada y salida se diseñarán utilizando *Transformadores Binomiales*.

El presente trabajo se estructura en cuatro capítulos: En el primer capítulo se tratarán las herramientas que se utilizan para el diseño de un amplificador de bajo ruido para microondas, en el segundo capítulo se explicará el método para obtener la impedancia característica de la guía de ondas H, en el tercer capítulo se diseñará un amplificador de una sola etapa y en el cuarto capítulo se diseñará un amplificador de dos y tres etapas.

CAPÍTULO 1

Fundamentos para el diseño de Amplificadores de Bajo Ruido para Microondas

El propósito de este capítulo es proporcionar las bases y antecedentes que son requeridos para el análisis y diseño de un amplificador de bajo ruido en frecuencias de microondas. Dichas herramientas necesarias son: la teoría de redes de dos puertos, técnicas de acoplamiento de impedancia, teoría de líneas de transmisión y teoría de ruido en redes lineales de dos puertos conectadas en cascada.

1.1 Representación de Redes

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

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

La red más común encontrada para 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.

La definición de voltaje y corriente para una red de dos puertos es mostrada en la (*Figura 1.1*), donde la corrientes I e I' que fluyen a través de la fuente o de la carga deben ser las mismas. Observe que existen dos parámetros por puerto o un total de cuatro parámetros por toda la red.

Una red de dos puertos puede ser descrita en forma general, por medio de las siguientes ecuaciones

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

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



Figura 1.1 Diagrama general de una red de dos puertos.

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 de la red de dos puertos. De esta manera se pueden obtener diversas representaciones de redes de dos puertos (Figura 1.2) y sus parámetros Z , Y , G y H , entre otros, que caracterizan completamente la red [VEN90].

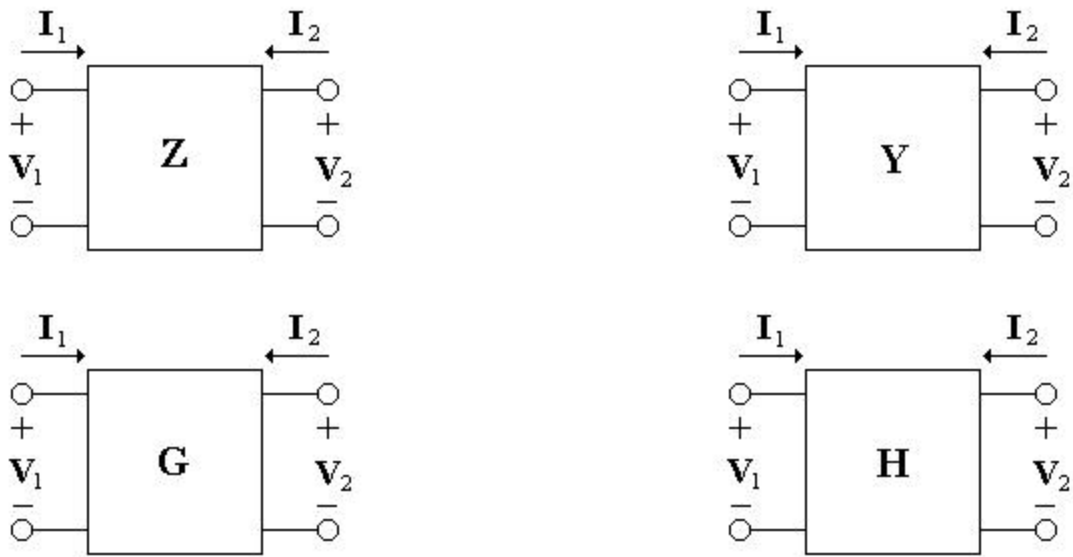


Figura 1.2 Algunas representaciones de redes de dos puertos por medio de los parámetros Z , Y , G y H .

1.1.1 Representación por parámetros Z (impedancia)

De la Figura 1.1 si se selecciona el voltaje como variable independiente, se obtiene

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

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

y en forma matricial

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

Los coeficientes Z_{ij} relacionan las variables dependientes e independientes y representan los parámetros Z de la red de dos puertos.

Si hacemos I_2 igual a cero, resolvemos para Z_{11} y Z_{21}

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

y si hacemos I_1 igual a cero resolvemos para los otros dos parámetros

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

Observe que los parámetros de la red tienen unidades de voltaje dividido entre corriente, y ellos son conocidos como parámetros de impedancia o parámetros Z . Estos parámetros no proporcionan mucha idea acerca del comportamiento físico de la red. Los parámetros Z_{11} y Z_{22} representan la impedancia de entrada y salida respectivamente, y son determinados 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 (admitancia)

De la *Figura 1.1* si se selecciona la corriente como variable independiente, se obtiene

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

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

y en forma matricial

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

Resolviendo para Y_{11} haciendo V_2 igual a cero obtenemos

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

y para Y_{12} cuando V_1 es igual a cero

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

Estos coeficientes tienen unidades de corriente dividido entre voltaje, por lo tanto son conocidos como parámetros Y o parámetros de admitancia. Para obtener la admitancia de salida o de entrada, la red es forzada a condiciones de corto circuito en el puerto opuesto [MED93].

1.1.3 Representación por parámetros H (Híbridos)

En un principio los parámetros híbridos H , fueron usados para los transistores debido a que ellos describen la operación física de los mismos. Son llamados parámetros híbridos debido a que las unidades en las que están dadas son híbridas y determinadas por

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \qquad (1.17)$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \qquad (1.18)$$

y en forma matricial

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \qquad (1.19)$$

Sin embargo, las mediciones de estos parámetros pueden hacerse de manera precisa para transistores que operan hasta 1 MHz, debido a las dificultades de establecer corto circuito y circuito abierto para frecuencias más altas y mantener la estabilidad en la polarización de la red [VEN90].

1.1.4 Representación por parámetros S (Scattering)

Para frecuencias de microondas las mediciones de voltajes y corrientes son difíciles (o imposibles), al menos que un par de terminales claramente definida este disponible. Tal par de terminales puede estar presente en el caso de líneas tipo TEM (tales como cable coaxial, microcinta o cinta), pero no existen para líneas $no-TEM$ (tales como guía de ondas rectangular o circular) [POZ90].

La ventaja de usar parámetros S , es que en lugar de estar referidos a voltajes y corrientes, están relacionados con potencias incidentes y reflejadas, que no varían en magnitud a lo largo de líneas de transmisión sin pérdidas. Esto significa que los parámetros S pueden medirse en un dispositivo localizado a cierta distancia del punto de interés. Por otro lado, los parámetros S son medidos bajo condiciones de acoplamiento de impedancia, evitando de esta manera oscilaciones indeseables debida a los circuitos activos [VEN90].

Por mucho, la medida más exacta y conveniente para microondas en redes de dos puertos son los parámetros S . Estos parámetros completa y únicamente definen la ganancia de señales pequeñas y las propiedades de impedancia de entrada - salida de cualquier red lineal de dos puertos. Simplemente interpretados, los parámetros S son meramente ganancias de inserción directa e inversa, coeficientes de reflexión de entrada y salida, con puertos en conducción y no-conducción, ambos terminados en igual impedancia; usualmente 50Ω , real. Este tipo de sistema de medición es particularmente atractivo por la relativa facilidad en obtener alta exactitud en medición de hardware de 50Ω a frecuencias de microondas.

Procediendo más específicamente, los parámetros S son definidos analíticamente por

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (1.20)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (1.21)$$

o, en forma matricial

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

donde (referido a la *Figura 1.3*):

$$a_1 = \sqrt{\text{potencia que entra al puerto 1}}$$

$$b_1 = \sqrt{\text{potencia que sale del puerto 1}}$$

$$a_2 = \sqrt{\text{potencia que entra al puerto 2}}$$

$$b_2 = \sqrt{\text{potencia que sale del puerto 2}}$$

$E_1 E_2 =$ Estímulo eléctrico en el puerto 1 y puerto 2 respectivamente

$Z_0 =$ Impedancia característica $50 + j 0 \Omega$



Figura 1.3 Definición esquemática de los parámetros S .

De la *Figura 1.3* y definiendo ecuaciones lineales para $E_2 = 0$, entonces $a_2 = 0$, y

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \sqrt{\frac{\text{Potencia de Entrada que Entra}}{\text{Potencia de Entrada que Sale}}} \\ = \frac{\text{Voltaje reflejado}}{\text{Voltaje Incidente}} = \text{Coeficiente de reflexión de Entrada} \quad (1.23)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \sqrt{\frac{\text{Potencia de Salida que Sale}}{\text{Potencia de Entrada que Entra}}} \\ = \sqrt{\text{Ganancia de Transmisión Directa}} \quad (1.24)$$

o en el caso de S_{21}

$$\text{Ganancia de Transmisión Directa} = |S_{21}|^2 \quad (1.25)$$

Similarmente en el puerto 2 para $E_1 = 0$, $a_1 = 0$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \sqrt{\frac{\text{Potencia de Entrada que Sale}}{\text{Potencia de Salida que Entra}}} \\ = \sqrt{\text{Ganancia de Transmisión Inversa}} \quad (1.26)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \sqrt{\frac{\text{Potencia de Salida que Sale}}{\text{Potencia de Salida que Entra}}} \\ = \text{Coeficiente de reflexión de Salida} \quad (1.27)$$

[HPC98]

1.1.5 Representación por parámetros *ABCD*

Las representaciones por parámetros *Z*, *Y* y *S* pueden ser usadas para caracterizar una red de microondas con un número arbitrarios de puertos, pero en la práctica muchas redes de microondas consisten de una conexión en cascada de dos o más redes de dos puertos. En este caso es conveniente definir una transmisión o matriz *ABCD* 2x2, para cada red de dos puertos. Observe que la matriz *ABCD* de la conexión en cascada de dos o más redes de dos puertos puede ser fácilmente encontrada multiplicando las matrices *ABCD* de las redes de dos puertos individuales.

La matriz está definida para una red de dos puertos en términos de los voltajes y corrientes totales como se muestra en la *Figura 1.4a*, es decir

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (1.28)$$

$$V_2 = CV_1 + DI_2 \quad (1.29)$$

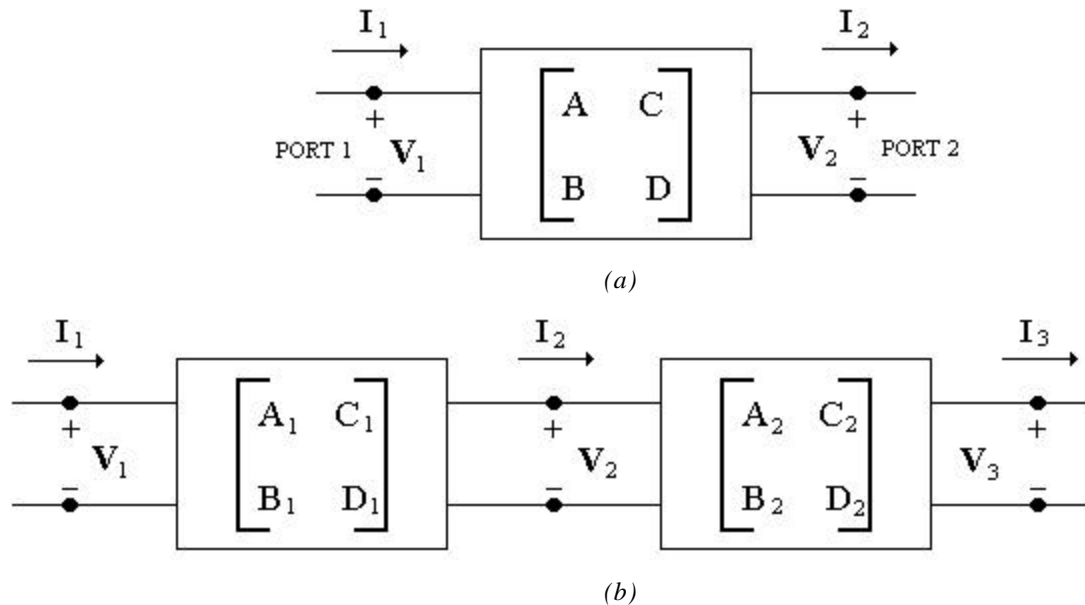


Figura 1.4 (a) Una red de dos puertos. (b) una conexión en cascada de redes de dos puertos.

o en forma matricial como

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

[POZ90]

Haciendo I_2 igual a cero para obtener A y C

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad C = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (1.31), (1.32)$$

y cuando V_2 es igual a cero se obtiene

$$B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (1.33), (1.34)$$

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

La representación normalizada de la matriz $ABCD$ es

$$\begin{bmatrix} A & \frac{B}{Z_0} \\ CZ_0 & D \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

[MED93]

En la conexión en cascada de dos redes de dos puertos mostrados en la *Figura 1.4b*, tenemos que

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (1.36)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}, \quad (1.37)$$

Sustituyendo la ecuación (1.37) en (1.36) obtenemos

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}, \quad (1.38)$$

lo cual muestra que la matriz $ABCD$ de una conexión en cascada de dos redes, es igual al producto de las matrices $ABCD$ que representan cada red de dos puertos individual. Note que el orden de multiplicación de la matriz debe ser el mismo que el orden en el cual las redes son ordenadas, puesto que la multiplicación de matrices no es en general, conmutativa.

La utilidad de la representación de matrices $ABCD$, nos lleva a que en una librería de matrices $ABCD$ para redes elementales de dos puertos, puedan ser desarrollada y aplicada en diseño de bloques para redes de microondas complicadas, que consisten de una conexión en cascada de esas redes de dos puertos más sencillas [POZ90].

Es conveniente utilizar las diferentes representaciones de redes de dos puertos de acuerdo a la conexión en particular, de esta manera, para algunas interconexiones, ciertos parámetros son más convenientemente utilizados sobre los demás, debido a las ventajas que ofrecen en la sencillez de los cálculos. Por ejemplo, cuando se trata de una conexión en serie es conveniente utilizar los parámetros Z , ya que resulta fácil sumar los términos de impedancias en dicha conexión; para una conexión en paralelo, es conveniente utilizar 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 Ruido en Sistemas de Microondas

El ruido es el resultado de procesos aleatorios tales como el flujo de cargas en un tubo de electrones o dispositivo de estado sólido, la propagación a través de la ionosfera u otros gases ionizados, o el más básico de todos, las vibraciones térmicas en cualquier componente a una temperatura por arriba del cero absoluto. El ruido puede introducirse en un sistema de microondas por fuentes externas, o generado dentro del propio sistema. En cualquier caso el nivel de ruido del sistema, coloca el límite inferior en la intensidad de una señal que puede ser detectada en la presencia de ruido. Por lo tanto, es en general deseable que se minimice el nivel de ruido residual de un radar o receptor para comunicaciones, para lograr el mejor desempeño. En algunos casos, tales como radiómetros o radio-sistemas de astronomía, la señal deseada es realmente potencia de ruido recibida por una antena y es necesario distinguir entre la potencia de ruido recibida y el ruido indeseado generado por propio sistema del receptor [POZ90].

1.2.1 Potencia de Ruido

Considere una resistencia a una temperatura T grados kelvin (**K**). Los electrones en la resistencia tienen movimientos aleatorios, con una energía cinética que es proporcional a la temperatura T . Este movimiento aleatorio, produce pequeñas fluctuaciones de voltajes aleatorios en las terminales de la resistencia (*Figura 1.5*). Este voltaje tiene un valor promedio de cero, pero un valor **rms** diferente de cero, dada por la ley de radiación de *Planck*

$$V_n = \sqrt{\frac{4hfBR}{e^{hf/kT} - 1}} \quad (1.39)$$

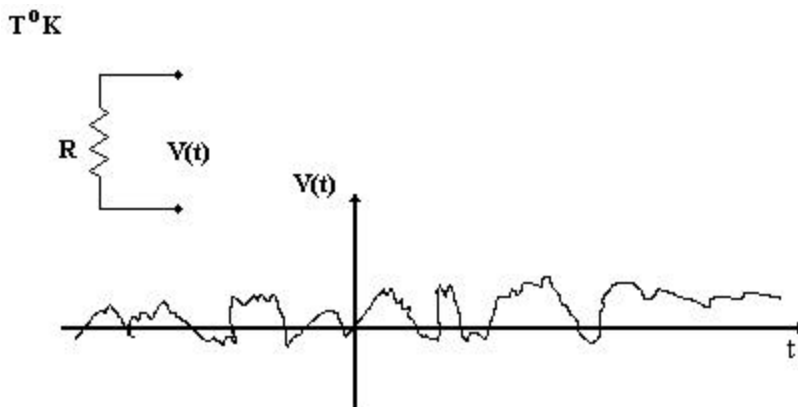


Figura 1.5 Un voltaje aleatorio generado por una resistencia con ruido.

donde:

$h = 6.546 \times 10^{-34}$ **J-seg**, constante de Planck

$k = 1.38 \times 10^{-23}$ **J/K**, constante de Boltzmann

T = temperatura en grados Kelvin (**K**)

B = ancho de banda del sistema en **Hz**.

f = frecuencia central del ancho de banda en **Hz**.

R = resistencia en **W**

Este resultado proviene de consideraciones de mecánica cuántica y es válido para algunas frecuencias f . Para frecuencias de microondas, el resultado puede ser simplificado haciendo uso del hecho que $hf \ll kT$. Usando los dos primeros términos de la expansión de series de *Taylor* para el exponencial, obtenemos

$$e^{hf/kT} - 1 \cong \frac{hf}{kT} \quad (1.40)$$

por lo tanto la ecuación (1.39) se reduce a

$$V_n = \sqrt{4kTB} \quad (1.41)$$

Esta es la aproximación de *Rayleigh-Jeans* y es la forma comúnmente más utilizada en trabajos de microondas. Para frecuencias muy altas o temperaturas muy bajas, sin embargo, esta aproximación no es válida, en tales casos la ecuación (1.39) debe ser usada.

La resistencia con ruido de la *Figura 1.5*, puede ser reemplazado por un circuito *Thévenin* equivalente que consiste de una resistencia sin ruido y un generador con un voltaje dado por la ecuación (1.41), como se muestra en la *Figura 1.6*. Conectando una resistencia de carga R , resulta una transferencia de potencia máxima desde la resistencia con ruido, con lo que resulta una potencia entregada a la carga en un ancho de banda B ,

$$P_n = \left(\frac{V_n}{2R} \right)^2 = \frac{V_n^2}{4R} = kTB \quad (1.42)$$

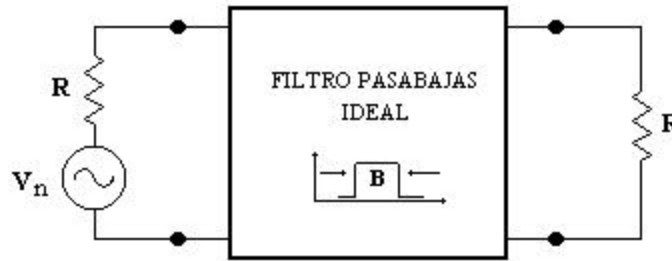
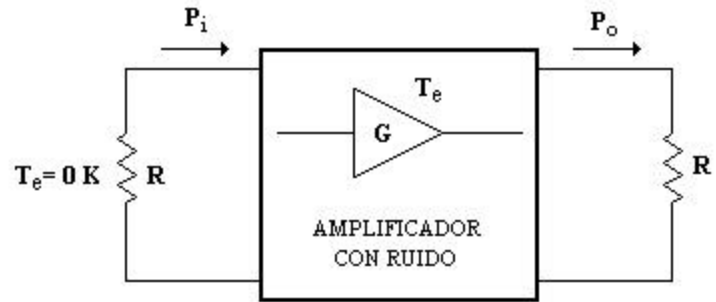
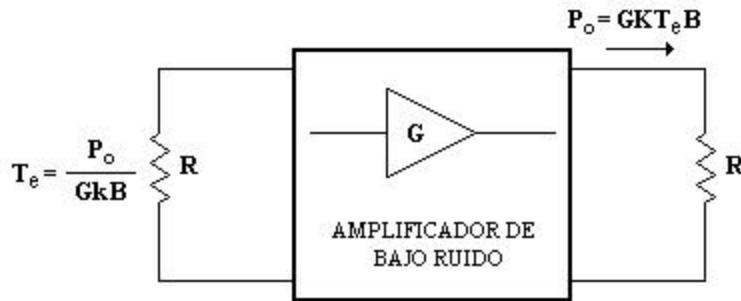


Figura 1.6 Circuito equivalente de una resistencia con ruido, entregando máxima potencia a la resistencia de carga, a través de un filtro pasa-bandas ideal.

Por ejemplo, considere un amplificador con ruido, con un ancho de banda B y ganancia G . El amplificador es acoplado a una fuente sin ruido y a una resistencia de carga, como es mostrado en la *Figura 1.7*. Si la resistencia de la carga está (hipotéticamente) a una temperatura de $T_s = 0 \text{ K}$, entonces la potencia de entrada al amplificador sería $P_i = 0$ y la potencia de ruido de salida P_o sería debido solamente al ruido generado por el propio amplificador.



(a)



(b)

Figura 1.7 Definición de la temperatura de ruido equivalente de un amplificador con ruido. (a) Amplificador con ruido. (b) Amplificador sin ruido.

Podemos obtener la misma potencia de ruido en la carga, si usamos un amplificador ideal sin ruido, con una resistencia en la entrada a una temperatura

$$T_e = \frac{P_o}{GkB} \quad (1.43)$$

De modo que la potencia de salida en ambos casos es

$$P_o = GkT_e B \quad (1.44)$$

Entonces T_e es la temperatura de ruido equivalente del amplificador [POZ90].

1.2.2 Medición de la temperatura de ruido por el método del factor Y

En principio, la temperatura de ruido de un componente puede ser determinada midiendo la potencia de salida, cuando una carga acoplada a 0 K es conectada en la entrada de un componente. En la práctica, por supuesto, la temperatura de la fuente de 0 K no puede ser lograda, por lo cual un método diferente debe ser usado. Si dos cargas a temperaturas significativamente diferentes están disponibles, entonces el *método del factor-Y* puede ser aplicado.

Esta técnica es ilustrada en la *Figura 1.8*. donde el amplificador (u otro componente) sometido a prueba, es conectado a una de las dos cargas acopladas a diferentes temperaturas y la potencia de salida es medida en cada caso. Asignando T_1 a la temperatura de la carga caliente y T_2 a la temperatura de la carga fría ($T_1 > T_2$), y asignando P_1 y P_2 las potencias medidas respectivamente a la salida del amplificador. La potencia de salida consiste tanto de la potencia de ruido generada por el amplificador como por la potencia de ruido de la resistencia de la fuente. Con ello obtenemos

$$P_1 = GkT_1B + GkT_eB \quad (1.45)$$

$$P_2 = GkT_2B + GkT_eB \quad (1.46)$$

Las cuales son dos ecuaciones con dos incógnitas, T_e y GB (el producto ganancia-ancho de banda del amplificador).

Definiendo el *factor-Y* como

$$Y = \frac{P_1}{P_2} = \frac{T_1 - T_e}{T_2 - T_e} > 1 \quad (1.47)$$

el cual es determinado por las potencias medidas. Entonces, despejando la temperatura de ruido equivalente de la ecuación (1.47), obtenemos

$$T_e = \frac{T_1 - YT_2}{Y - 1} \quad (1.48)$$

en términos de la temperatura de la carga y el *factor-Y*.

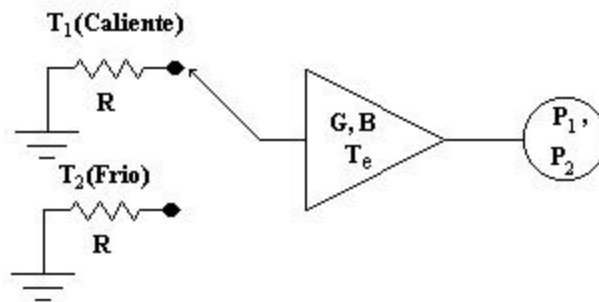


Figura 1.8 El método del factor-Y para medir la temperatura de ruido equivalente de un amplificador.

[POZ90]

1.2.3 Figura de Ruido

La figura de ruido F , es una medida de la reducción de la razón señal-a-ruido y es definida como

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \geq 1 \quad (1.49)$$

donde S_i , N_i son las potencias de la señal y de ruido de entrada, y S_o , N_o son las potencias de la señal y de ruido de salida. Por definición, la potencia de ruido en la entrada se supone ser igual a la potencia de ruido resultante de una resistencia acoplada a $T_o = 290 \text{ K}$; es decir, $N_i = kT_o B$.

Considere la *Figura 1.9*, la cual muestra la potencia de ruido N_i y la potencia de la señal S_i que son alimentadas a una red de dos puertos con ruido. La red es caracterizada por una ganancia G , un ancho de banda B y una temperatura de ruido equivalente T_e . La potencia de ruido de entrada es $N_i = kT_o B$ y la potencia de ruido de salida es la suma del ruido de entrada amplificado y el ruido generado internamente: $N_o = kGB(T_o + T_e)$. La potencia de la señal de salida es $S_o = GS_i$. Usando este resultado en la ecuación (1.49), obtenemos la figura de ruido como

$$F = \frac{S_i}{kT_o B} \frac{kGB(T_o + T_e)}{GS_i} = 1 + \frac{T_e}{T_o} \geq 1 \quad (1.50)$$

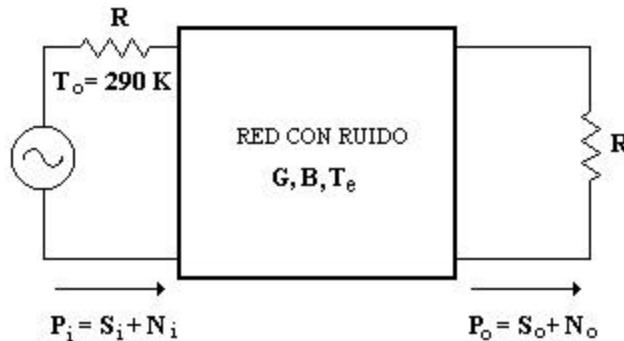


Figura 1.9 Determinación de la figura de ruido de una red con ruido.

Resolviendo T_e de la ecuación (1.50), obtenemos

$$T_e = (F - 1)T_o \quad (1.51)$$

Considere una red con una resistencia de fuente acoplada, la cual está a una temperatura T , como se muestra en la *Figura 1.10*. La ganancia G , de una red con pérdidas es menor a la unidad; el factor de pérdidas L , puede ser definido como $L = 1/G > 1$. Debido a que el sistema completo está en equilibrio térmico a la temperatura T y tiene una impedancia R , la potencia de ruido de salida debe ser $P_o = kTB$. Pero podemos también pensar, que esta potencia proviene de la fuente (a través de la línea con pérdidas) y del ruido generado por la propia línea. Por lo tanto, obtenemos que

$$P_o = kTB = GkTB + GN_{added} \quad (1.52)$$

donde N_{added} es el ruido generado por la línea, como si esto pasara en las terminales de entrada de la línea. Resolviendo la ecuación (1.52) para esta potencia, obtenemos

$$N_{added} = \frac{1-G}{G} kTB = (L-1)kTB \quad (1.53)$$

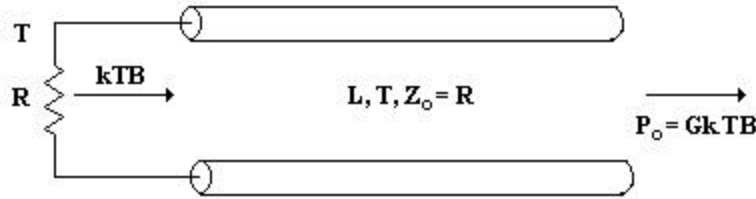


Figura 1.10 determinación de la figura de ruido de una línea con pérdidas o atenuador con pérdidas L y temperatura T .

Entonces la ecuación (1.53), muestra que la línea con pérdidas tiene una temperatura de ruido equivalente (referido a la entrada) dada por

$$T_e = \frac{1-G}{G} T = (L-1)T \quad (1.54)$$

Por lo tanto, de la ecuación (1.50) la figura de ruido es

$$F = 1 + (L-1) \frac{T}{T_o} \quad (1.55)$$

Si la línea está a una temperatura T_o , entonces $F = L$. Por ejemplo, un atenuador de 6 dB a una temperatura ambiente, tiene una figura de ruido de $F = 6$ dB.

[POZ90]

1.2.4 Ruido en una red de dos puertos

De acuerdo con la convención de Rothe y Dahle, cualquier red lineal de dos puertos puede representarse en las formas mostradas en las Figuras 1.11, 1.12 y 1.13. En general, una red de dos puertos con ruido puede ser representada por una fuente de ruido en la entrada y salida. La Figura 1.13 muestra el modelo utilizando admitancias, mientras que la Figura 1.14 utiliza impedancias. Las fuentes internas de ruidos se consideran que producen voltajes y corrientes muy pequeños y se supone también que las ecuaciones antes vistas para redes de dos puertos son válidas.



Figura 1.11 Forma general de una red lineal de dos puertos con ruido.



Figura 1.12 Forma de admitancia de una red de dos puertos con ruido.



Figura 1.13 Forma de impedancia de una red de dos puertos con ruido.

[ROT56]

De las ecuaciones (1.3), (1.4), (1.10) y (1.11) para la representación de una red de dos puertos por parámetros Z y Y , pueden describir el caso general de una red de dos puertos con ruido. Las contribuciones de ruido interno han sido expresadas en función de fuentes externas de ruido.

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 + I_{K1} \quad (1.56)$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 + I_{K2} \quad (1.57)$$

$$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2 + V_{L1} \quad (1.58)$$

$$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 + V_{L2} \quad (1.59)$$

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

Debido a que se desea describir el circuito con ruido en términos de la figura de ruido, la representación mediante parámetros $ABCD$ es la más adecuada, debido a que ambas fuentes de ruido se refieren a la entrada de la red de dos puertos. Por lo tanto, queda descrito como

$$V_1 = AV_2 + BI_2 + V_A \quad (1.60)$$

$$V_2 = CV_2 + DI_2 + I_A \quad (1.61)$$

donde V_A e I_A son las fuentes externas de ruido.

La representación de las fuentes de ruido por parámetros $ABCD$, pueden ser obtenidas mediante la representación de parámetros Z , obteniendo los valores de V_A e I_A tenemos

$$V_A = -\frac{I_{K2}}{y_{21}} = V_{L1} - \frac{V_{L2}z_{11}}{z_{21}} \quad (1.62)$$

$$I_A = -\frac{V_{L2}}{z_{21}} = L_{K1} - \frac{I_{K2}y_{11}}{y_{21}} \quad (1.63)$$

La representación por parámetros $ABCD$ es adecuada en este caso, debido a que permite definir la temperatura de ruido de la red de dos puertos en relación con su entrada; en el modelo se supone que la red está exenta de ruido.

Las ecuaciones antes descritas pueden ser expresadas utilizando parámetros S , es decir

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{n1} \\ b_{n2} \end{bmatrix} \quad (1.64)$$

Las fuentes de ruido tienen 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 el ruido de disparo es producido por la corriente que fluyen a través de las uniones de los semiconductores y tubos de vacío.

Debido que todas las fuentes de ruido son representadas por solo dos fuentes en la entrada del circuito, ello nos lleva a una complicada combinación de sus fuentes internas de ruido del circuito. En muchas ocasiones, alguna parte de V_A e I_A están relacionadas con la misma fuente, lo cual implica que V_A e I_A no son independientes entre sí, por lo que es necesario antes de evaluar la figura de ruido de la red de dos puertos, evaluar la correlación entre V_A e I_A .

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, cuando 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, o sea, cuando está en circuito abierto.

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

$$I_A = I_n + I_u \quad (1.65)$$

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} .

$$I_n = Y_{cor} V_A \quad (1.66)$$

sustituyendo en la ecuación (1.66), obtenemos

$$I_A = Y_{cor} V_A + I_u \quad (1.67)$$

La admitancia de correlación no representa un componente físico del circuito, si no 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 la ecuación (1.67) por V_A^* y obtener el promedio

$$\overline{V_A^* I_A} = Y_{cor} \overline{V_A^2} \quad (1.68)$$

donde I_u es cero por no estar correlacionada con V_A . La admitancia de correlación está determinada por

$$Y_{cor} = \frac{\overline{V_A^* I_A}}{\overline{V_A^2}} = G_{cor} + B_{cor} \quad (1.69)$$

V_A e I_A representan las fuentes internas de ruido, en forma de una fuente de voltaje que actúa en serie con el voltaje de entrada y una fuente de corriente que actúa en paralelo con la corriente de entrada. Esta representación lleva a encontrar cuatro parámetros de ruido, que son necesarios para describir el desempeño de una red de dos puertos con ruido. Empleando la ecuación (1.41), el voltaje de circuito abierto de la resistencia a temperatura T esta dado por

$$V_A^2 = 4kTBR \quad (1.70)$$

donde este voltaje es la fluctuación cuadrática media o densidad espectral (Método para Calcular la Densidad de Ruido).

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

$$R_n = \frac{\overline{V_A^2}}{4kTB} \quad (1.71)$$

R_n no es una resistencia física, pero es usado para simular diferentes partes del circuito equivalente de ruido.

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

$$G_n = \frac{\overline{I_A^2}}{4kTB} \quad (1.72)$$

y

$$G_u = \frac{\overline{I_u^2}}{4kTB} \quad (1.73)$$

para el caso de la componente de ruido no correlacionada, el generador a la entrada de la red de dos puertos tiene una contribución similar

$$G_G = \frac{\overline{I_G^2}}{4kTB} \quad (1.74)$$

Utilizando la definición de F (ecuación 1.50), podemos escribir

$$F = 1 + \left| \frac{I_A + Y_G V_A}{I_G} \right| \quad (1.75)$$

donde Y_G representa la admitancia del generador y G_G es su correspondiente parte real.

Determinando la corriente total de ruido, obtenemos

$$\overline{I_n^2} = 4kTB(Y_{cor} R_n + G_n) \quad (1.76)$$

La figura de ruido se puede determinar ahora como

$$F = 1 + \frac{G_u}{G_G} + \frac{R_n}{G_G} \left[(G_G + G_{cor})^2 + (B_G + B_{cor})^2 \right] \quad (1.77)$$

$$F = 1 + \frac{R_u}{R_G} + \frac{G_n}{R_G} \left[(R_G + R_{cor})^2 + (X_G + X_{cor})^2 \right] \quad (1.78)$$

Debido a que la figura de ruido esta en función de varios elementos, la impedancia óptima para obtener la mejor figura de ruido, se puede encontrar al minimizar F con respecto a la reactividad y resistencia del generador, por lo que se obtiene

$$R_{opt} = \sqrt{\frac{R_n}{G_n} + R_{cor}^2} \quad (1.79)$$

$$X_{opt} = -X_{cor} \quad (1.80)$$

$$F_{min} = 1 + 2G_n R_{cor} + 2\sqrt{R_u G_n + (G_n R_{cor})^2} \quad (1.81)$$

Ordenando las expresiones anteriores, se obtiene

$$F = F_{min} + \frac{G_n}{R_G} |Z_G - Z_{opt}|^2 \quad (1.82)$$

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_G} |Y_G - Y_{opt}|^2 \quad (1.83)$$

Por definición el coeficiente de reflexión es

$$\Gamma_G = \frac{Y_o - Y_G}{Y_o + Y_G} \quad (1.84)$$

normalizando la resistencia de ruido equivalente

$$r_n = \frac{R_n}{Z_o} \quad (1.85)$$

Finalmente obtenemos

$$F = F_{min} + \frac{4r_n |\Gamma_G - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_G|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (1.86)$$

$$r_n = (F_{50} - F_{min}) \frac{|1 + \Gamma_{opt}|^2}{4|\Gamma_{opt}|^2} \quad (1.87)$$

$$\Gamma_{opt} = \frac{Z_{opt} - Z_o}{Z_{opt} + Z_o} \quad (1.88)$$

El desempeño de ruido de cualquier red lineal de dos puertos puede ser descrito completamente si sus parámetros de ruido son conocidos [ROT56].

1.2.5 Figura de ruido de un sistema conectado en cascada

En un sistema de microondas típico, la señal de entrada viaja a través de una conexión en cascada de muchos componentes diferentes, cada uno de los cuales pueden degradar la relación señal a ruido. Si conocemos la figura de ruido (o temperatura de ruido) de las etapas individuales, podemos determinar la figura de ruido (o temperatura de ruido) de la conexión en cascada de las etapas. Podríamos ver que el desempeño del ruido de la primera etapa es usualmente la más crítica, un interesante resultado que es muy importante en la práctica.

Considere la conexión en cascada de dos etapas, que tienen ganancias G_1 , G_2 , figuras de ruido F_1 , F_2 y temperaturas de ruido T_{e1} , T_{e2} , como se muestra en la *Figura 1.14*. Deseamos encontrar la temperatura y figura de ruido de la conexión en cascada, como si este fuera un solo componente. La ganancia en conjunto de la conexión en cascada es G_1G_2 .

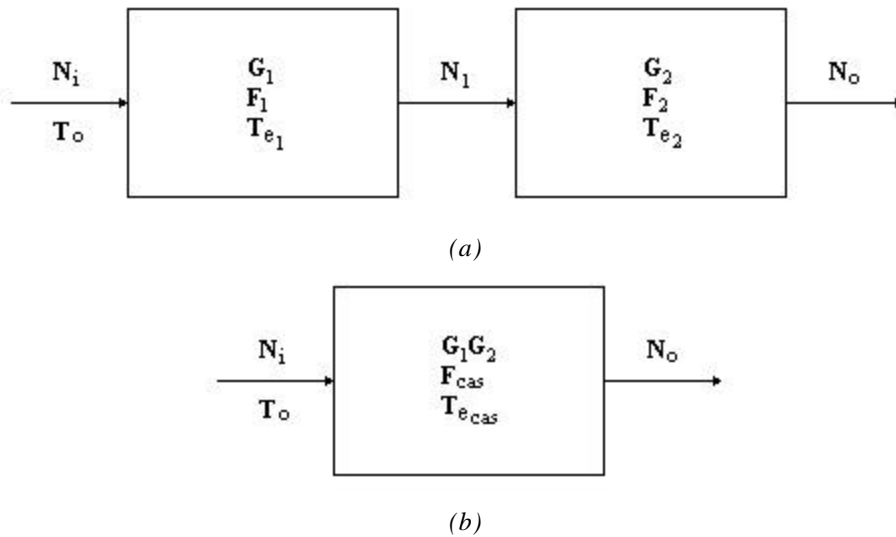


Figura 1.14 Temperatura de ruido y Figura de ruido equivalente de un sistema conectado en cascada. (a) Dos redes conectadas en cascada. (b) Red equivalente.

Usando la temperatura de ruido, la potencia de ruido en la salida de la primera etapa es

$$N_1 = G_1 k T_o B + G_1 k T_{e1} B \quad (1.89)$$

puesto que $N_i = k T_o B$ para cálculos de figura de ruido. La potencia de ruido en la salida de la segunda etapa es,

$$\begin{aligned} N_o &= G_2 N_1 + G_2 k T_{e2} B \\ &= G_1 G_2 k B \left(T_o + T_{e1} + \frac{1}{G_1} T_{e2} \right) \end{aligned} \quad (1.90)$$

Para los sistemas equivalentes obtenemos

$$N_o = G_1 G_2 k B (T_{cas} + T_o) \quad (1.91)$$

así comparando con la ecuación (1.90), obtenemos que la temperatura de ruido de un sistema conectado en cascada como

$$T_{cas} = T_{e1} + \frac{1}{G_1} T_{e2} \quad (1.92)$$

Usando la ecuación (1.51) para convertir la temperatura en la ecuación (1.92), obtenemos la figura de ruido de un sistema conectado en cascada como

$$F_{cas} = F_1 + \frac{1}{G_1} (F_2 - 1) \quad (1.93)$$

Las ecuaciones (1.92) y (1.93) demuestran que las características de ruido de un sistema conectado en cascada son dominadas por las características de la primera etapa, puesto que el efecto de la segunda etapa es reducido por la ganancia de la primera etapa. Por lo tanto, para el mejor desempeño de ruido en un sistema completo, la primera etapa debe tener una baja figura de ruido y al menos una ganancia moderada.

Las ecuaciones (1.92) y (1.93) pueden ser generalizadas para un arbitrario número de etapas, como sigue

$$T_{cas} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots \quad (1.94)$$

$$F_{cas} = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_1} + \frac{(F_3 - 1)}{G_1 G_2} + \dots \quad (1.95)$$

[POZ90]

1.3 Líneas de transmisión

Las líneas de transmisión son elementos pasivos básicos para el diseño de circuitos de microondas, que pueden ser utilizadas para transmitir señales de microondas punto a punto, o bien para construir acopladores direccionales, filtros, etc. Las líneas de transmisión son también empleadas ampliamente para el diseño de redes de acoplamiento de amplificadores, osciladores y mezcladores.

A frecuencias bajas, donde la longitud de la línea de transmisión es muy pequeña en comparación con la longitud de onda de la señal, el voltaje y la corriente a través de la línea pueden ser considerados como constantes. A frecuencias altas, la longitud de onda de la señal es comparable con las dimensiones físicas 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 [VEN90].

1.3.1 Modelo de un circuito de elementos concentrados para una línea de transmisión

Como se muestra en la *Figura 1.15a*, una línea de transmisión es a menudo representada esquemáticamente, como una línea de dos cables, puesto que las líneas de transmisión (para propagación de ondas *TEM*) siempre tienen al menos dos conductores. Un trozo de línea de transmisión de longitud Δz de la *Figura 1.15a*, puede ser modelado como un circuito de elementos concentrados, como se muestra en la *Figura 1.15b*, donde R , L , G , C son cantidades por unidad de longitud definido como sigue,

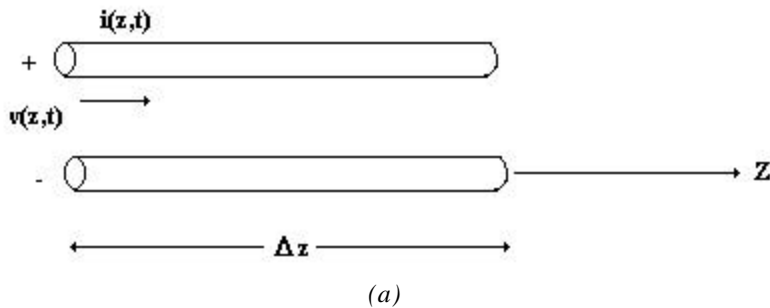
R = resistencia en serie por unidad de longitud, para ambos conductores, en **W/m**.

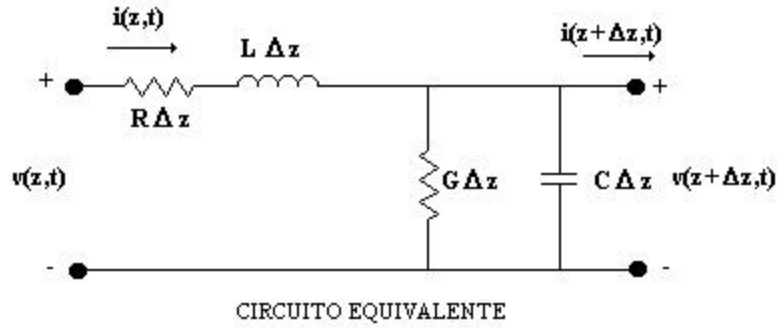
L = inductancia en serie por unidad de longitud, para ambos conductores, en **H/m**.

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

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

La inductancia en serie L representa la inductancia propia total de los dos conductores, mientras que la capacitancia en paralelo C es debido a la cercanía de los dos conductores. La resistencia en serie R representa la resistencia debido a la conductividad finita de los conductores, mientras la conductancia en paralelo G es debido a las pérdidas dieléctricas del material entre de los conductores. R y G , por lo tanto, representan pérdidas. Una longitud finita de línea de transmisión puede ser vista como secciones conectadas en cascada en la forma de la *Figura 1.15b*.





(b)

Figura 1.15 Definiciones de voltaje y corriente y circuito equivalente para un trozo de longitud de línea de transmisión. (a) Definiciones de voltaje y corriente. (b) Circuito equivalente en elementos concentrados.

Del circuito de la Figura 1.15b, las leyes de voltaje de Kirchhoff pueden ser aplicadas para obtener

$$v(z,t) - R\Delta z i(z,t) - L\Delta z \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} - v(z+\Delta z,t) = 0 \quad (1.96)$$

mientras las leyes de corrientes de Kirchhoff llevan a

$$i(z,t) - G\Delta z v(z+\Delta z,t) - C\Delta z \frac{\partial v(z+\Delta z,t)}{\partial t} - i(z+\Delta z,t) = 0 \quad (1.97)$$

Dividiendo las ecuaciones (1.96) y (1.97) por Δz y tomando el límite cuando $\Delta z \rightarrow 0$ se obtienen las siguientes ecuaciones diferenciales

$$\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -R i(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \quad (1.98)$$

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -G v(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \quad (1.99)$$

Estas ecuaciones están en la forma del dominio en el tiempo de la línea de transmisión. En forma fasorial las ecuaciones anteriores (1.98) y (1.99) son simplificadas a

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (1.100)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (1.101)$$

1.3.2 Propagación de onda en una línea de transmisión

Las ecuaciones (1.100) y (1.101), pueden ser resueltas simultáneamente para obtener las ecuaciones de onda para $V(z)$ e $I(z)$:

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \mathbf{g}^2 V(z) = 0 \quad (1.102)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \mathbf{g}^2 I(z) = 0 \quad (1.103)$$

donde \mathbf{g} es la constante de propagación y está determinada por

$$\mathbf{g} = \mathbf{a} + j\mathbf{b} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (1.104)$$

Las soluciones a las ecuaciones (1.102) y (1.103), pueden ser encontradas como

$$V(z) = V_o^+ e^{-\mathbf{g}z} + V_o^- e^{\mathbf{g}z} \quad (1.105)$$

$$I(z) = I_o^+ e^{-\mathbf{g}z} + I_o^- e^{\mathbf{g}z} \quad (1.106)$$

donde el término $e^{-\mathbf{g}z}$ representa la propagación de la onda en la dirección de $+z$ y el término $e^{\mathbf{g}z}$ representa la propagación de la onda en la dirección de $-z$. Sustituyendo la ecuación (1.105) en la (1.100), obtenemos la corriente en la línea:

$$I(z) = \frac{\mathbf{g}}{R + j\omega L} (V_o^+ e^{-\mathbf{g}z} - V_o^- e^{\mathbf{g}z}) \quad (1.107)$$

Comparando con la ecuación (1.106), demuestra que una impedancia característica Z_o , puede ser definida como

$$Z_o = \frac{R + j\omega L}{\mathbf{g}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1.108)$$

Por lo tanto la ecuación (1.106), nos queda como

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_o} e^{-\mathbf{g}z} + \frac{V_o^-}{Z_o} e^{\mathbf{g}z} \quad (1.109)$$

y en relación con el voltaje y corriente en la línea como

$$\frac{V_o^+}{I_o^+} = Z_o = -\frac{V_o^-}{I_o^-} \quad (1.110)$$

La longitud de onda es definida como

$$\mathbf{l} = \frac{2\mathbf{p}}{\mathbf{b}} \quad (1.111)$$

y la velocidad de fase por

$$v_p = \frac{\mathbf{w}}{\mathbf{b}} = \mathbf{l}f \quad (1.112)$$

[POZ90]

1.3.3 Líneas de transmisión sin pérdidas

Las ecuaciones anteriores, fueron para una línea de transmisión en general, que incluyen efectos de pérdidas y constante de propagación e impedancia característica compleja. En muchos casos prácticos, las pérdidas de la línea son muy pequeñas y pueden ser despreciados, resultando una reducción en los resultados anteriores. Fijando $R = G = 0$ en la ecuación (1.104), obtenemos la constante de propagación como

$$\mathbf{g} = \mathbf{a} + j\mathbf{b} = j\mathbf{w}\sqrt{LC} \quad (1.113)$$

o, la constante de fase es

$$\mathbf{b} = \mathbf{w}\sqrt{LC} \quad (1.114)$$

y la constante de propagación

$$\mathbf{a} = 0 \quad (1.115)$$

La impedancia característica de la ecuación (1.108), se reduce a

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.116)$$

la cual es ahora un número real. La solución general para voltaje y corriente en una línea de transmisión sin pérdidas puede ser escrita como

$$V(z) = V_o^+ e^{-bz} + V_o^- e^{bz} \quad (1.117)$$

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_o} e^{-bz} - \frac{V_o^-}{Z_o} e^{bz} \quad (1.118)$$

La longitud de onda es

$$\lambda = \frac{2\pi}{b} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (1.119)$$

y la velocidad de fase es

$$v_p = \frac{\omega}{b} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.120)$$

[POZ90]

1.3.4 Líneas de transmisión sin pérdidas terminada

La *Figura 1.16* muestra una línea de transmisión terminada en una impedancia de carga arbitraria Z_L .

Suponemos que una onda incidente de la forma $V_o^+ e^{-bz}$ es generada de una fuente en $z < 0$. Observe que la razón de voltaje a corriente para tales ondas es Z_o (impedancia característica).

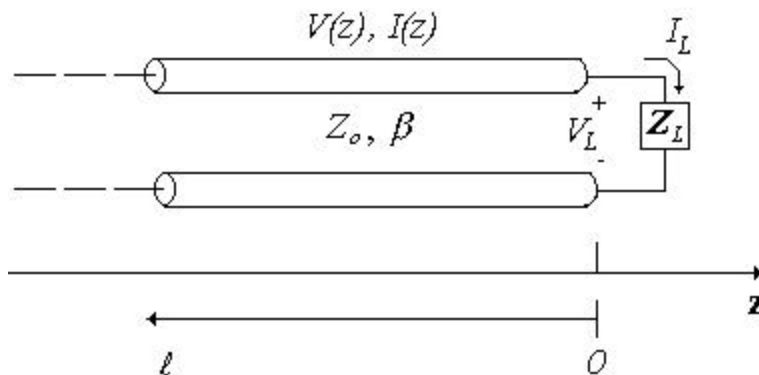


Figura 1.16 Una línea de transmisión terminada en una impedancia de carga Z_L .

Pero cuando la línea es terminada en la una carga arbitraria $Z_L \neq Z_o$, la razón de voltaje a corriente en la carga debe ser Z_L . Esto es, una onda reflejada debe ser excitada con una amplitud apropiada para satisfacer esta condición. El voltaje total en la línea de transmisión puede ser escrito como en la ecuación (1.117), como una suma de ondas incidentes y reflejadas. La corriente total en la línea es descrita por la ecuación (1.118).

La corriente y voltaje total en la carga están relacionados por la impedancia de carga; así en $z = 0$ tenemos

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_o^+ + V_o^-}{V_o^+ - V_o^-} Z_o \quad (1.121)$$

resolviendo para V_o^- , obtenemos

$$V_o^- = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} V_o^+ \quad (1.122)$$

La razón de la amplitud de la onda de voltaje reflejada a la amplitud de la onda de voltaje incidente es conocida como el *coeficiente de reflexión* de voltaje, Γ :

$$\Gamma = \frac{V_{ref}}{V_{inc}} = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (1.123)$$

$$0 \leq |\Gamma| \leq 1, \quad \Gamma = |\Gamma| e^{j\theta} \quad (1.124)$$

Sí $\Gamma = 0$, una potencia máxima es entregada a la carga, mientras que ninguna potencia es entregada para $|\Gamma| = 1$.

Las ondas incidentes y reflejadas forman un patrón de interferencia. Por ejemplo, si la carga fuera un corto circuito, el voltaje incidente y reflejado en la carga serían de la misma magnitud, pero de sentido opuesto. El resultado será que no hay voltaje en la carga. Ahora suponga que se da una posición a un cuarto de longitud ($\lambda/4$) del generador. La onda incidente tiene 90° de adelanto sobre la onda reflejada en la carga. La onda reflejada tiene 90° de retraso sobre la onda reflejada en la carga. Así, en esta posición, las dos ondas tienen la misma magnitud y están en fase en el generador. Por lo tanto las dos ondas se suman. Cuando las dos ondas se suman se dice que existe un voltaje máximo y cuando se restan existe un voltaje mínimo. La razón de estos voltajes, es la razón de onda estacionaria *SWR* (*Standing Wave Ratio*), que a veces se denomina razón de voltaje de onda estacionaria *VSWR* (*Voltage Standing Wave Ratio*).

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{V_{inc} + V_{ref}}{V_{inc} - V_{ref}} = \frac{1 + \left(\frac{V_{ref}}{V_{inc}}\right)}{1 - \left(\frac{V_{ref}}{V_{inc}}\right)} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.125)$$

Observe que *SWR* es un número real tal que $1 \leq SWR < \infty$ donde $SWR = 1$ implica una carga acoplada.

El coeficiente de reflexión de la ecuación (1.123), fue definido como la razón de onda de voltaje incidente y reflejado en la carga ($\ell=0$), pero esta cantidad puede ser generalizada a cualquier

punto ℓ sobre la línea como sigue. De la ecuación (1.117), con $z = -\ell$, la razón de la componente reflejada a la componente incidente es

$$\Gamma(\ell) = \frac{V_o^- e^{-j\mathbf{b}\ell}}{V_o^+ e^{j\mathbf{b}\ell}} = \Gamma(0)e^{-2j\mathbf{b}\ell} \quad (1.126)$$

donde $\Gamma(0)$ es el coeficiente de reflexión en $z = 0$, como fue dado en la ecuación (1.123).

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

$$Z_{in} = \frac{V(-\ell)}{I(-\ell)} = \frac{V_o^+ \left[e^{j\mathbf{b}\ell} + \Gamma e^{-j\mathbf{b}\ell} \right]}{V_o^+ \left[e^{j\mathbf{b}\ell} - \Gamma e^{-j\mathbf{b}\ell} \right]} Z_o = \frac{1 + \Gamma e^{-2j\mathbf{b}\ell}}{1 - \Gamma e^{-2j\mathbf{b}\ell}} Z_o \quad (1.127)$$

Una forma más útil puede ser obtenida usando la ecuación (1.123), para Γ en la ecuación anterior

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_o \frac{(Z_L + Z_o)e^{j\mathbf{b}\ell} + (Z_L - Z_o)e^{-j\mathbf{b}\ell}}{(Z_L + Z_o)e^{j\mathbf{b}\ell} - (Z_L - Z_o)e^{-j\mathbf{b}\ell}} = Z_o \frac{Z_L \cos \mathbf{b}\ell + jZ_o \sin \mathbf{b}\ell}{Z_o \cos \mathbf{b}\ell + jZ_L \sin \mathbf{b}\ell} \\ &= Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan \mathbf{b}\ell}{Z_o + jZ_L \tan \mathbf{b}\ell} \end{aligned} \quad (1.128)$$

Este es un importante resultado que proporciona la impedancia de entrada de una longitud de línea de transmisión con una impedancia de carga arbitraria [POZ90].

1.3.5 Casos Especiales de líneas sin pérdidas terminadas

Un número de casos especiales de líneas de transmisión sin pérdidas terminadas, frecuentemente aparecen en nuestro trabajo, de tal manera que es apropiado considerar las propiedades de tales casos aquí.

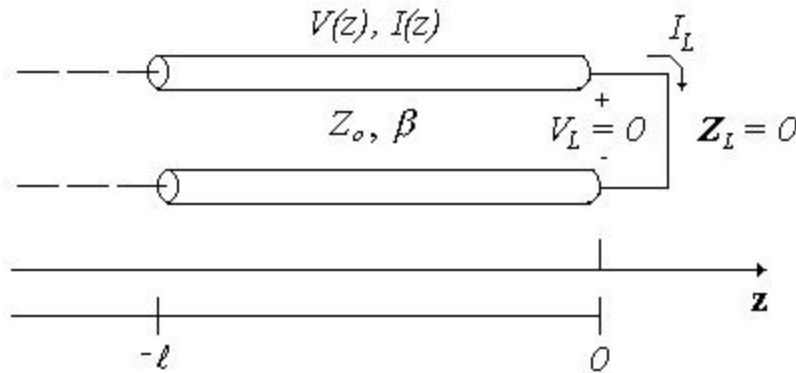


Figura 1.17 Una línea de transmisión terminada en corto circuito.

Considere primero la línea de transmisión mostrada en la *Figura 1.17*, donde la línea es terminada en corto circuito, $Z_L = 0$. De la ecuación (1.128), la impedancia de entrada es

$$Z_{in} = jZ_o \tan \mathbf{b}\ell \quad (1.129)$$

la cual es puramente imaginaria para cualquier longitud ℓ y toma todos los valores entre $+j\infty$ a $-j\infty$.

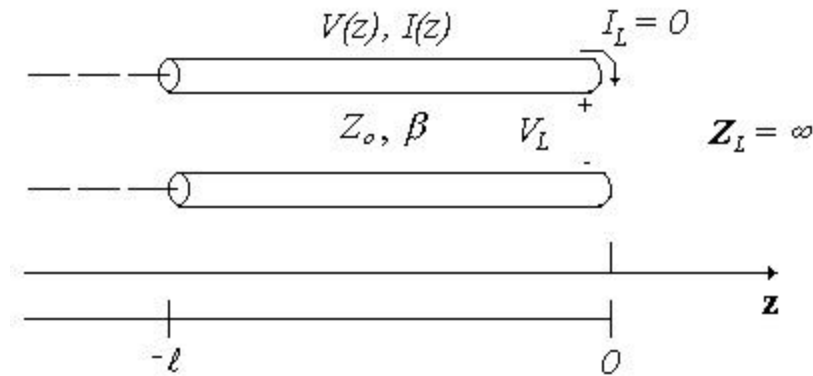


Figura 1.18 Una línea de transmisión terminada en circuito abierto.

Consideremos ahora la línea en circuito abierto mostrada en la *Figura 1.18*, donde $Z_L = \infty$. Dividiendo el numerador y denominador de la ecuación (1.128) por Z_L y considerando que $Z_L \rightarrow \infty$, la impedancia de entrada es

$$Z_{in} = -jZ_o \cot \mathbf{b}\ell \quad (1.130)$$

la cual es también puramente imaginaria para cualquier longitud ℓ .

Ahora considere líneas de transmisión terminadas con alguna longitud especial. Sí $\ell = \mathbf{l}/2$, la ecuación (1.128) muestra que

$$Z_{in} = Z_L \quad (1.131)$$

lo que significa que una línea de un medio longitud de onda (o cualquier múltiplo de $\mathbf{l}/2$), no altera o transforma la impedancia de carga, independientemente de la impedancia característica.

Sí la línea es de un cuarto de longitud de onda, o más generalmente, $\ell = \mathbf{l}/4 + n\mathbf{l}/2$, para $n = 0, 1, 2, \dots$, la ecuación (1.128) muestra que la impedancia de entrada esta dada por

$$Z_{in} = \frac{Z_o^2}{Z_L} \quad (1.132)$$

tales líneas son conocidas como un *transformador de un cuarto de onda*, puesto que tiene el efecto de transformar la impedancia de carga de manera inversa, dependiendo de la impedancia característica de la línea [POZ90].

Conclusiones

La caracterización de redes de microondas mediante redes de dos puertos, nos da la posibilidad de poder analizar el comportamiento, y optimizar el diseño completo del amplificador de bajo ruido; por un lado, esto se debe a que el diseño está conformado por una serie de redes de dos puertos conectadas en cascada, y por el otro lado, se debe a que es muy fácil modificar el problema original, o combinar varios elementos juntos y encontrar la respuesta, sin tener que analizar en detalle el comportamiento de cada uno de los elementos, en combinación con sus elementos adyacentes. En resumen, podríamos decir que para el diseño de amplificadores de bajo ruido, se necesita tener un antecedente teórico basado en teoría de redes de dos puertos, línea de transmisión, teoría de ruido y acoplamiento de impedancia.

Los circuitos que operan a bajas frecuencias (en donde las dimensiones del circuito son relativamente pequeñas comparadas con la longitud de onda), pueden ser tratado como una interconexión de componentes pasivos de elementos concentrados o activos, con corrientes y voltajes únicos definidos en cualquier punto del circuito. En esta situación (en que las dimensiones del circuito son tan pequeñas comparadas con la longitud de onda), se pueden desprestigiar los cambios de fase de un punto a otro en el circuito. Existe un conjunto de técnicas potenciales y útiles para analizar circuitos a bajas frecuencias. En general esas técnicas no pueden ser directamente aplicadas a circuitos para microondas. Por ello, se requiere el estudio de otro tipo de técnica; ella es la teoría de líneas de transmisión, la cual tiene significativa importancia en el análisis de circuitos y redes de dos puertos para microondas.

Los casos especiales en que puede ser terminada una línea de transmisión sin pérdidas, nos dan la posibilidad de implementar algunas aplicaciones particulares, utilizadas en el diseño de amplificadores. Una de estas aplicaciones son la representación de reactancias, por medio de líneas de transmisión terminadas en circuito abierto (reactancia capacitiva) y corto circuito (reactancia inductiva), independientemente de su longitud. Otra de las aplicaciones, es el uso de líneas de transmisión como transformadores de impedancia, con longitudes de un cuarto de onda.

El comportamiento eléctrico de un sistema de microondas, puede ser afectado por muchos factores, pero el efecto de ruido es probablemente uno de los más fundamentales. El desempeño de la figura de ruido, para una red lineal de dos puertos, está principalmente en función de la impedancia que es colocada en el generador, ya que la figura de ruido mínima que se obtenga, depende que tan cerca está de la impedancia óptima. Por ello es necesario que se tenga mucho cuidado al diseñar la primera etapa del amplificador de bajo ruido, ya que debe tener la mínima figura de ruido, debido a que es la que predomina en la figura de ruido total del amplificador (para un amplificador multi-etapas). Las figuras de ruido de las etapas posteriores, son minimizadas por ganancias de las etapas anteriores.

CAPÍTULO 2

Método de Resonancia Transversal

El objetivo del presente capítulo es calcular la impedancia característica y frecuencia de corte de la guía de ondas H, por medio del “*Método de Resonancia Transversal*”, ya que es la línea de transmisión básica que se utilizará para el diseño del amplificador de bajo ruido multi-etapas. La desventaja de utilizar otro tipo de línea de transmisión, donde se utiliza algún tipo de sustrato, es que al incrementar la frecuencia de operación también aumentan las pérdidas en dicho sustrato.

2.1 Método de Resonancia Transversal

Las investigaciones realizadas por el Dr. Vladimir Skachko del Instituto Politécnico de Kiev (Ucrania), acerca del comportamiento de las guías de onda H (*double ridge waveguide*) [CHE95], han sido de mucha utilidad para el diseño de amplificadores de bajo ruido y osciladores para microondas, empleando esta tecnología. Para diseñar los amplificadores basados en guías de onda H, es necesario conocer la impedancia característica (Z_o) y la frecuencia de corte (f_c) de la guía. Es posible calcular la Z_o y la f_c utilizando el “*Método de regiones parciales* [ZAR86]. Sin embargo, existe otro método: “*Método de Resonancia Transversal*”, el cual es un método aproximado al anterior, con un margen de error del $\pm 5\%$. Este método fue propuesto para obtener la Z_o de un guía de ondas H, por la Dra. Orleanskaya de Moscú, cuyo método matemático es muy sencillo.

De acuerdo con las soluciones generales para las ecuaciones de Maxwell para ondas TE o TM, una estructura de guía de ondas rellena con un dieléctrico homogéneo, siempre tiene una constante de propagación de la forma

$$\mathbf{b} = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - (k_x^2 + k_y^2)} \quad (2.1)$$

donde $k_c = \sqrt{k_x^2 + k_y^2}$ es el número de onda de corte de la guía y para un modo dado, es una constante fijada por la geometría de la sección transversal de la guía. Por lo tanto, si conocemos k_c , podemos determinar la constante de propagación de la guía. La técnica de resonancia transversal, emplea un modelo equivalente de línea de transmisión de la sección transversal de la guía de ondas, y se obtiene mucho más simple y más directamente la frecuencia de corte f_c [POZ90].

Para mostrar este método, consideremos una guía de ondas H con las siguientes características: $a = 3.4 \text{ mm}$, $b = 7.2 \text{ mm}$ como se muestra en la *Figura 2.1*.

La sección transversal de la *Figura 2.2a* (sección A-A'), la podemos representar por un modelo equivalente de línea de transmisión como se muestra en la *Figura 2.2b*.

De acuerdo con la ecuación (1.129), la impedancia entre los puntos (a-b) de la *Figura 2.2b*, es igual a

$$Z_{ab} = jZ_{o1} \tan \mathbf{b}\ell_1 \quad (2.2)$$

donde $Z_{o1} = 120\mathbf{p} \cdot b$, $\mathbf{b} = \frac{2\mathbf{p}}{\mathbf{l}}$ y $\ell_1 = \frac{a}{2} - \ell_2$ es la distancia de la pared b al diente.

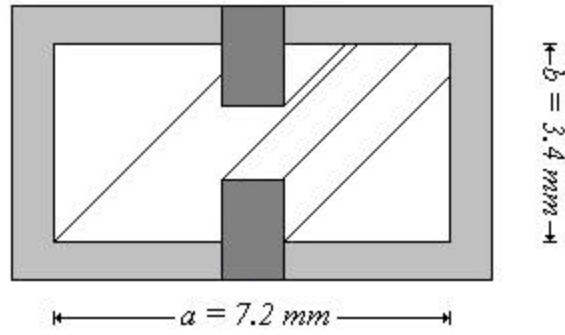


Figura 2.1 Guía de ondas H para la banda ku.

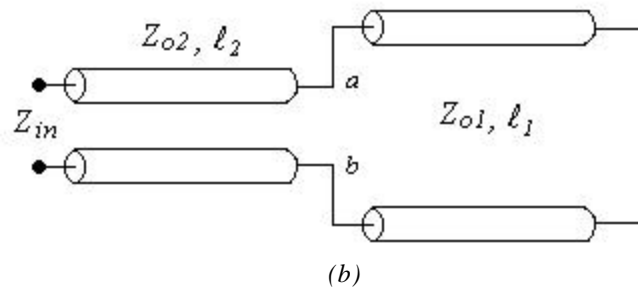
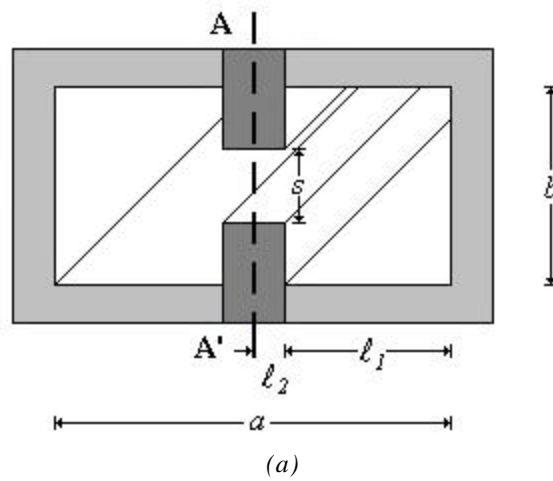


Figura 2.2 Método de resonancia transversal. a) sección transversal de la guía de ondas H. b) modelo equivalente en línea de transmisión.

Por otro lado, de la ecuación (1.128) la impedancia de entrada es

$$Z_{in} = Z_{o2} \frac{Z_{ab} + jZ_{o2} \tan \mathbf{b}\ell_2}{Z_{o2} + jZ_{ab} \tan \mathbf{b}\ell_2} \quad (2.3)$$

donde $Z_{o2} = Z_{o1} \frac{s}{b}$, s es la separación entre los dientes y ℓ_2 es la mitad del espesor del diente.

De acuerdo con el *Método de Resonancia Transversal*, para encontrar la frecuencia de corte de la guía de ondas H (*Figura 2.2b*), debemos encontrar los cruces por cero de la admitancia de entrada del circuito equivalente, para los diferentes valores que puedan tomar ℓ_2 y s . Por consiguiente, la impedancia de entrada tiende a infinito en la frecuencia de corte (*Figura 2.3*).

La frecuencia de corte para una guía de ondas rectangular, para modo TE_{mn} o TM_{mn} , es la siguiente:

$$f_{cmn} = \frac{1}{2\mathbf{p}\sqrt{\mathbf{ne}}} \sqrt{\left(\frac{m\mathbf{p}}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\mathbf{p}}{b}\right)^2} \quad (2.4)$$

El modo con la frecuencia de corte más baja es llamado el modo dominante; por lo que, f_c ocurre para el modo TE_{10} ($m = 1, n = 0$), a sea

$$f_{c10} = \frac{1}{2a\sqrt{\mathbf{ne}}} \quad (2.5)$$

y para el modo TE_{20} , la frecuencia de corte es

$$f_{c20} = \frac{1}{a\sqrt{\mathbf{ne}}} \quad (2.6)$$

Debido a que estamos trabajando con guías de ondas sin algún material dieléctrico o magnético, las ecuaciones (2.5) y (2.6) se reducen a

$$f_{c10} = \frac{1}{2a\sqrt{\mathbf{ne}}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mathbf{m}_g \mathbf{e}_o}} = \frac{C}{2a} \quad (2.7)$$

$$f_{c20} = \frac{1}{a\sqrt{\mathbf{ne}}} = \frac{1}{a\sqrt{\mathbf{m}_g \mathbf{e}_o}} = \frac{C}{a} \quad (2.8)$$

donde $C = 3 \times 10^8$ m/s (velocidad de la luz)

Las mismas frecuencias de corte dadas por las ecuaciones (2.7) y (2.8), las podemos encontrar utilizando el *Método de Resonancia Transversal*.

De acuerdo con la ecuación (2.3), la admitancia de entrada es

$$Y_{in} = \frac{Z_{o2} + jZ_{ab} \tan \mathbf{b} \ell_2}{Z_{o2}(Z_{ab} + jZ_{o2} \tan \mathbf{b} \ell_2)} \quad (2.9)$$

FRECUENCIA DE CORTE PARA GUIAS DE ONDAS

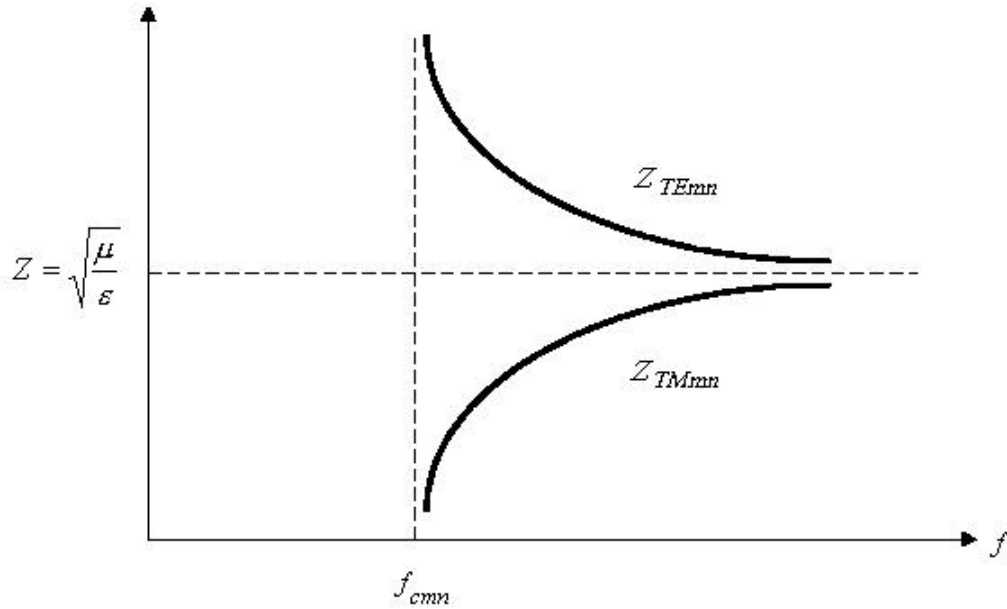


Figura 2.3 Impedancia para guías de ondas en función de la frecuencia.

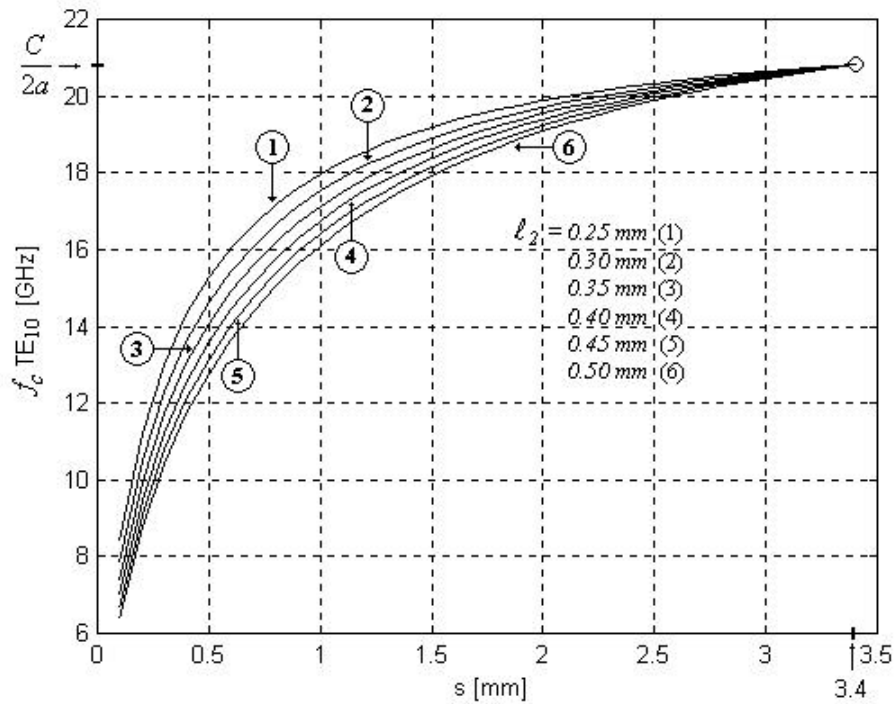


Figura 2.4 Frecuencia de corte para el modo TE_{10} .

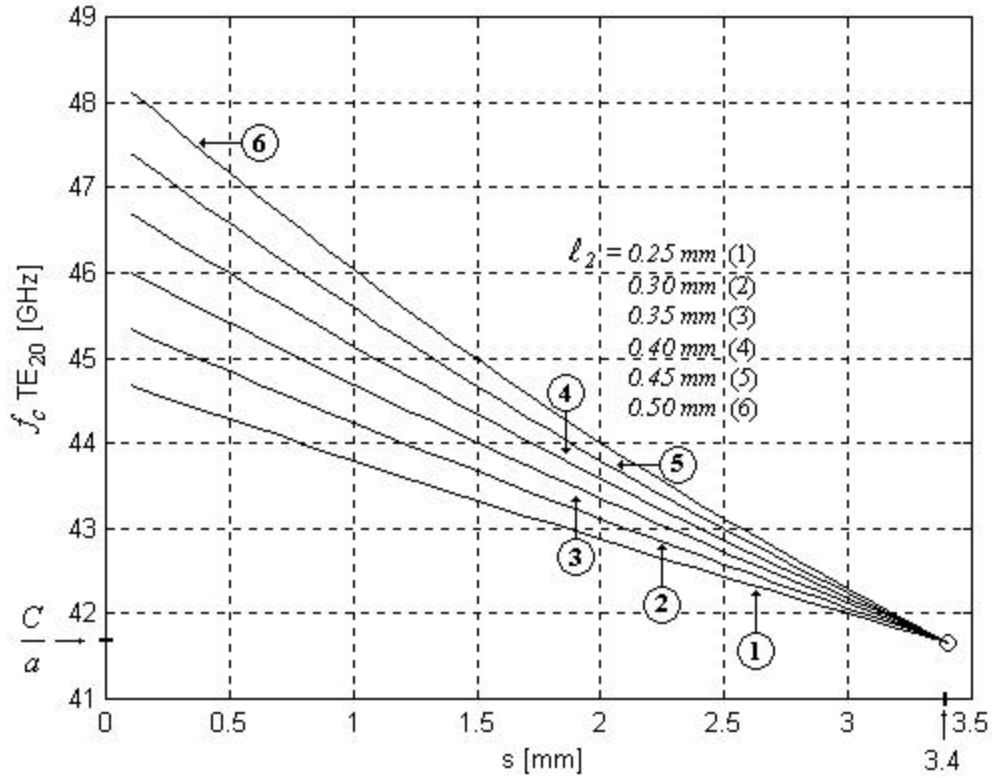
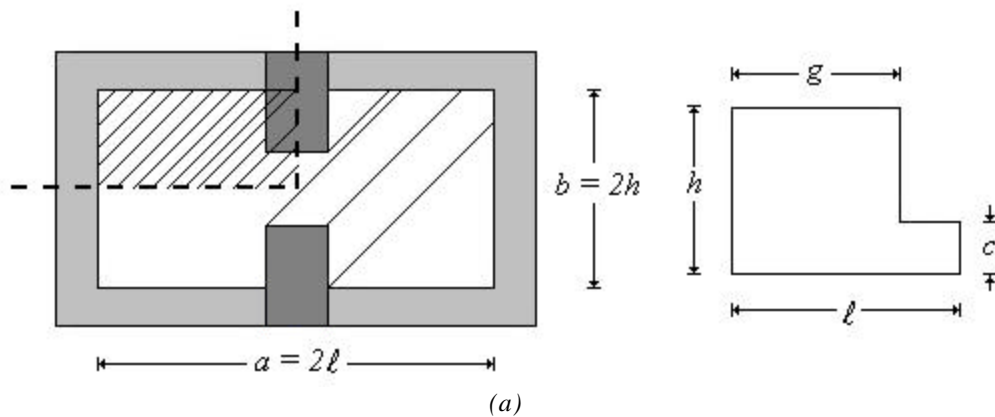


Figura 2.5 Frecuencia de corte para el modo TE₂₀.

Obsérvese en la *Figura 2.4*, que la frecuencia de corte para $s = 3.4 \text{ mm}$, corresponde a la guía de ondas rectangular, de acuerdo con la ecuación (2.7). De igual manera, en la *Figura 2.5*, la frecuencia de corte para $s = 3.4 \text{ mm}$, coincide con la ecuación (2.8).

2.2 Comparación entre el Método de Regiones Parciales y el Método de Resonancia Transversal, para el cálculo de la impedancia característica de una guía de ondas H.

Ahora se aplicará el *Método de Resonancia Transversal*, a la guía de ondas de la *Figura 2.6a*, para comparar los resultados obtenidos con el *Método de Regiones Parciales*.



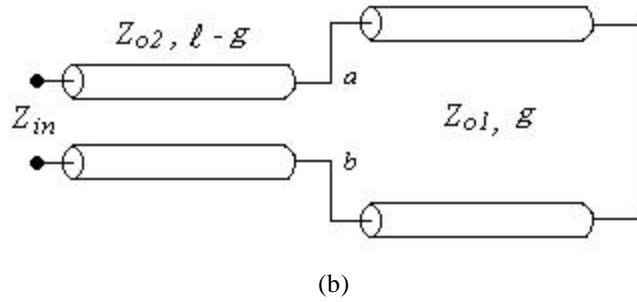


Figura 2.6 Guía de ondas H, usada para analizar el Métodos de Regiones Parciales.

Observe de la *Figura 2.6a*, que sólo se considera una cuarta parte de la guía de ondas H.

De acuerdo con la ecuación (1.129), la impedancia entre los puntos (a - b), es igual a

$$Z_{ab} = jZ_{o1} \tan \mathbf{b}g \quad (2.10)$$

donde $Z_{o1} = 120\mathbf{p} \cdot 2h$, $\mathbf{b} = \frac{2\mathbf{p}}{l}$ y g es la distancia de la pared h al diente.

Por otro lado de la ecuación (1.128), la impedancia de entrada es

$$Z_{in} = Z_{o2} \frac{Z_{ab} + jZ_{o2} \tan \mathbf{b}(\ell - g)}{Z_{o2} + jZ_{ab} \tan \mathbf{b}(\ell - g)} \quad (2.11)$$

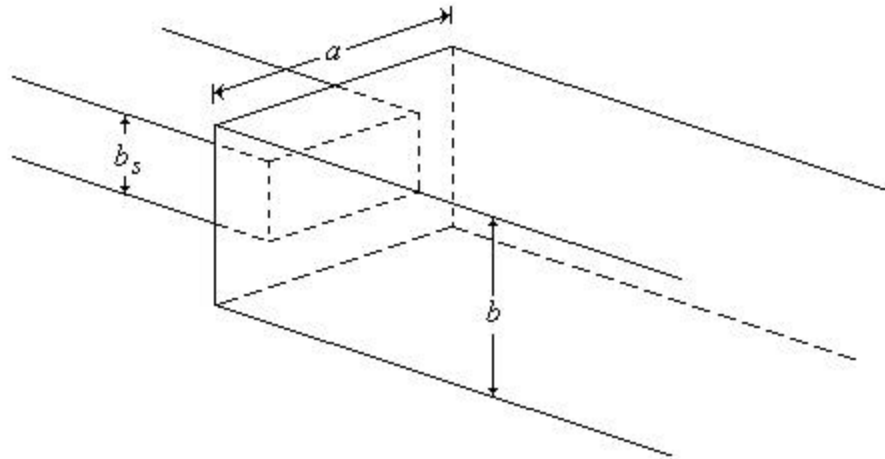
donde $Z_{o2} = Z_{o1} \frac{c}{h}$, c es la mitad de la separación entre los dientes y $(\ell - g)$ es la mitad del espesor del diente.

Convirtiendo a admitancia la ecuación (2.11), por las razones anteriormente expuestas, tenemos

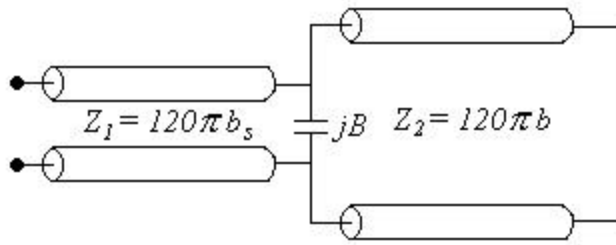
$$Y_{in} = \frac{Z_{o2} + jZ_{ab} \tan \mathbf{b}(\ell - g)}{Z_{o2}[Z_{ab} + jZ_{o2} \tan \mathbf{b}(\ell - g)]} \quad (2.12)$$

Sin embargo, en los puntos (a-b) del circuito equivalente, existe un escalón (discontinuidad) y por lo tanto debemos introducir un elemento parasítico, llamado *capacitancia de discontinuidad*.

Consideremos una guía de ondas, que tiene un escalón como el que se muestra en la *Figura 2.7a*. Por lo tanto, su circuito equivalente en línea de transmisión es el que se muestra en la *Figura 2.7b*.



(a)



(b)

Figura 2.7 Capacitancia de discontinuidad.

Si suponemos que¹

$$a = a' \rightarrow \infty \quad (2.13)$$

$$\mathbf{I} = \frac{C}{f} \quad (2.14)$$

Por lo tanto,

$$\mathbf{I}_v = \frac{\mathbf{I}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\mathbf{I}}{2a}\right)^2}} \rightarrow \mathbf{I} \quad (2.15)$$

$$p = \frac{b}{\mathbf{I}_v} \quad (2.16)$$

$$q = \frac{b_s}{\mathbf{I}_v} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{a} = \frac{b_s}{b} \quad (2.18)$$

$$c = \frac{(4\mathbf{a})^2}{(1 - \mathbf{a}^2)^2} \quad (2.19)$$

$$r = \frac{1 + \mathbf{a}}{1 - \mathbf{a}} \quad (2.20)$$

¹ Las fórmulas exactas para el cálculo de la susceptancia del escalón, están presentadas en [MAR65].

$$q_p = 1 + \sqrt{1 - q^2} \quad (2.21)$$

$$q_m = 1 - \sqrt{1 - q^2} \quad (2.22)$$

$$p_p = 1 + \sqrt{1 - p^2} \quad (2.23)$$

$$p_m = 1 - \sqrt{1 - p^2} \quad (2.24)$$

$$a_s = r^{\frac{2}{a}} \frac{q_p}{q_m} + \frac{3 + a^2}{1 - a^2} \quad (2.25)$$

$$a_a = r^{2a} \frac{p_p}{p_m} - \frac{1 + 3a^2}{1 - a^2} \quad (2.26)$$

$$b_{pr} = \left[\ln \frac{1 - a^2}{4a} + \frac{a^2 + 1}{2a} \ln r + \frac{2(a_a + a_s + 2c)}{a_a a_s - c^2} + \left(\frac{p}{4} \right)^2 \left\{ \frac{5a^2 - 1}{1 - a^2} + \frac{4}{3} \frac{a^2 c}{a_a} \right\}^2 r^{-4a} \right] 2p \quad (2.27)$$

$$B = \frac{b_{pr}}{120 \mathbf{p} \cdot b} \quad (2.28)$$

Por lo tanto, la ecuación (2.12) debe ser modificada por la introducción de esta capacitancia de discontinuidad; ello se logra convirtiendo la impedancia de la de la ecuación (2.10) a admitancia, para poder sumar la susceptancia de la ecuación (2.28), con lo cual tenemos

$$Y_{ab} = \frac{1}{Z_{ab}} \quad (2.29)$$

$$Y_L = Y_{ab} + jB \quad (2.30)$$

$$Z_L = \frac{1}{Y_L} \quad (2.31)$$

Finalmente la ecuación (2.12), queda de la siguiente forma

$$Y_{in} = \frac{Z_{o2} + jZ_L \tan \mathbf{b}(\ell - g)}{Z_{o2}[Z_L + jZ_{o2} \tan \mathbf{b}(\ell - g)]} \quad (2.32)$$

Para obtener la impedancia característica de la guía de ondas H, lo podemos hacer de la siguiente manera. En una guía de ondas rellena con un dieléctrico homogéneo, la impedancia característica se calcula con la siguiente fórmula

$$Z_o = \frac{Z_{o\infty}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c} \right)^2}} \quad (2.33)$$

donde: $Z_{o\infty}$ es la impedancia característica en $f = \mathbf{Y}$

De acuerdo con metodología desarrollada por la Dra. Orleanskaya, la impedancia característica en la frecuencia infinita $Z_{o\infty H}$ de la guía de ondas H, es inversamente proporcional a la derivada de la admitancia de entrada, del circuito equivalente de la guía de ondas H, calculada en la frecuencia igual a la frecuencia de corte, es decir

$$Z_{o\infty H} \sim \frac{1}{\left. \frac{\partial Y_{in}}{\partial f} \right|_{f=f_c}} = \frac{1}{m_H} \quad (2.34)$$

o dicho de otra forma, la impedancia infinita de la guía de ondas H, es inversamente proporcional a la pendiente m_H de la admitancia de entrada dada por la ecuación (2.32), cuando la frecuencia es igual a la frecuencia de corte.

h/l	g/l	c/h						
		0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.7	0.9
0.25	0.15	6.2616	13.8695	22.4988	31.8547	41.7122	62.3330	83.5571
	0.30	6.8622	14.3235	22.4829	31.3255	40.7943	61.2722	83.1202
	0.45	8.2475	16.5090	25.0680	34.0152	43.3733	63.2022	83.9448
	0.60	10.7007	20.5616	30.1563	39.6719	49.1705	68.0316	86.0537
	0.75	15.5686	28.2006	39.3996	49.6327	59.0790	75.7466	89.1142
	0.90	29.0209	45.7270	57.8360	67.2646	74.8078	85.7251	92.3457
0.50	0.15	12.1680	26.9100	43.8681	62.5116	82.3490	124.1113	167.0255
	0.30	13.2067	27.3581	43.0154	60.3121	79.2047	120.9903	165.9405
	0.45	15.7034	31.0892	47.2191	64.4778	83.0231	123.7780	167.3376
	0.60	20.0459	37.9917	55.7525	73.9424	92.7957	132.2601	171.3279
	0.75	28.2993	50.4986	70.8744	90.5200	109.7530	146.4258	177.3193
	0.90	48.8636	76.9109	99.5754	119.3990	137.0275	165.6116	183.8558
1.00	0.15	22.9432	50.3387	82.6328	119.2953	159.3798	245.4949	333.6488
	0.30	24.4888	49.7914	78.1868	110.6739	147.7429	234.6688	330.5294
	0.45	28.5775	55.2383	83.5401	114.9903	150.5914	235.7125	332.1985
	0.60	35.4747	65.3846	95.5544	127.9876	163.8856	247.8958	339.1597
	0.75	47.6733	82.6291	116.0596	150.7774	188.0769	270.9194	350.5213
	0.90	73.6276	114.5294	151.5585	188.7192	227.1241	304.7653	363.7984
1.50	0.15	32.3156	69.5353	113.8009	165.9145	225.6945	361.0412	499.5392
	0.30	34.0620	67.4761	104.7279	148.3255	200.4982	335.1034	492.7204
	0.45	39.1393	73.5209	109.7158	150.7256	199.2722	328.7755	492.7349
	0.60	47.4764	84.8730	122.4372	163.7836	211.8321	339.1772	500.8554
	0.75	61.3766	103.1788	143.4708	186.8249	236.3391	364.3431	516.1916
	0.90	87.6941	133.7638	177.0514	223.1535	275.1335	404.1230	535.7289

Tabla 2.1 Impedancia característica para una guía de ondas H, obtenida por el Método de Resonancia Transversal.

Para encontrar la constante de proporcionalidad, se puede actuar de la siguiente manera. La impedancia infinita de la guía de ondas H es igual a

$$Z_{o\text{H}} = K \frac{1}{m_H} \quad (2.35)$$

donde K es la constante de proporcionalidad.

Por otro lado, la impedancia infinita de la guía de ondas rectangular es

$$Z_{o\text{H}} = \frac{120\mathbf{p} \cdot 2b}{a} = 120\mathbf{p} \cdot 2 \left(\frac{2h}{2\ell} \right) = K \frac{1}{m} \quad (2.36)$$

donde m es la pendiente de la admitancia de entrada dada por la ecuación (2.32), cuando la frecuencia es igual a la frecuencia de corte y la relación c entre h es igual a $\mathbf{1}$, o sea, para una guía de ondas rectangular.

h/l	g/l	c/h						
		0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.7	0.9
0.25	0.15	6.2530	13.8500	22.4600	31.8100	41.6600	170.8000	83.0000
	0.30	6.8570	14.3100	22.4700	31.3000	40.7600	166.1000	83.0000
	0.45	8.2420	16.5000	25.0500	33.9900	43.3400	176.5000	83.0000
	0.60	10.6900	20.5500	30.1400	39.6400	49.1400	195.7000	85.0000
	0.75	15.6600	28.1800	39.3700	49.6000	59.0400	224.6000	89.0000
	0.90	29.0100	45.7000	57.8000	67.2200	74.7600	269.6000	92.0000
0.50	0.15	12.0200	26.4600	43.1500	61.6900	81.6200	123.8000	166.0000
	0.30	13.1700	27.2500	42.8300	60.0600	78.9400	120.8000	165.0000
	0.45	15.6900	31.0500	47.1500	64.3900	82.9100	123.7000	167.0000
	0.60	20.0300	37.9600	55.7100	73.8800	92.7200	132.2000	171.0000
	0.75	28.2800	50.4700	70.8300	90.4600	109.7000	146.3000	177.0000
	0.90	48.8400	76.8700	99.5300	119.4000	137.1000	165.7000	183.0000
1.00	0.15	20.9700	43.9400	71.8300	106.4000	147.8000	241.2000	333.1000
	0.30	23.7500	47.2700	73.4700	104.2000	140.7000	231.7000	330.0000
	0.45	23.2000	53.9700	81.1500	111.6000	146.7000	233.1000	331.0000
	0.60	35.2400	64.6300	94.1800	126.0000	161.6000	246.4000	338.9000
	0.75	47.4900	82.1000	115.2000	149.6000	186.8000	270.5000	350.5000
	0.90	73.4200	114.1000	151.2000	188.7000	227.8000	307.1000	365.5000
1.50	0.15	25.1500	47.0200	73.7700	112.5000	170.8000	339.9000	498.1000
	0.30	30.7400	56.6300	84.5100	119.2000	166.1000	312.4000	490.6000
	0.45	37.0400	66.7700	97.0700	132.2000	176.5000	310.7000	490.9000
	0.60	45.8800	79.7700	113.3400	150.6000	195.7000	326.4000	500.3000
	0.75	59.9200	99.0800	136.3000	176.7000	224.6000	357.7000	518.0000
	0.90	85.9700	130.0000	171.1400	216.6000	269.6000	409.7000	541.1000

Tabla 2.2 Impedancia característica para una guía de ondas H, obtenida por el Método de Regiones Parciales.

por lo tanto la impedancia infinita de la guía de ondas H es

$$Z_{o\neq H} = m \cdot \left(\frac{Z_{o\infty}}{m_H} \right) \quad (2.37)$$

Los resultados fueron obtenidos con la función de búsqueda de raíces *fzero* de *Matlab* versión 5.3, los cuales son presentados en la *Tabla 2.1*.

Comparando los resultados que se obtuvieron con el “*Método de Resonancia Transversal*”, con el de “*Método de regiones parciales*”, podemos apreciar que el error relativo no rebasa el $\pm 5\%$ que tiene el primer método respecto al segundo.

2.3 Guía de ondas estándar WR75 (0.75”-0.375”) para la banda ku.

Para diseñar el amplificador de bajo ruido para la banda *ku*, utilizaremos una guía de ondas estándar *WR75* y una lámina metálica de 2 mm de espesor (*esp*), para formar el diente de la guía de ondas H. Por lo tanto, con estas características se deben obtener la impedancia característica de la guía de ondas H, como la que se muestra en la *Figura 2.8a*.

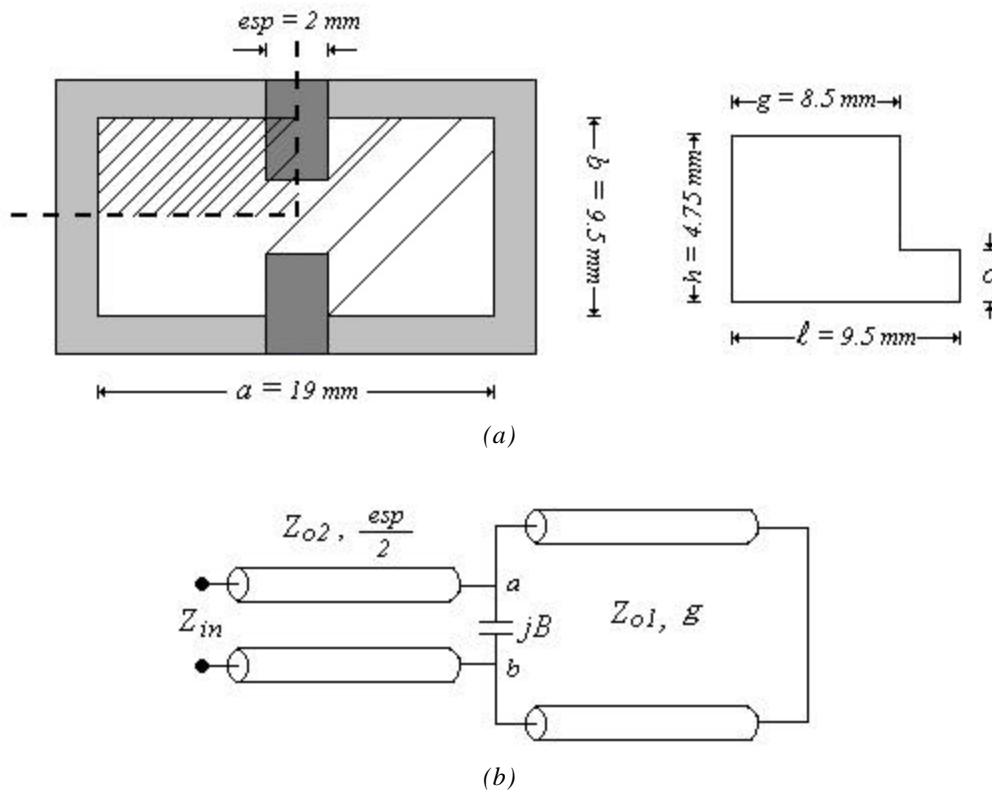


Figura 2.8 a) Guía de ondas H. b) circuito equivalente en línea de transmisión.

De acuerdo con la ecuación (1.129), la impedancia entre los puntos (a-b), es igual a

$$Z_{ab} = jZ_{o1} \tan \mathbf{b}g \quad (2.38)$$

donde $Z_{o1} = 120\mathbf{p} \cdot 2h$, $\mathbf{b} = \frac{2\mathbf{p}}{\mathbf{l}}$ y g es la distancia de la pared h al diente.

Transformando la impedancia de la ecuación (2.38) a admitancia, para poder sumar la susceptancia de discontinuidad (jB) de acuerdo a las ecuaciones (2.13) a (2.28), obtenemos

$$Y_{ab} = \frac{1}{Z_{ab}} \quad (2.39)$$

$$Y_L = Y_{ab} + jB \quad (2.40)$$

$$Z_L = \frac{1}{Y_L} \quad (2.41)$$

Por otro lado de la ecuación (1.128), la impedancia de entrada es

$$Z_{in} = Z_{o2} \frac{Z_L + jZ_{o2} \tan \mathbf{b}(\frac{esp}{2})}{Z_{o2} + jZ_L \tan \mathbf{b}(\frac{esp}{2})} \quad (2.42)$$

donde $Z_{o2} = Z_{o1} \frac{c}{h}$, c es la mitad de la separación de los dientes y $\frac{esp}{2}$ es la mitad del espesor del diente.

Convirtiendo a admitancia la ecuación (2.42), por las razones anteriormente expuestas, tenemos

$$Y_{in} = \frac{Z_{o2} + jZ_L \tan \mathbf{b}(\frac{esp}{2})}{Z_{o2} [Z_L + jZ_{o2} \tan \mathbf{b}(\frac{esp}{2})]} \quad (2.43)$$

$$Z_{o\mathbf{H}} \sim \frac{1}{\left. \frac{\partial Y_{in}}{\partial f} \right|_{f=f_c}} = \frac{1}{m_H} \quad (2.44)$$

$$Z_{o\mathbf{H}} = K \frac{1}{m_H} \quad (2.45)$$

$$Z_{o\mathbf{H}} = \frac{120\mathbf{p} \cdot 2b}{a} = K \frac{1}{m} \quad (2.46)$$

$$Z_{o\omega H} = m_H \left(\frac{Z_{o\infty}}{m_H} \right) \quad (2.47)$$

Los resultados de la impedancia característica para la guía de ondas H de la *Figura 2.8a*, se muestran en la *Figura 2.9*, para valores de separación de diente c desde 0.1 mm hasta 4.75 mm .

Observe que cuando $c = 4.75 \text{ mm}$, la impedancia característica corresponde a una guía de ondas rectangular, de acuerdo con la siguiente ecuación

$$Z_{o\omega} = \frac{Z_{o\infty}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = \frac{Z_{o\infty}}{\sqrt{1 - \left(\frac{c}{2af}\right)^2}} \quad (2.48)$$

Debido a que estamos trabajando para el modo dominante TE_{10} , sustituimos la ecuación (2.7) en la (2.48) y obtenemos

$$Z_{o\omega} = \frac{Z_{o\infty}}{\sqrt{1 - \left(\frac{c}{2af}\right)^2}} \quad (2.49)$$

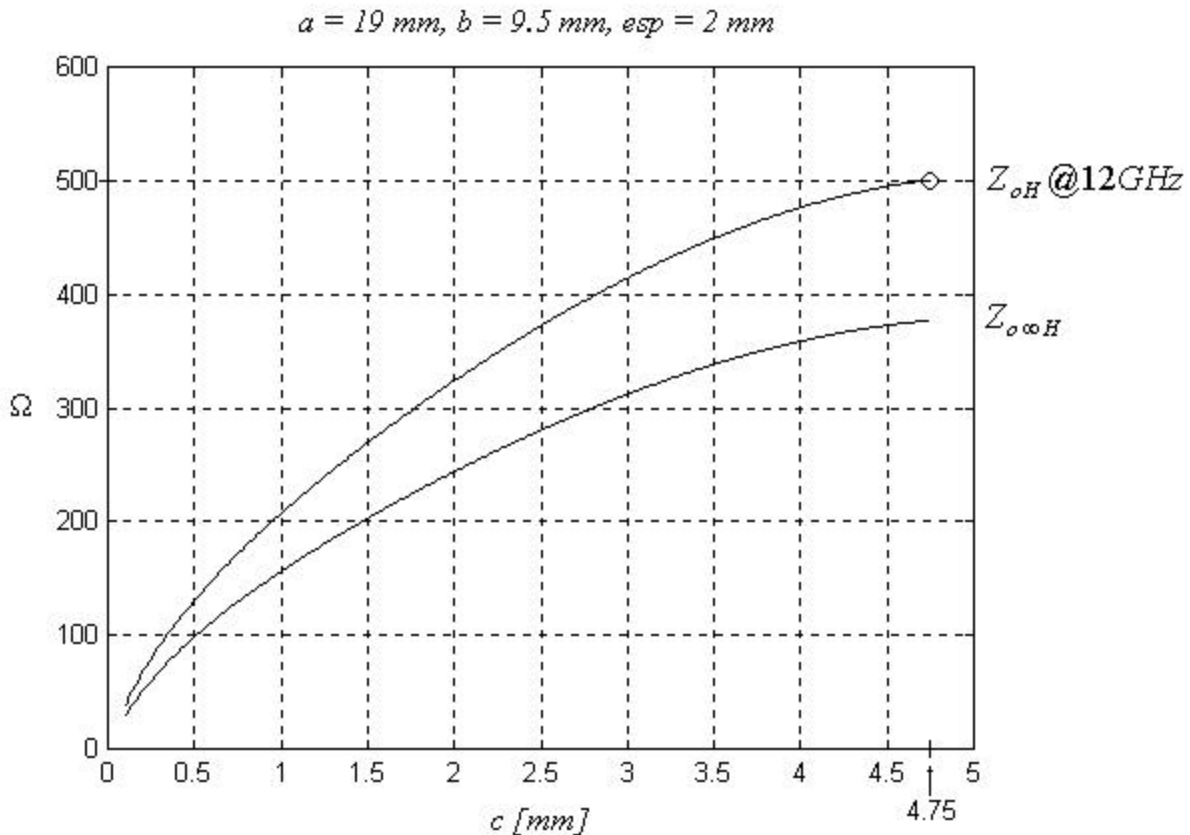


Figura 2.9 Impedancia característica para una guía de ondas H.

y para una frecuencia de trabajo $f @ 12 \text{ GHz}$, la impedancia característica de la guía de ondas rectangular es

$$Z_{o.} = \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{3 \times 10^8}{2(19 \times 10^{-3})(12 \times 10^9)} \right)^2}} = 500 \Omega \quad (2.50)$$

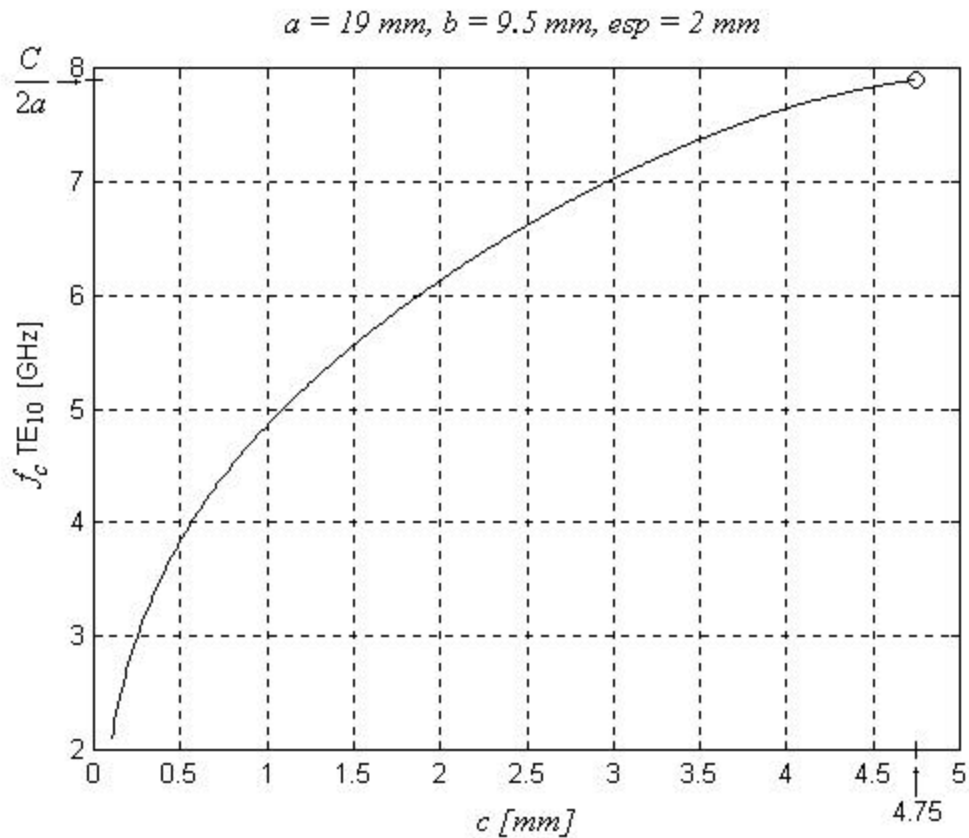


Figura 2.10 Frecuencia de corte para una guía de ondas H.

Conclusiones

El “Método de Resonancia Transversal” empleado para obtener los parámetros de la guía de ondas H es un método matemático muy sencillo, máxime con la ayuda de *Matlab ver 5.3*, ya que para encontrar la frecuencia de corte de la guía, era necesario encontrar los cruces por cero de la admitancia del circuito equivalente; para ello se empleó la función *fzero*.

El aumento del diente en la guía de ondas H, tiende a bajar la frecuencia de corte del modo dominante (Figura 2.10); con ello aumenta el ancho de banda y mejora el comportamiento de la impedancia característica (Figura 2.9); por lo tanto, la impedancia característica de la guía de ondas H que tiende a ser bastante baja, facilita el acoplamiento con la impedancia de entrada del transistor, que por lo general es muy pequeña.

CAPÍTULO 3

Diseño del Amplificador de Bajo Ruido de una etapa

Hasta ahora, solo nos hemos ocupado de ver las herramientas matemáticas, utilizadas en el diseño de amplificadores de bajo ruido para microondas. En este capítulo se establecerán las especificaciones de diseño que nos proponemos alcanzar y que satisfagan un desempeño óptimo para un amplificador de bajo ruido multi-etapas en toda la banda de trabajo, basado en el transistor ATF-36077 *Pseudomorphic HEMT* (2 – 18 GHz) de *Agilent Semiconductor* (Anexo A) y se diseñará un amplificador de bajo ruido de una etapa.

3.1 Especificaciones de diseño

Las especificaciones de diseño de un amplificador, se fundamentan en los parámetros que garanticen el mejor desempeño del receptor y ello se basa principalmente en su sensibilidad. Para el caso de un amplificador multi-etapas se proponen las siguientes especificaciones.

- ANCHO DE BANDA: *10.7 - 13.3 GHz*.
Se especifica este ancho de banda debido a las diferentes asignaciones de frecuencias y diversos servicios vía satélite que se deben ser cubiertas (Anexo B).
- FIGURA DE RUIDO: *menor a 1 dB*.
Un sistema de microondas con alta sensibilidad (en recepción) requiere que la primera etapa además de amplificar contribuya con la más baja figura de ruido, ya que es la que determina principalmente la figura de ruido del sistema completo y las etapas posteriores no necesitan tener una figura de ruido muy baja, de acuerdo a la ecuación (1.95). Por ello se eligió el transistor ATF-36077 el cual tiene una figura de ruido de 0.5dB @ 12 GHz.
- GANANCIA: *mayor a 30 dB*.
De acuerdo con la ecuación (1.95), para minimizar las contribuciones de ruido de las etapas posteriores, se requiere que la ganancia de la etapa de entrada sea suficientemente grande para ocultar los ruidos de dispositivos posteriores.
- VARIACIÓN DE LA GANANCIA: *menor a 3 dB*.
Para algunos tipos de modulaciones, la variación de la ganancia en amplitud dentro del ancho de banda de diseño, es un factor limitante para su desempeño.
- RAZÓN DE ONDA ESTACIONARIA DE ENTRADA Y SALIDA: *menor a 1.5*
La razón de onda estacionaria (ROE), nos indica el grado de acoplamiento que tiene un dispositivo en su entrada o en su salida, basado normalmente en un sistema de 50Ω. Esto es debido a las mallas de acoplamiento que necesita el transistor en su entrada y salida, las cuales cambian su impedancia conforme cambia la frecuencia. En otras palabras, el ROE nos indica la cantidad de potencia que se refleja en la entrada o salida. Un ROE aceptable es de 3, con lo cual tendríamos un coeficiente de reflexión de 0.5, pero se pretende alcanzar un ROE de 1.5 con lo tenemos un coeficiente de reflexión de 0.2.

3.2 Estabilidad

Un amplificador para microondas con transistores de una etapa puede ser modelado por el circuito de la *Figura 3.1*, donde una red de acoplamiento es usada en ambos lados del transistor. Hay varias definiciones de ganancia de potencia que puede ser aplicada a este tipo de circuito, pero la más útil para el presente propósito es la ganancia de potencia de transmisión,

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{in}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{out}\Gamma_L|^2} \quad (3.1)$$

donde:

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

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

$S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ son los *parámetros S* del transistor.

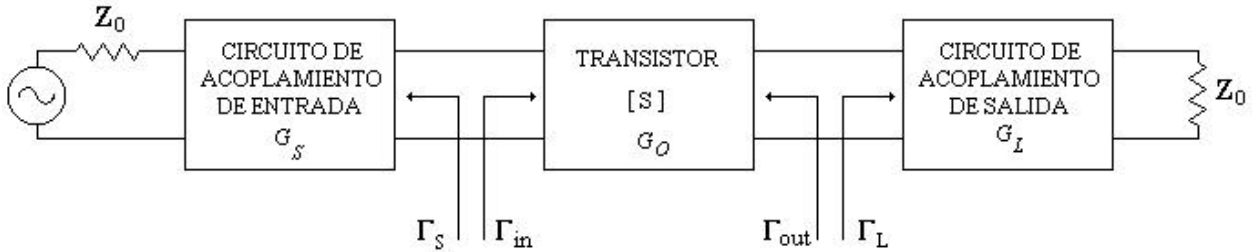


Figura 3.1 Circuito general de un amplificador de un transistor.

y donde los coeficientes de reflexión en la entrada y salida del transistor, están definidos como

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

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \quad (3.3)$$

En el circuito de la *Figura 3.1*, las oscilaciones son posibles sí la impedancia de entrada o salida tienen una parte real negativa; esto implicaría que $|\Gamma_{in}| > 1$ o $|\Gamma_{out}| > 1$. Debido a que Γ_{in} y Γ_{out} dependen de las redes de acoplamiento de fuente y carga, la estabilidad del transistor depende de Γ_S y Γ_L que presentan la red de acoplamiento. Así, podemos definir dos tipos de estabilidad:

1. *Estabilidad incondicional*: La red es incondicionalmente estable sí $|\Gamma_{in}| < 1$ y $|\Gamma_{out}| < 1$ para todas las impedancias de fuente y carga pasivas (p. e. $|\Gamma_S| < 1$ y $|\Gamma_L| < 1$).
2. *Estabilidad condicional*: la red es condicionalmente estable sí $|\Gamma_{in}| < 1$ y $|\Gamma_{out}| < 1$ sólo para un cierto rango de impedancia de fuente y de carga. Este caso también es llamado potencialmente inestable.

Note que la condición de estabilidad de una red depende de la frecuencia, por lo tanto es posible para un amplificador ser estable en su frecuencia de diseño pero inestable en otras frecuencias.

Aplicando los requerimientos para estabilidad incondicional a la ecuación (3.2) y (3.3), obtenemos las siguientes condiciones que deben ser satisfechas por Γ_S y Γ_L , si el amplificador tiene que ser condicionalmente estable,

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

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (3.5)$$

Estas ecuaciones definen un rango de valores para Γ_S y Γ_L , donde el amplificador podría ser estable. Encontrar este rango para Γ_S y Γ_L puede ser facilitado usando la *Carta de Smith* y trazando los círculos de estabilidad de entrada y salida. Los círculos de estabilidad son definidos como la ubicación del plano Γ_L (o Γ_S), para el cual $|\Gamma_{in}| = 1$ (o $|\Gamma_{out}| = 1$). Los círculos de estabilidad entonces definen las fronteras entre regiones estables y potencialmente inestables de Γ_S y Γ_L .

Círculos de estabilidad de salida con centro y radio

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.6)$$

$$R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.7)$$

Círculos de estabilidad de entrada con centro y radio

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.8)$$

$$R_s = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.9)$$

donde $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ es el determinante de la matriz de dispersión $[S]$.

Dados los *parámetros* S del dispositivo, podemos trazar los círculos de estabilidad de entrada y salida para definir donde $|\Gamma_{in}|=1$ y $|\Gamma_{out}|=1$. En un lado del círculo de estabilidad de entrada tendríamos $|\Gamma_{out}|<1$, mientras en el otro lado tendríamos $|\Gamma_{out}|>1$. Similarmente, tendríamos $|\Gamma_{in}|<1$ en un lado del círculo de estabilidad de salida y $|\Gamma_{in}|>1$ en el otro lado. Por lo tanto necesitamos determinar cual área sobre la carta de Smith representa la región estable, para lo cual $|\Gamma_{in}|<1$ y $|\Gamma_{out}|<1$.

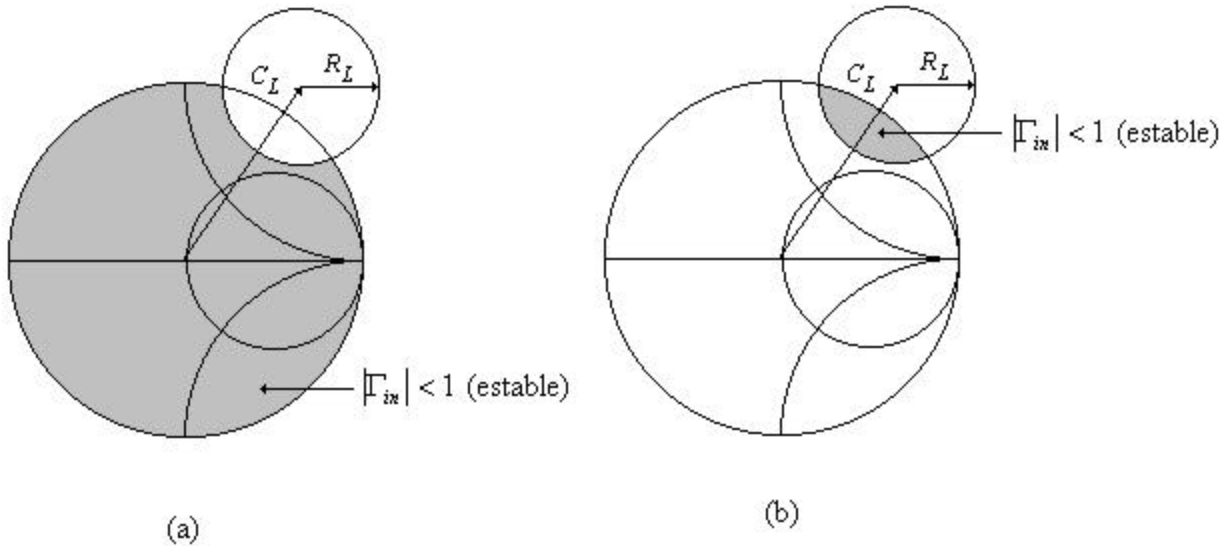


Figura 3.2 Círculos de estabilidad para un dispositivo condicionalmente estable. a) $|S_{11}|<1$. b) $|S_{11}|>1$.

Considere el círculo de estabilidad de salida trazado en el plano Γ_L para $|S_{11}|<1$ y $|S_{11}|>1$, como se muestra en la *Figura 3.2*. Si asignamos $Z_L = Z_o$, entonces $\Gamma_L = 0$ y la ecuación (3.4) demuestra que $|\Gamma_{in}|=|S_{11}|$. Ahora sí $|S_{11}|<1$, entonces $|\Gamma_{in}|<1$, así $\Gamma_L = 0$ debe estar en la región estable. Esto significa que el centro de la carta de Smith ($\Gamma_L = 0$) está en la región estable, así toda la carta de Smith ($\Gamma_L < 1$), esto es, exterior al círculo de estabilidad, define el rango estable para Γ_L . Esta región es sombreada en la *Figura 3.2a*. Alternativamente, si asignamos $Z_L = Z_o$, pero tenemos $|S_{11}|>1$, entonces $|\Gamma_{in}|>1$ para $\Gamma_L = 0$ y el centro de la carta de Smith debe estar en una región inestable. En este caso la región estable, esta dentro de la región del círculo de estabilidad que intercepta la carta de Smith, como se muestra en la *Figura 3.2b*.

Alternativamente, puede ser mostrado que el amplificador podría ser incondicionalmente estable si las siguientes condiciones necesarias y suficientes son encontradas,

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.10)$$

y

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (3.11)$$

[POZ90]

La ecuación (3.10) es conocida como el *Factor de Estabilidad de Rollett*.

3.2.1 Estabilidad del transistor en la banda de diseño

Con los *parámetros S* del transistor (*Hojas de especificaciones*), que vamos a utilizar para el diseño de este amplificador, y con las ecuaciones (3.10) y (3.11), se analizará en primera instancia la estabilidad del transistor en la banda de diseño de *10.7 a 13.3 GHz*. Los valores para K y $|\Delta|$ son mostradas por las *Figura 3.3*.

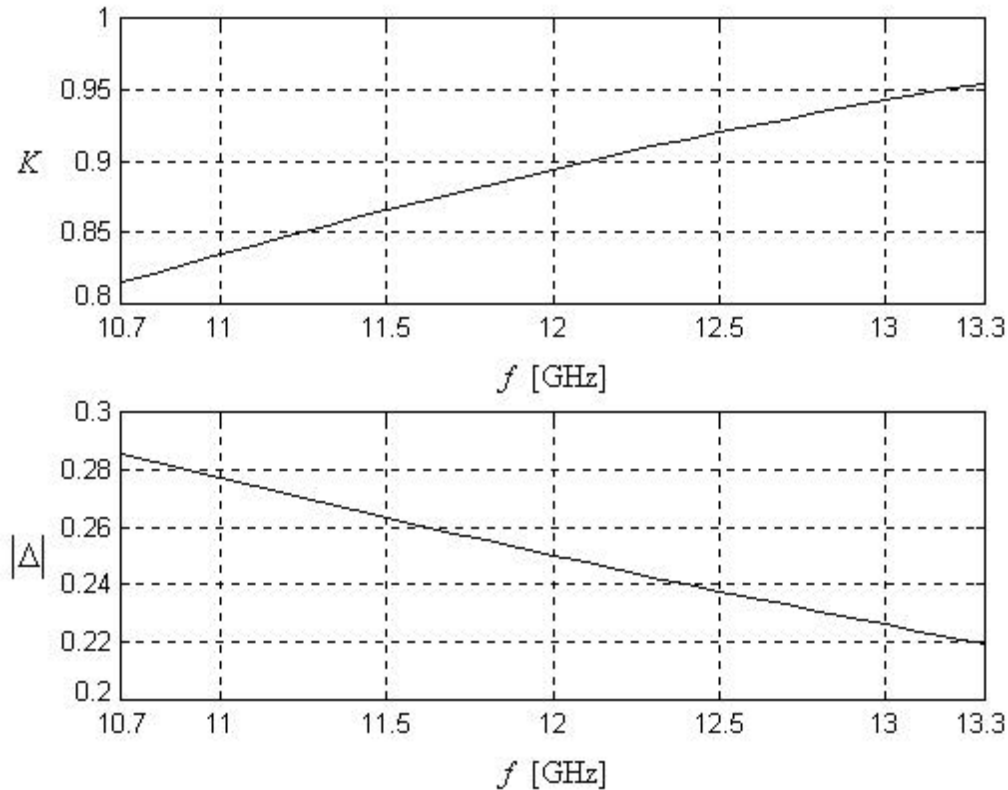


Figura 3.3 Estabilidad para el transistor ATF-36077.

Como podemos apreciar en las figuras anteriores, sólo se cumple una de las condiciones para la estabilidad incondicional.

Observando las ecuaciones (3.10) y (3.11), vemos que el análisis de estabilidad sólo depende de los *parámetros S* del transistor. Por lo tanto, si transformamos dichos *parámetros S*, con la adición de impedancias de realimentación en serie o en paralelo, a la red de dos puertos del transistor, obtendremos una red aumentada. Esto se logra convirtiendo los parámetros *S* a parámetros *Z* (impedancia) o parámetros *Y* (admitancia), para poder sumarle los parámetros de impedancia o admitancia del nuevo elemento en serie o en paralelo. Para nuestro caso se utilizará una inductancia en serie entre la fuente del transistor y el plano de *GND* del circuito, como se muestra en la *Figura 4.3a*; su respectiva conexión en redes de dos puertos en serie se muestra en la *Figura 4.3b*.

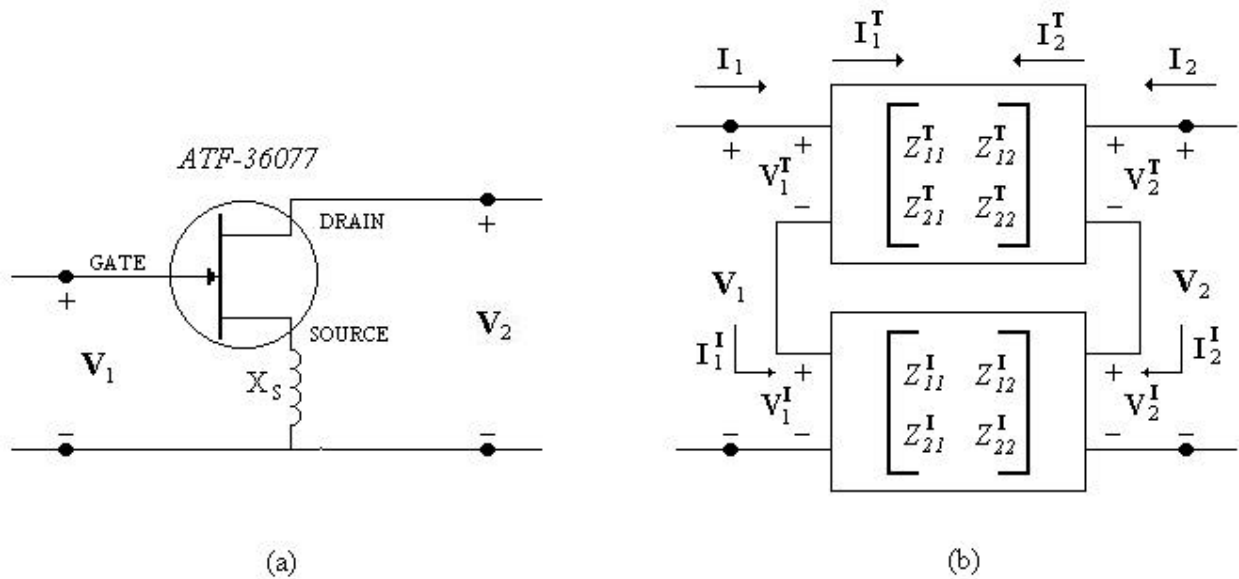


Figura 3.4 Red activa modificada. a) inductor en serie. b) conexión de las redes.

La conversión de parámetros *S* a parámetros *Z*, se muestran a continuación,

$$Z_{11} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (3.12)$$

$$Z_{12} = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (3.13)$$

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

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

Para encontrar los parámetros *Z* total equivalente [*Z^t*] de la *Figura 4.3b*, debemos sumar los parámetros individuales de cada red de dos puertos, es decir

$$\begin{bmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} \\ Z'_{21} & Z'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z^T_{11} + Z^I_{11} & Z^T_{12} + Z^I_{12} \\ Z^T_{21} + Z^I_{21} & Z^T_{22} + Z^I_{22} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

donde:

$$Z'_{11} = Z'_{12} = Z'_{21} = Z'_{22} = X_{SN} = j\omega L / Z_o$$

$Z_o = 50 \Omega$ es la impedancia de normalización.

Ahora se aplica la conversión de parámetros Z a Parámetros S , para obtener finalmente la red de dos puertos aumentada,

$$S_{11} = \frac{(Z'_{11} - 1)(Z'_{22} + 1) - Z'_{12}Z'_{21}}{(Z'_{11} + 1)(Z'_{22} + 1) - Z'_{12}Z'_{21}} \quad (3.17)$$

$$S_{12} = \frac{2Z'_{12}}{(Z'_{11} + 1)(Z'_{22} + 1) - Z'_{12}Z'_{21}} \quad (3.18)$$

$$S_{21} = \frac{2Z'_{21}}{(Z'_{11} + 1)(Z'_{22} + 1) - Z'_{12}Z'_{21}} \quad (3.19)$$

$$S_{22} = \frac{(Z'_{11} + 1)(Z'_{22} - 1) - Z'_{12}Z'_{21}}{(Z'_{11} + 1)(Z'_{22} + 1) - Z'_{12}Z'_{21}} \quad (3.20)$$

Con estos nuevos *parámetros* S se analiza nuevamente la estabilidad del transistor para la banda de trabajo, basados en K y $|\Delta|$ y obtenemos las siguientes figuras para distintos valores de X_S .

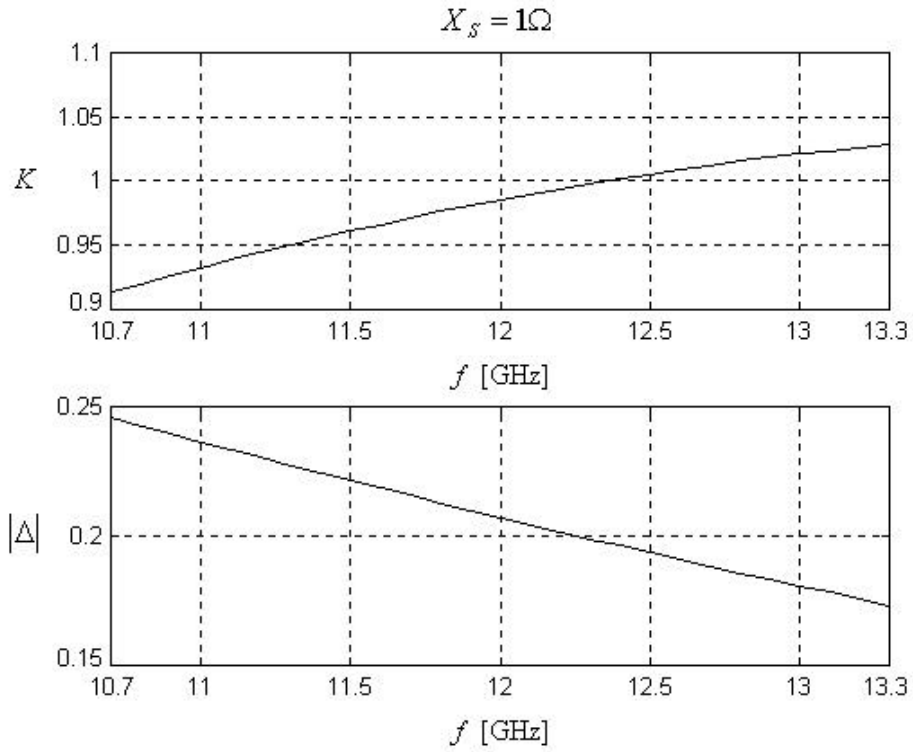


Figura 3.5 Valores de K y $|\Delta|$ para $X_s = 1\Omega$.

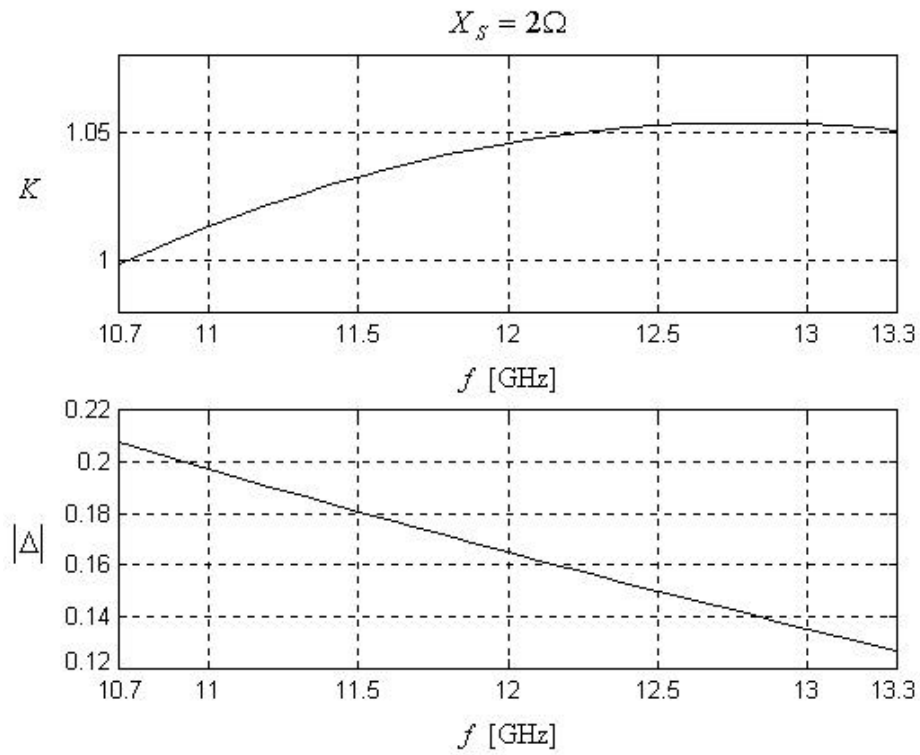


Figura 3.6 Valores de K y $|\Delta|$ para $X_s = 2\Omega$.

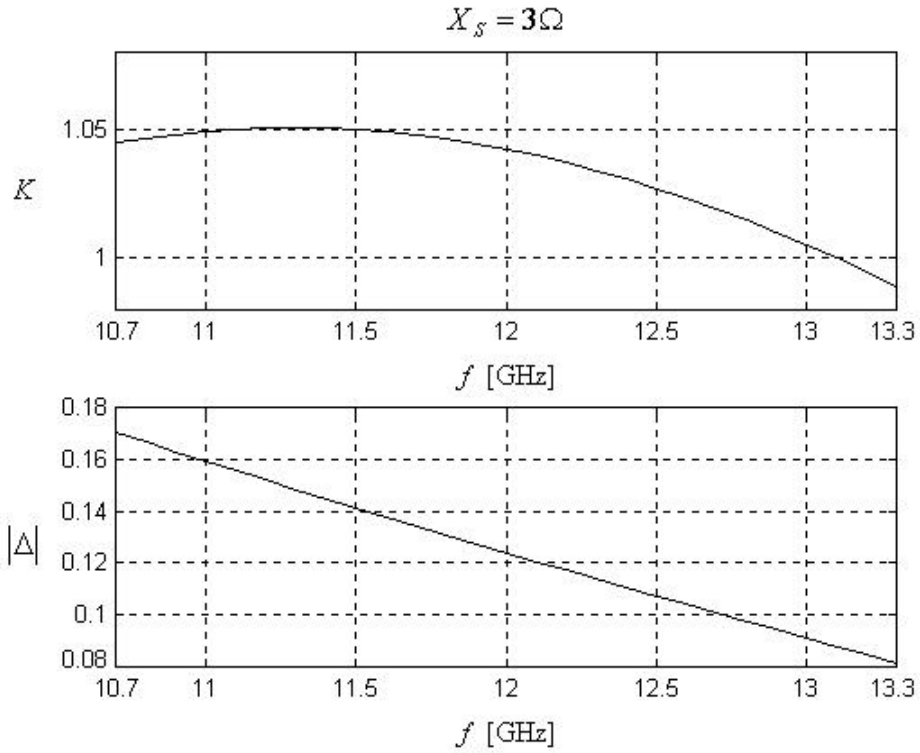


Figura 3.7 Valores de K y $|\Delta|$ para $X_S = 3\Omega$.

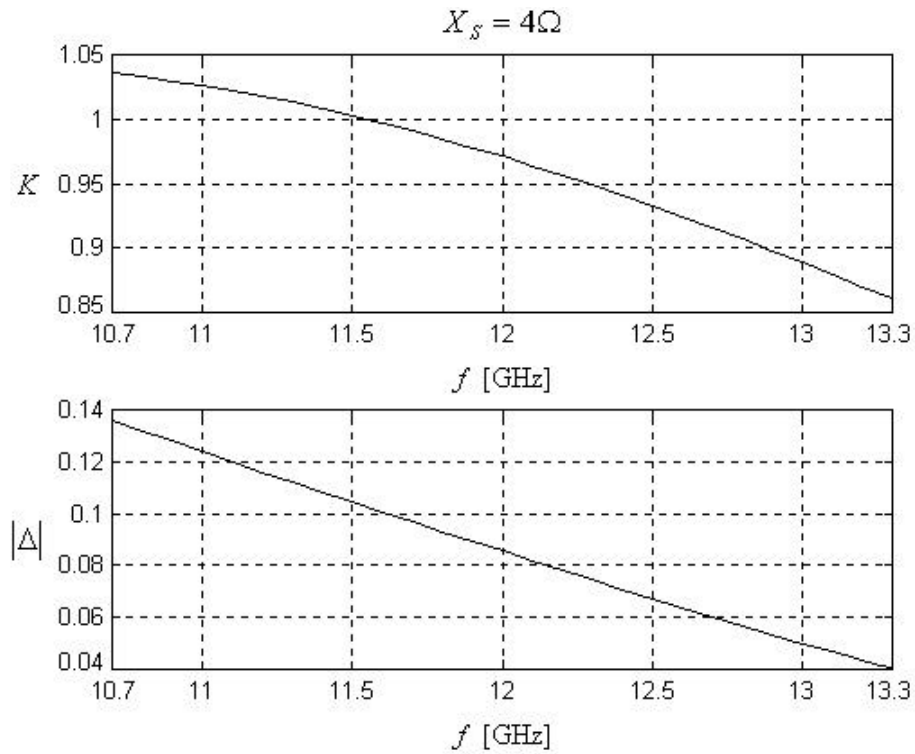


Figura 3.8 Valores de K y $|\Delta|$ para $X_S = 4\Omega$.

De las Figuras 3.6 y 3.7, observamos que la condición de estabilidad que utiliza el factor de Rollett, se cumple en la mayor parte de la banda de trabajo del transistor. Por lo tanto, algún valor intermedio de X_S entre 2 y 3Ω , cumplirá con esta condición de estabilidad. Haciendo lo antes mencionado, encontramos que el mejor comportamiento de estabilidad se obtiene colocando un $X_S = 2.5\Omega$ (Figura 3.9), con lo cual nos garantiza que el transistor se encuentra en la región incondicionalmente estable.

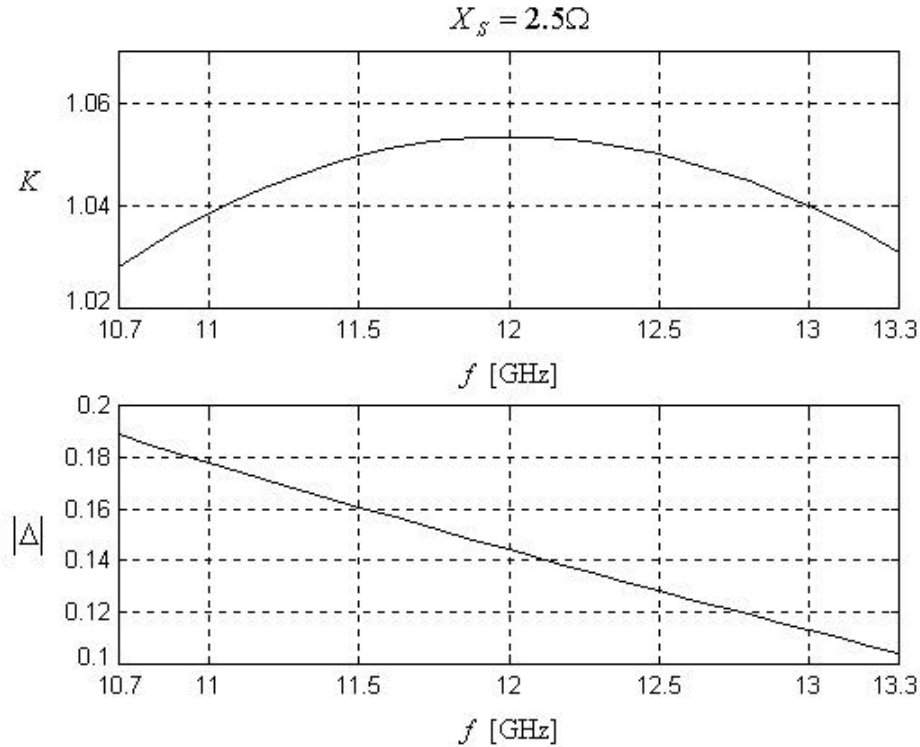


Figura 3.9 Valores de K y $|\Delta|$ para $X_S = 2.5\Omega$.

Con esta técnica para estabilizar el transistor en el ancho de banda de trabajo, además de variar el factor de estabilidad y ganancia [ecuaciones (3.17) a (3.20)], también cambiamos los cuatro parámetros de ruido del transistor descritos en la sección 1.2.4.

Ahora se describirá una técnica para evaluar los efectos de realimentación sin pérdidas en serie (X_S), sobre los cuatro parámetros de ruido del transistor [VEN75].

De las Hojas de especificaciones del transistor obtenemos los cuatro parámetros de ruido $[\Gamma_{opt}(\Gamma, \mathbf{q}), R_n, F_{min}]$, así como sus parámetros $S [S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}]$ a la frecuencia de interés, con los cuales obtenemos lo siguiente,

$$\Gamma_{opt} = \Gamma e^{-jq} \quad (3.21)$$

$$Z_{opt} = \frac{1 + \Gamma_{opt}}{1 - \Gamma_{opt}} \quad (3.22)$$

$$Y_{opt} = \frac{1}{Z_{opt}} = G_{on} + jB_{on} \quad (3.23)$$

$$G'_{cor} = \frac{F_{min} - 1}{2R_n} - G_{on} \quad (3.24)$$

$$B'_{cor} = -B_{on} \quad (3.25)$$

$$G_n = R_n (G_{on}^2 - G_{cor}'^2) \quad (3.26)$$

$$Y_{cor} = G'_{cor} + jB'_{cor} \quad (3.27)$$

$$S'_{11} = S'_{22} = -\frac{1}{1 + 2X_{SN}} \quad (3.28)$$

$$S'_{12} = S'_{21} = \frac{2X_{SN}}{1 + 2X_{SN}} \quad (3.29)$$

$$M = (1 + S'_{11})(1 - S'_{22}) + S'_{12}S'_{21} \quad (3.30)$$

$$N = (1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21} \quad (3.31)$$

$$C_1 = (1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21} \quad (3.32)$$

$$C'_1 = (1 - S'_{11})(1 - S'_{22}) - S'_{12}S'_{21} \quad (3.33)$$

$$n = \begin{bmatrix} 1 & Z_o \frac{S_{21}M - S'_{21}N}{S_{21}C'_1 - S'_{21}C_1} \\ 0 & \frac{S_{21}C'_1}{S_{21}C'_1 - S'_{21}C_1} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Los parámetros nuevos de ruido $[\Gamma_{optn}(\Gamma_n, \mathbf{q}_n), R_{nn}, F_{minn}]$ considerando los efectos de X_S son,

$$R_{nn} = R_n |n_{11} + n_{12}Y_{cor}|^2 + G_n |n_{12}|^2 \quad (3.35)$$

$$\Gamma_{optn} = \frac{Z_{optn} - Z_o}{Z_{optn} + Z_o} = \Gamma_n e^{-jqn} \quad (3.36)$$

$$F_{\min n} = 1 + 2R_{nn}(G_{cor} + G_{nn}) \quad (3.37)$$

donde:

- $G'_n = \frac{G_n R_n}{R_{nn}} |n_{11} n_{22} - n_{12} n_{21}|^2$
- $Y_{cor} = \frac{R_n}{R_{nn}} (n_{21} + n_{22} Y_{cor}) (n_{11}^* + n_{12}^* Y_{cor}^*) + \frac{G_n}{R_{nn}} n_{22} n_{12}^* = G_{cor} + jB_{cor}$
- $G_{nn} = \sqrt{\frac{G'_n}{R_{nn}} + G_{cor}^2}$
- $B_{nn} = -B_{cor}$
- $Y_{optn} = G_{nn} + jB_{nn} = \frac{1}{Z_{optn}}$

En las Figuras 3.10 a 3.12 se muestran los cuatro parámetros de ruido obtenidos de los *datasheet* ($X_S = 0\Omega$) del transistor ATF-36077 (Anexo A) y también los cuatro parámetros de ruido nuevos después de colocar $X_S = 2.5\Omega$ en la fuente.

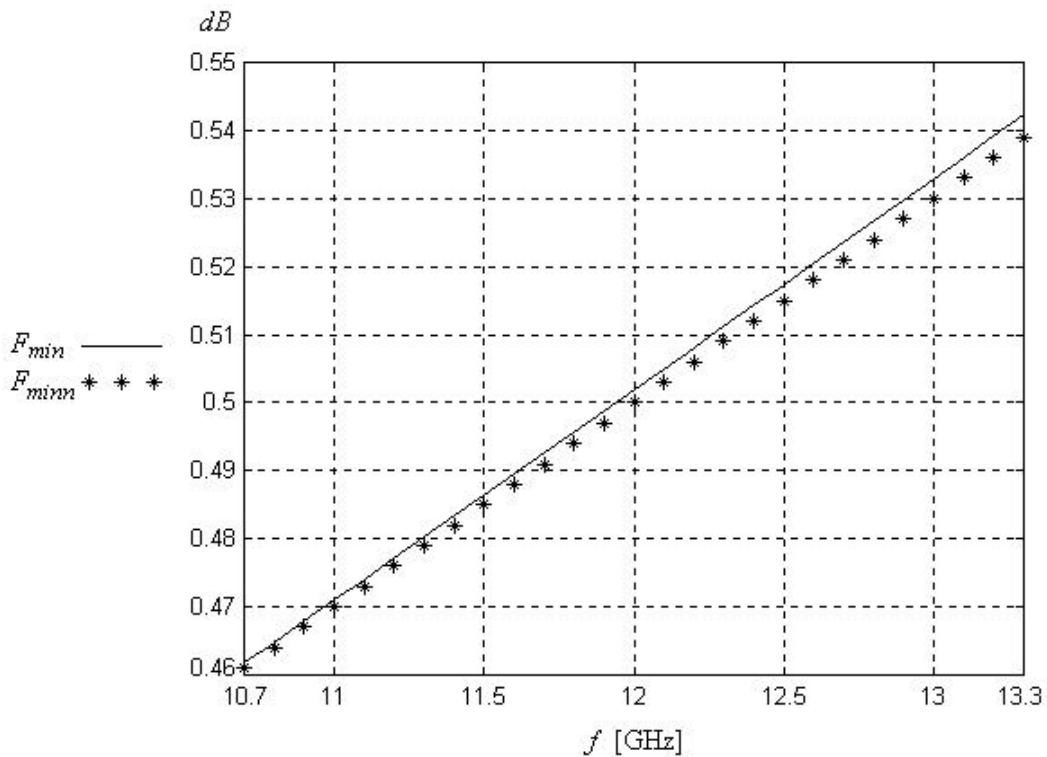


Figura 3.10 Figura de Ruido mínima original y modificada para el ATF-36077.

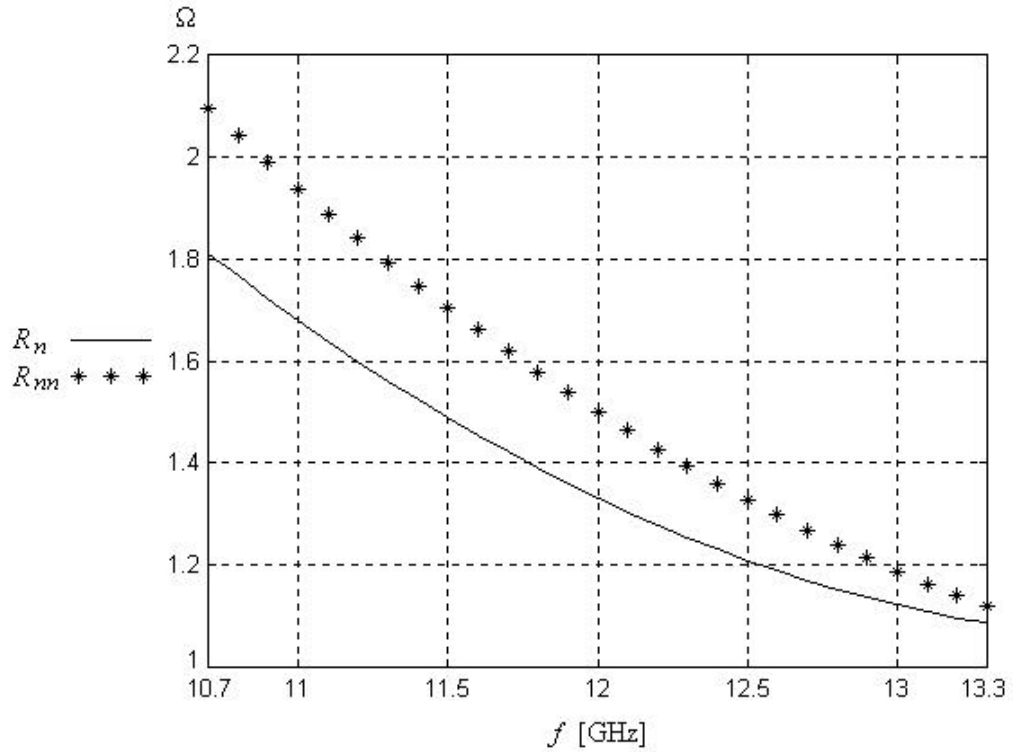


Figura 3.11 Resistencia equivalente de ruido original y modificada para el ATF-36077.

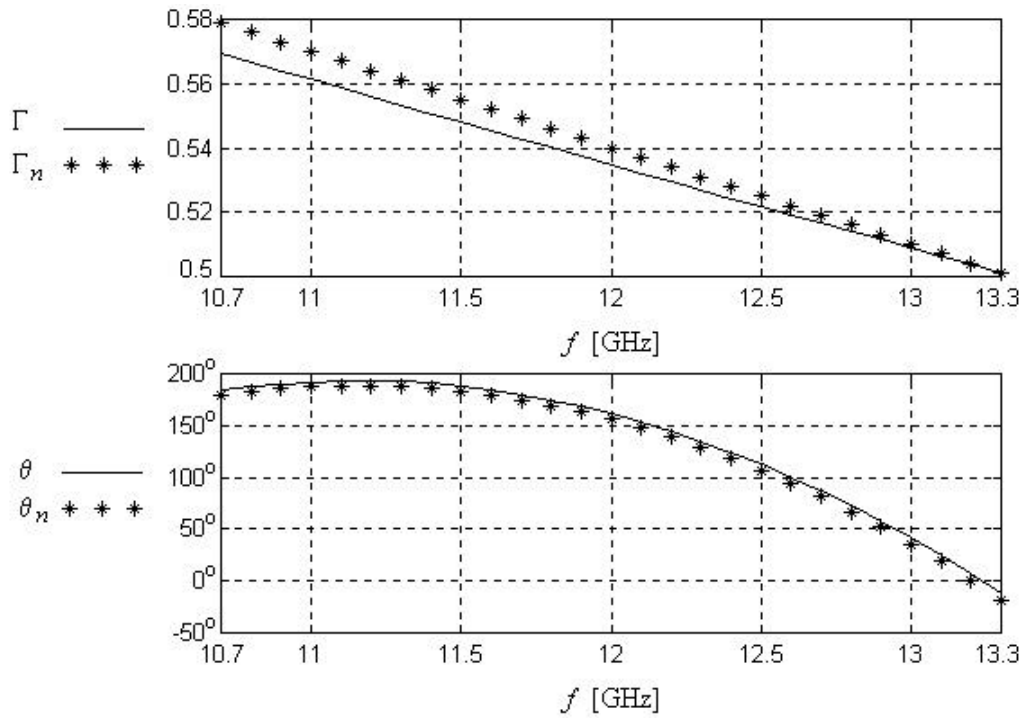


Figura 3.12 Magnitud y fase de Γ_{opt} original y modificada para el ATF-36077.

En las Figuras 3.10 a 3.12 los trazos marcados con (*), corresponden a los parámetros originales del transistor sin inductancia en serie, y los trazos continuos corresponden a los parámetros de ruido modificados, debido a la realimentación en serie de la reactancia $X_S = 2.5\Omega$.

3.2.2 Estabilidad del transistor en la toda la banda de trabajo

Una vez estabilizado el transistor en la banda de diseño, ahora se procederá a la estabilización fuera de la banda de trabajo de los dispositivos empleados para la fabricación del amplificador. El transistor que se va a utilizar tiene una frecuencia de operación de 2 a 18 GHz, por lo tanto, también debemos estabilizar el transistor de 2 a 10.7 GHz y de 13.3 a 18 GHz (Figura 3.13).

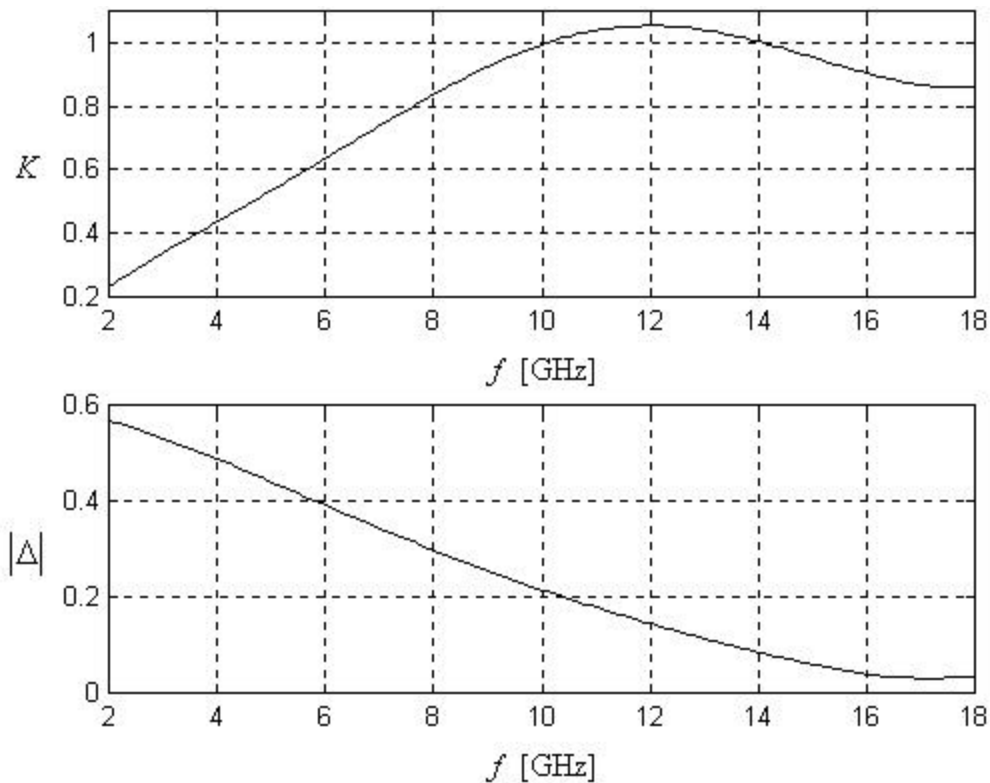


Figura 3.13 Valores de K y $|\Delta|$ para todo el ancho de banda de trabajo del ATF-36077.

Como podemos apreciar en la Figura 3.13, una de las condiciones de estabilidad incondicional no se cumple. Para suprimir la posibilidad de oscilaciones fuera del ancho de banda, un circuito anti-oscilaciones especial (Figura 3.14), es conectado en paralelo a la compuerta del transistor. Este circuito tiene una impedancia de entrada muy grande, en la banda de operación del amplificador e introduce considerables pérdidas de inserción, para todas las frecuencias fuera de la banda.

Este circuito esta constituido por dos líneas de transmisión de longitud $\frac{l}{4}$, con impedancias características no necesariamente iguales y en la unión de ambas líneas tiene una resistencia.

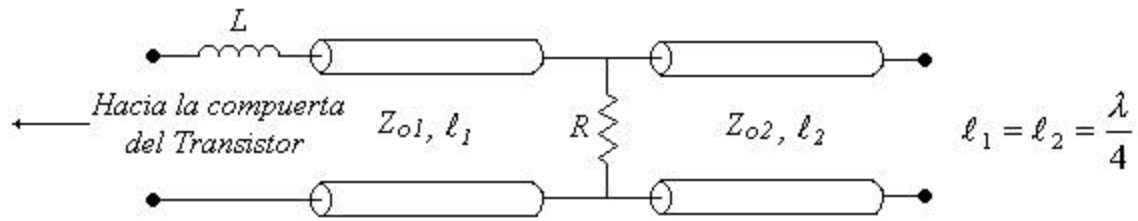


Figura 3.14 Circuito anti-oscilaciones.

El circuito esta en circuito abierto en uno de sus extremos y en el otro extremo es conectado por medio de un alambre (inductancia) de determinada longitud (ℓ) a la compuerta del transistor.

Una primera propuesta es que $Z_{o1} = Z_{o2} = 50\Omega$, $R = 51\Omega$ y $\ell = 0.4\text{mm}$; con ello obtenemos el siguiente análisis de estabilidad,

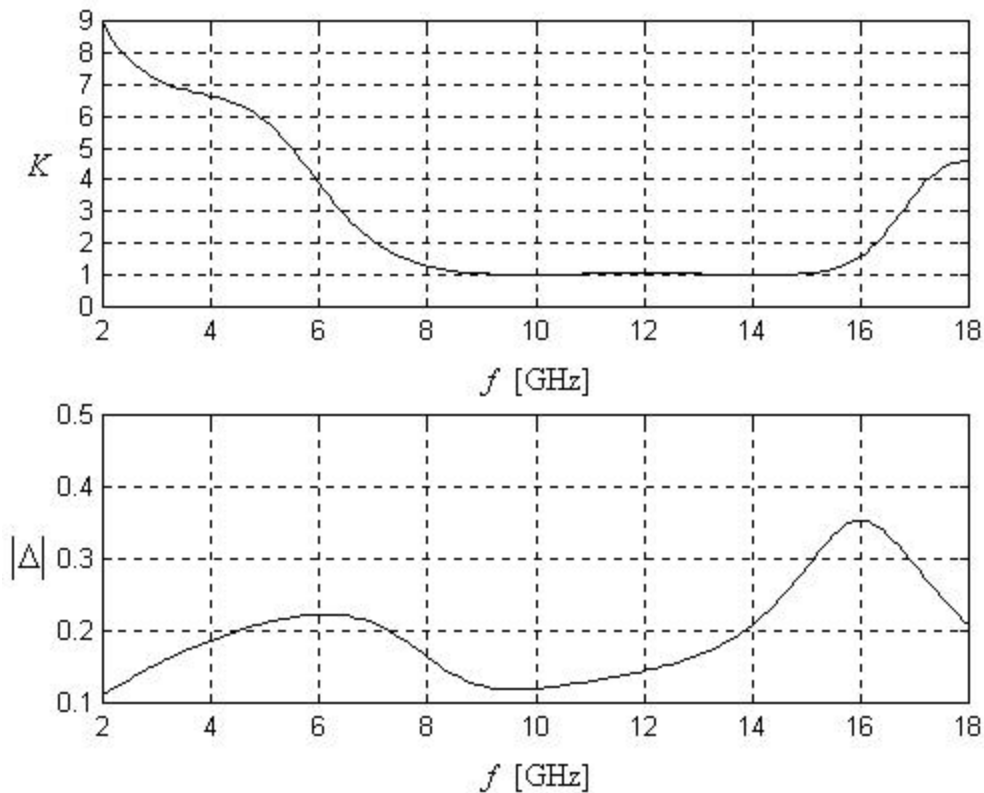


Figura 3.15 Valores de K y $|\Delta|$ para todo el ancho de banda de trabajo del ATF-36077 con la adición del circuito anti-oscilaciones.

Como era de esperarse, con la adición de este circuito anti-oscilaciones, cumplimos con ambas condiciones para la estabilidad incondicional.

Sin embargo, las pérdidas de este circuito anti-oscilaciones, es un factor limitante para el desempeño del ruido del amplificador, sobre todo en la banda de trabajo, ya que se encuentra en

la entrada del transistor antes de que la señal sea amplificada. Por lo tanto, debemos optimizar los elementos que constituyen este circuito, para que por un lado, se tengan las mínimas pérdidas dentro la banda de trabajo y por el otro, se cumplan las condiciones de estabilidad incondicional en toda la banda de operación, de los dispositivos empleados para el diseño del amplificador.

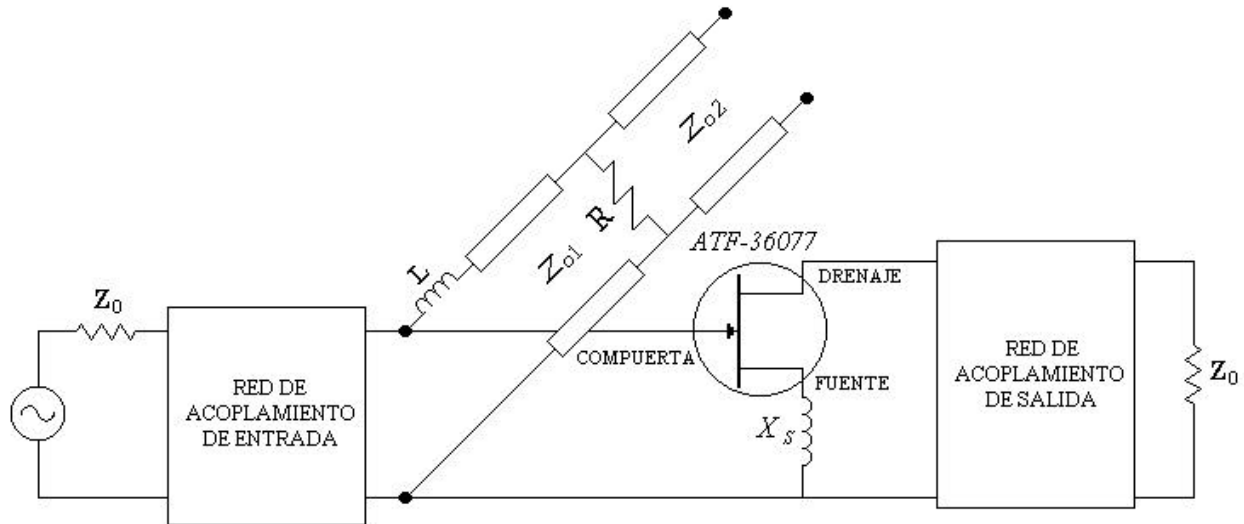


Figura 3.16 Esquema empleado para la estabilización de un amplificador de un transistor.

El análisis para optimizar dichos parámetros, se puede realizar de la siguiente manera: primero supongamos que en el nodo donde se encuentran conectados el circuito anti-oscilaciones (Y_s), la compuerta del transistor (Y_t) y la red de acoplamiento de entrada (Y_{tr}), el voltaje es de 1 volt (*Figura 3.17*). Por lo tanto, las potencias consumidas por cada una de estas ramas, pueden ser expresadas en función de las conductancias que presentan en su entrada (*Figura 3.18*). Es decir,

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{1}{R} = g \quad (3.38)$$

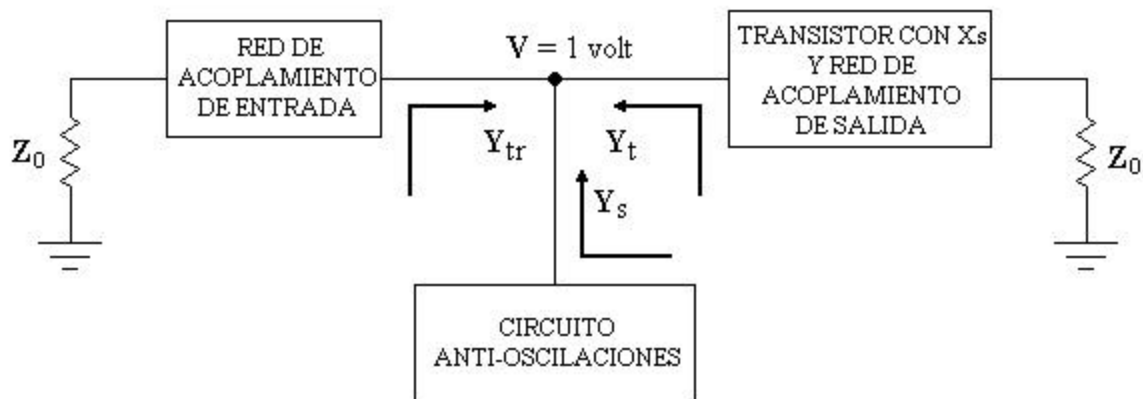


Figura 3.17 Esquema equivalente de la Figura 3.16.

Por lo tanto la potencia total es,

$$P_{total} = P_s + P_{tr} + P_t \quad (3.39)$$

donde:

$P_s = g_s$ es la potencia consumida por el circuito anti-oscilaciones.

g_s = la conductancia del circuito anti-oscilaciones (parte real de Y_s).

$P_{tr} = g_{tr}$ es la potencia consumida por la malla de acoplamiento de entrada.

g_{tr} = la conductancia de la malla de acoplamiento de entrada (parte real de Y_{tr}).

$P_t = g_t$ es la potencia consumida por el transistor.

g_t = la conductancia de entrada del transistor (parte real de Y_t).

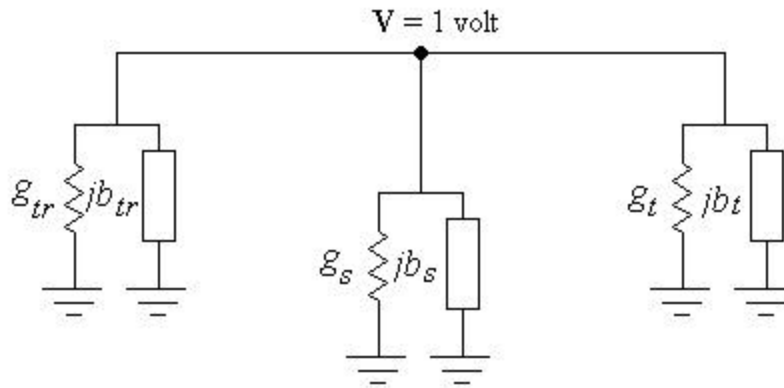


Figura 3.18 Esquema equivalente en circuito eléctrico de la Figura 3.16.

El coeficiente de pérdidas α , debido al circuito anti-oscilación, se puede encontrar como sigue,

$$\mathbf{a} = \frac{P_s}{P_s + P_{tr} + P_t} \quad (3.40)$$

y el coeficiente de transmisión K_p ,

$$K_p = 1 - \mathbf{a} \quad (3.41)$$

Por último, las pérdidas (L) las podemos evaluar por medio de la siguiente expresión (en dB),

$$L = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{K_p} \right) \quad (3.42)$$

Optimizando los parámetros del circuito anti-oscilaciones, obtenemos los siguientes resultados: $Z_{o1} = 30\Omega$, $Z_{o2} = 36\Omega$, $R = 100\Omega$ y $\ell = 0.34\text{mm}$.

De la *Figura 3.19*, vemos como son disminuidas las pérdidas con los parámetros optimizados, respecto a los parámetros originalmente propuestos. También de la *Figura 3.20*, podemos apreciar que se cumplen con las dos condiciones de estabilidad incondicional.

Cabe hacer mención, que para obtener Y_{tr} , se supuso que de alguna manera se podría alcanzar Z_{opt} ($Y_{opt} = Y_{tr}$) y Y_t se obtuvo colocando la impedancia compleja conjugada en la salida del transistor, que le gustaría ver colocando Z_{opt} en la entrada.

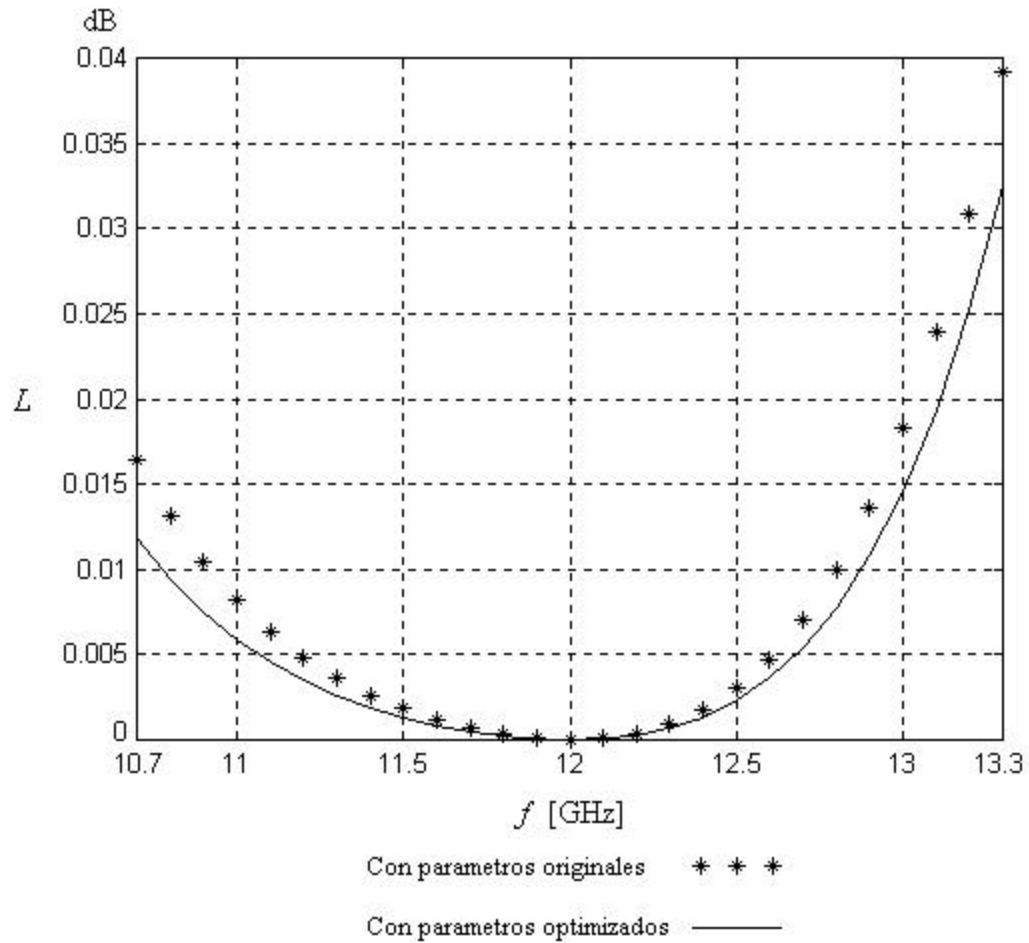


Figura 3.19 Pérdidas introducidas por el circuito anti oscilaciones.

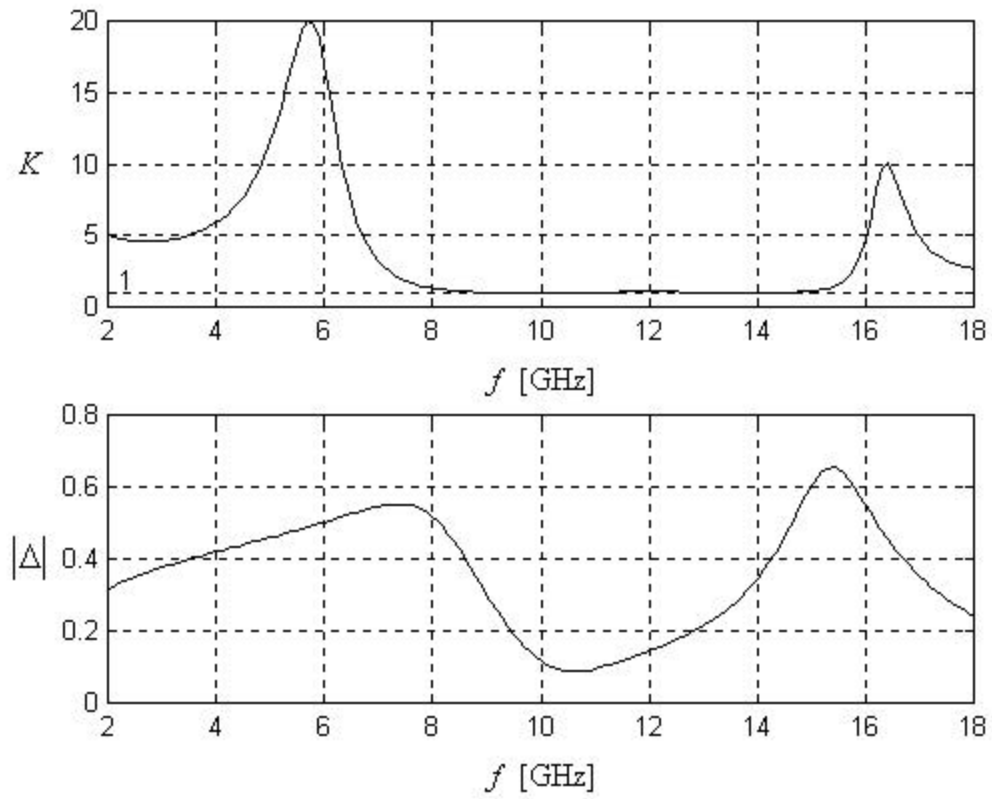


Figura 3.20 Valores de K y $|\Delta|$ con los parámetros del circuito anti-oscilaciones optimizados.

3.3 Redes de acoplamiento

De acuerdo con la *Figura 3.21*, para el diseño de un amplificador de bajo ruido, debemos de diseñar una red de acoplamiento de entrada, que presente una impedancia Z_{optm} en la entrada del transistor, para obtener la mínima figura de ruido del amplificador. Mientras que la malla de salida se obtiene tratando de alcanzar la impedancia de salida del transistor compleja conjugada.

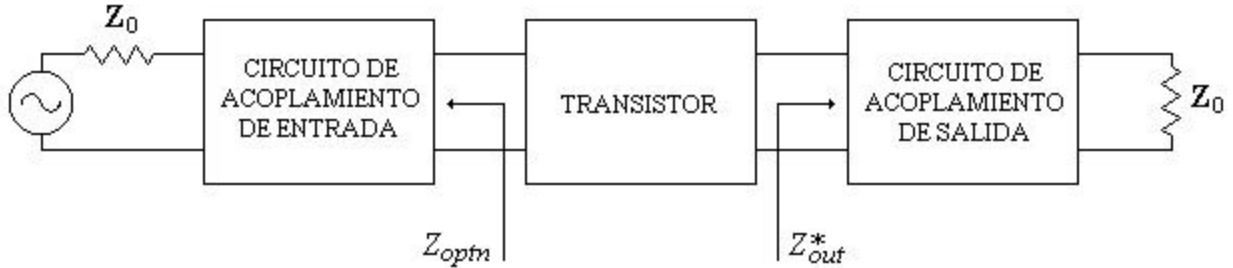


Figura 3.21 Esquema general para un Amplificador de Bajo Ruido.

La impedancia Z_{optm} @ 12 GHz, puede ser obtenida de acuerdo con lo visto en la sección 3.2.1; esto es, recalculando los cuatro parámetros de ruido nuevos @ 12 GHz: $F_{minn} = 0.5019$ dB, $G_{optm} = 0.5348 \angle 161.3489^\circ$, $R_{nn} = 1.331 \Omega$, con los cuales tenemos una $Z_{optm} = 15.53 + 7.44j \Omega$. Para otras frecuencias como por ejemplo 10 y 14 GHz la $Z_{optm} = 15.15 + 20.15j \Omega$ y $Z_{optm} = 17.55 - 4.94j \Omega$ respectivamente.

Recordemos que se va a utilizar una guía de ondas para la banda ku (WR75), la cual tiene una impedancia característica de $Z_o = 500\Omega$ @ 12 GHz. Por lo tanto, la red de acoplamiento tiene que transformar de alguna manera Z_o a Z_{optm} .

Antes de empezar a diseñar la red de acoplamiento de entrada, debemos de tener en cuenta de que de alguna forma tenemos que conectar la compuerta (gate) del transistor y la guía de ondas H; ello se puede lograr sí colocamos un stub en corto-circuito en paralelo, como se muestra en la *Figura 3.22*.

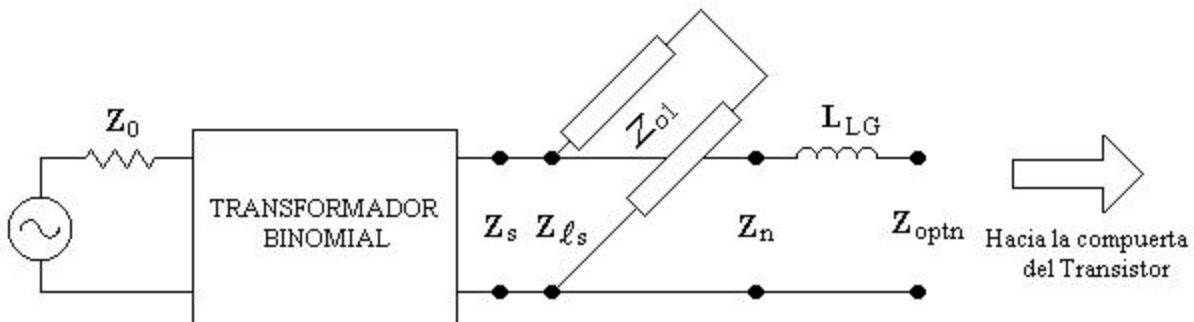


Figura 3.22 Adición de un stub para la conexión del transistor.

De la figura anterior podemos deducir por un lado que $Z_n = Z_{optm} - X_{LG}$, y por el otro

$$Z_n = \frac{Z_{\ell_s} Z_s}{Z_{\ell_s} + Z_s}$$

por lo tanto

$$Z_s = \frac{Z_{\ell_s} Z_n}{Z_{\ell_s} - Z_n}$$

donde:

Z_s es la impedancia de reflejada hacia el transformador binomial.

$Z_{\ell_s} = jZ_{o1} \tan \beta \ell$ es la impedancia de entrada del stub, de acuerdo con la ecuación (1.129).

ℓ es la longitud del stub.

Z_{o1} es la impedancia característica del stub.

X_{LG} es la reactancia inductiva debido al contacto de la compuerta (gate) del transistor.

Z_n es la impedancia reflejada hacia el stub.

Se eligió que la impedancia característica del stub fuera de $Z_{o1} = 40, 60, 80\Omega$ y su longitud tomara valores entre $\ell = 1$ a 6 mm, y suponemos que la reactancia debido al contacto de la fuente del transistor es de $10\Omega @ 12$ GHz. En la *Tabla 3.1* se muestran los resultados para Z_s , para las frecuencias de 10, 12 y 14 GHz.

Z_{o1} -stub	ℓ -stub [mm]	Frecuencia [GHz]		
		10	12	14
40	1	4.5540 - 9.5000i	4.0363 - 6.9345i	2.2641 - 8.3769i
	2	18.1089 - 10.6495i	8.8972 - 7.9216i	5.7058 - 12.5381i
	3	24.2894 - 1.4138i	11.8353 - 6.9786i	9.0633 - 14.8081i
	4	23.1289 + 5.3613i	13.5772 - 5.6762i	12.4170 - 16.0865i
	5	20.5889 + 8.8252i	14.6766 - 4.3234i	16.0824 - 16.6198i
	6	18.1982 + 10.5994i	15.3939 - 2.9264i	20.5290 - 16.1649i
60	1	10.6977 - 12.0946i	6.5345 - 7.8439i	3.8056 - 10.5869i
	2	23.9548 - 3.1600i	11.2275 - 7.2818i	7.9764 - 14.2004i
	3	23.2335 + 5.1423i	13.2831 - 5.9521i	11.1872 - 15.7132i
	4	20.7958 + 8.6234i	14.3519 - 4.7895i	13.9147 - 16.4058i
	5	18.7763 + 10.2499i	15.0021 - 3.7713i	16.5577 - 16.6286i
	6	17.1576 + 11.1255i	15.4402 - 2.8061i	19.4935 - 16.3801i
80	1	17.0886 - 11.1561i	8.4550 - 7.9606i	5.1997 - 12.0785i
	2	24.1484 + 2.3222i	12.4763 - 6.5834i	9.5834 - 15.0625i
	3	21.5603 + 7.7855i	13.9623 - 5.2684i	12.4844 - 16.1040i
	4	19.4020 + 9.8195i	14.7007 - 4.2858i	14.7409 - 16.5212i
	5	17.8488 + 10.7901i	15.1502 - 3.4814i	16.8006 - 16.6278i
	6	16.6434 + 11.3413i	15.4627 - 2.7455i	18.9912 - 16.4601i

Tabla 3.1 Resultados para Z_s .

Observando los resultados anteriores, llegamos a la conclusión que con un $Z_{o1} = 80\Omega$ y una $\ell = 6$ mm, se obtiene una impedancia más estable y por ello se eligen estos valores iniciales para dicho stub.

3.3.1 Transformadores Binomiales

La respuesta pasa-banda de un transformador de acoplamiento binomial, es óptima en el sentido de que para un número dado de secciones, la respuesta es tan plana como posible, cerca de la

frecuencia de diseño. Así, tal transformador es conocido como máximamente plano. Este tipo de respuesta es diseñado, para un transformador de N secciones, colocando las primeras $N - 1$ derivadas de $|\Gamma(\mathbf{q})|$ a cero, en la frecuencia central f_o . Tal respuesta puede ser obtenida si asignamos

$$\Gamma(\mathbf{q}) = A(1 + e^{-2j\mathbf{q}})^N \quad (3.43)$$

entonces la magnitud de $|\Gamma(\mathbf{q})|$ es

$$\begin{aligned} |\Gamma(\mathbf{q})| &= |A| |e^{-j\mathbf{q}}|^N |e^{j\mathbf{q}} + e^{-j\mathbf{q}}|^N \\ &= 2^N |A| |\cos \mathbf{q}|^N \end{aligned} \quad (3.44)$$

note que $|\Gamma(\mathbf{q})| = 0$ para $\mathbf{q} = \frac{\mathbf{p}}{2}$ y que $\frac{d^n |\Gamma(\mathbf{q})|}{d\mathbf{q}^n} = 0$ en $\mathbf{q} = \frac{\mathbf{p}}{2}$ para $n = 1, 2, \dots, N - 1$ ($\mathbf{q} = \frac{\mathbf{p}}{2}$ corresponde a la frecuencia central f_o , para la cual $\ell = \frac{\mathbf{l}}{4}$ y $\mathbf{q} = \mathbf{b}\ell = \frac{\mathbf{p}}{2}$).

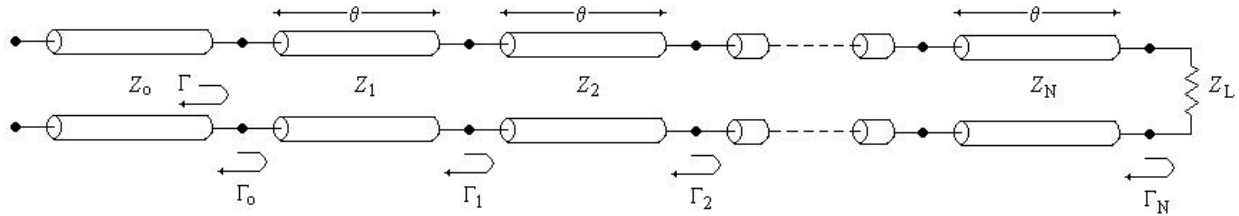


Figura 3.23 Coeficientes de reflexiones parciales para un transformador de acoplamiento de multi-secciones.

Se puede determinar la constante A haciendo que $f \rightarrow 0$. Entonces $\mathbf{q} = \mathbf{b}\ell = 0$ y la ecuación (3.44) se reduce a

$$|\Gamma(0)| = 2^N |A| = \left| \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \right| \quad (3.45)$$

puesto que para $f = 0$, todas las secciones tienen longitud eléctrica cero. Así la constante A puede ser escrita como

$$A = 2^{-N} \left| \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \right| \quad (3.46)$$

Ahora se expande $\Gamma(\mathbf{q})$ de la ecuación (3.43), de acuerdo a la expansión binomial:

$$\Gamma(\mathbf{q}) = A(1 + e^{-2j\mathbf{q}})^N = A \sum_{n=0}^N C_n^N e^{-2jn\mathbf{q}} \quad (3.47)$$

donde

$$C_n^N = \frac{N!}{(N-n)!n!} \quad (3.48)$$

son los coeficientes Binomiales. Note que $C_n^N = C_{N-n}^N$, $C_0^N = 1$ y $C_1^N = N = C_{N-1}^N$.

El paso importante ahora, es igualar la respuesta pasa-bandas deseada como fue dado en la ecuación (3.47), a la respuesta aproximada. Es decir,

$$\Gamma(\mathbf{q}) = A \sum_{n=0}^N C_n^N e^{-2jnq} = \Gamma_o + \Gamma_1 e^{-2jq} + \Gamma_2 e^{-4jq} + \dots + \Gamma_N e^{-2jNq} \quad (3.49)$$

Esto muestra que Γ_n debe ser elegida como

$$\Gamma_n = AC_n^N \quad (3.50)$$

donde A es dada por la ecuación (3.46) y C_n^N es un coeficiente binomial.

La impedancia característica Z_n puede ser encontrada por una solución simple, usando la siguiente aproximación. Puesto que supusimos que Γ_n son pequeñas, podemos escribir

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \approx \frac{1}{2} \ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} \quad (3.51)$$

Puesto que $\ln x \approx 2(x - 1/x + 1)$. Entonces, usando la ecuación (3.50) y (3.46), obtenemos

$$\ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} = 2\Gamma_n = 2AC_n^N = 2(2^{-N}) \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} C_n^N = 2^{-N} C_n^N \ln \frac{Z_L}{Z_o} \quad (3.52)$$

la cual puede ser usada para encontrar Z_{n+1} , empezando con $n = 0$.

Para el caso del diseño de la malla de entrada del amplificador, se debe acoplar $Z_o = 500\Omega$ a $Z_s = 15.5\Omega @ 12 \text{ GHz}$. Sin embargo, debido a que Z_s es muy pequeña, se utilizará un *transformador de un cuarto de onda*, para que por un lado aumente la impedancia y por el otro limite el espacio entre dientes mínimo que puede ser manufacturado. Para nuestro caso el espacio mínimo es de $250 \mu\text{m}$, con el cual tenemos una impedancia característica de $Z_4 = 47\Omega$. Por ello, de acuerdo con la ecuación (1.132), la nueva impedancia de carga que debe ser acoplada es $Z_L = 142.3\Omega$. Con esta nueva carga se utiliza un transformador binomial con $N = 3$ secciones. Para obtener las impedancias características se utiliza la ecuación (3.52) y con ello obtenemos: $Z_1 = 427.3\Omega$, $Z_2 = 266.7\Omega$, $Z_3 = 166.5\Omega$.

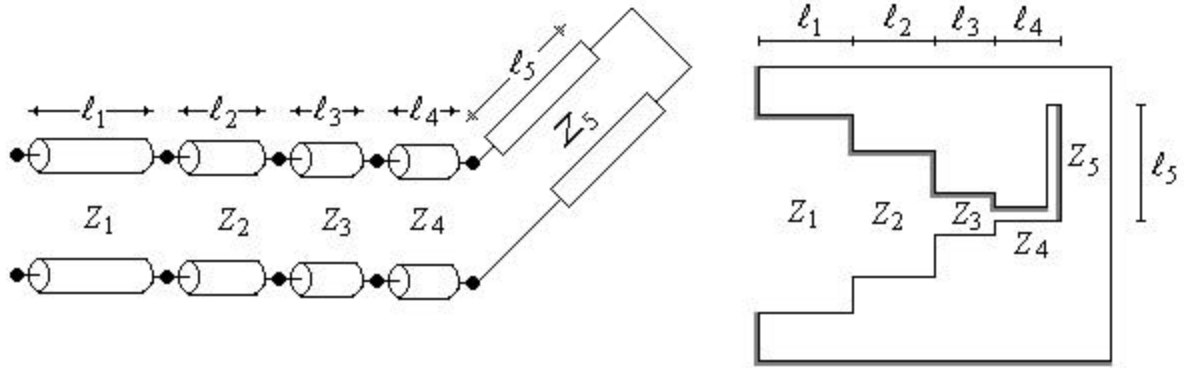


Figura 3.24 Malla de entrada inicial.

Ahora lo único que haría falta, es convertir las impedancias Z_1 a Z_5 a su equivalente guía de ondas H (espacio entre dientes) y su longitud de onda \mathbf{l}_g , de acuerdo a lo visto en la sección 2.3. Recordemos que para poder obtener la impedancia característica de una guía de ondas H, se encontró la frecuencia de corte, para cada caso particular de las dimensiones de la guía de ondas; con la frecuencia de corte podemos calcular la longitud de onda de corte y la longitud de onda dentro de la guía, como sigue

$$\mathbf{l}_g = \frac{\mathbf{l}_o}{\sqrt{1 - \left(\frac{\mathbf{l}_o}{\mathbf{l}_c}\right)^2}} \quad (3.53)$$

donde:

$\mathbf{l}_o = \frac{C}{f}$ es la longitud de onda en el espacio libre.

$\mathbf{l}_c = \frac{C}{f_c}$ es la longitud de onda de corte.

f es la frecuencia de trabajo (en nuestro caso 12 GHz).

f_c es la frecuencia de corte.

$C = 3 \times 10^8$ m/s es la velocidad de la luz.

Finalmente

$$\ell = \frac{\mathbf{l}_g}{4} \quad (3.54)$$

Los resultados son presentados en la *Tabla 3.2* acorde con la *Figura 3.24*.

	Z_{oH} [Ω]	Espacio entre dientes [μm]	ℓ [mm]
Z_1	427.3	6348	6.37
Z_2	266.7	2951	7.00
Z_3	166.5	1429	7.05
Z_4	47.0	250	7.76
Z_5	80.0	500	6.00

Tabla 3.2 Conversión de impedancia a espacio entre dientes y longitud de onda en la guía de ondas H.

3.3.2 Optimización de parámetros

Cuando se diseñan redes de acoplamiento, se obtienen en primera instancia un circuito que presenta buenas características (parámetros), a la frecuencia a la cual se calculó. Sin embargo, el amplificador no solo debe operar en una única frecuencia, sino que debe trabajar en un ancho de banda determinado; por lo tanto, los parámetros para las frecuencias restantes aún dentro del ancho de banda, no serán tan buenos; por esta razón es necesario optimizar el circuito de acoplamiento.

La optimización consiste en modificar los diferentes elementos que constituyen una red de acoplamiento, para que con dichos cambios se puedan obtener los mejores parámetros del amplificador. Este proceso se realizó con la función *fmins* de *Matlab ver 5.3*, la cual necesita una función $F(x) = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$, donde x_i son los valores iniciales de los elementos que deben ser optimizados, y al final nos entrega un vector con los valores de los elementos optimizados.

Para la red que hemos diseñado en la sección anterior y cuyos resultados están en la *Tabla 3.2*, se van a optimizar todos los elementos de la red, o sea las impedancias y sus longitudes correspondientes, así como también la reactancia X_{LG} debida al contacto de la compuerta (gate) del transistor. El parámetro que se usará de referencia para alcanzar la optimización es la *Figura de Ruido (NF)*, de acuerdo a la ecuación (1.83). Las *Figuras 3.25 a 3.30* nos muestra el comportamiento de la *NF* en todo el ancho de banda (***) , utilizando los valores iniciales (con $X_{LG} = 15\Omega @ 12 \text{ GHz}$) y con los valores optimizados (—).

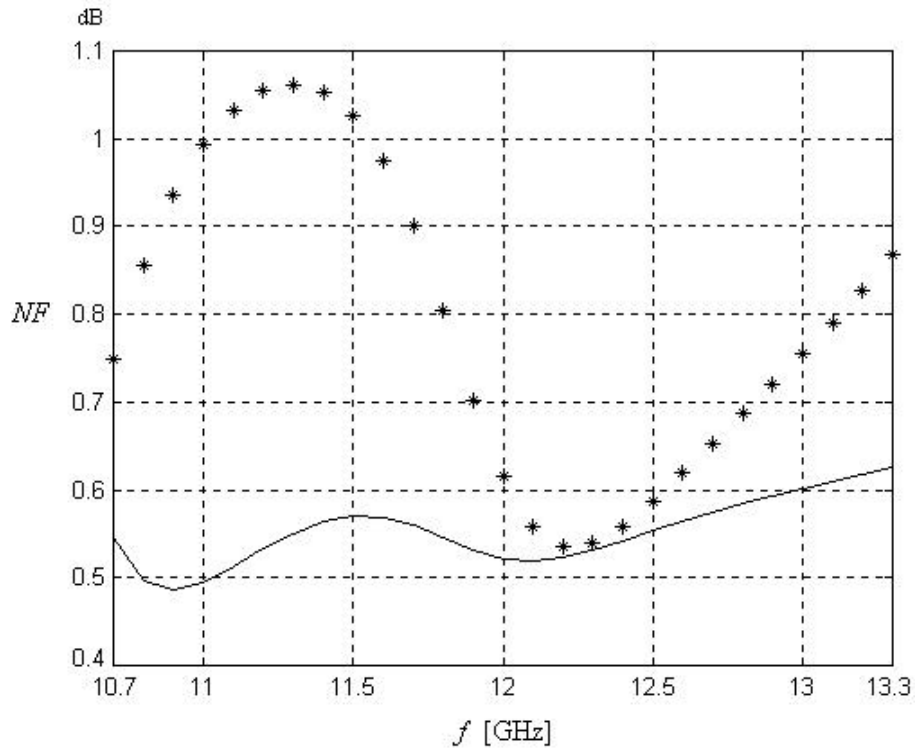


Figura 3.25 Comparación de la Figura de Ruido con valores iniciales y primera optimización.

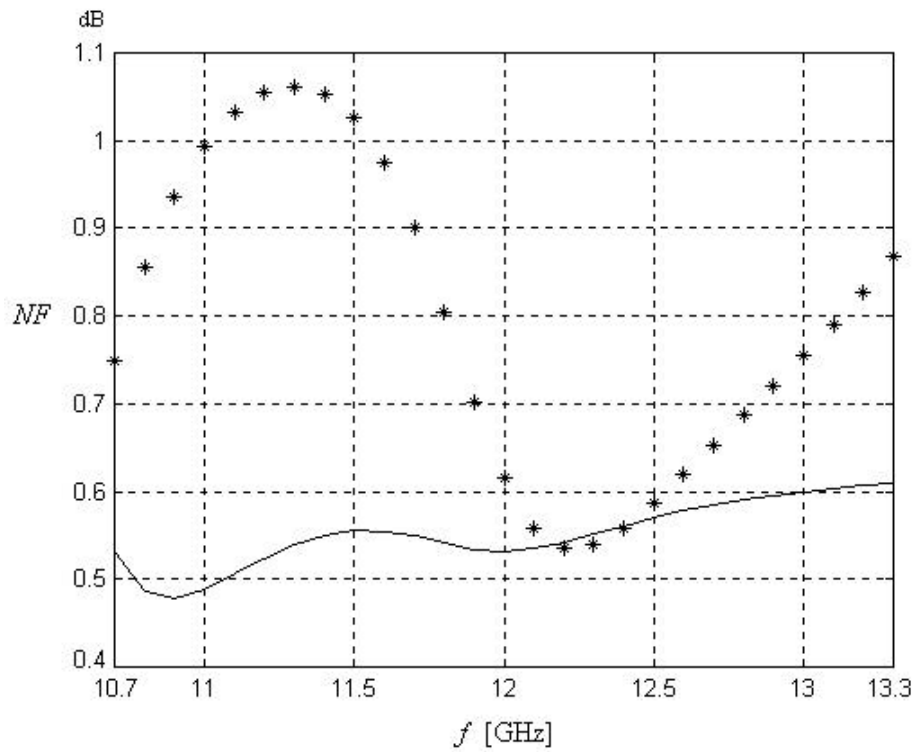


Figura 3.26 Comparación de la Figura de Ruido con valores iniciales y segunda optimización.

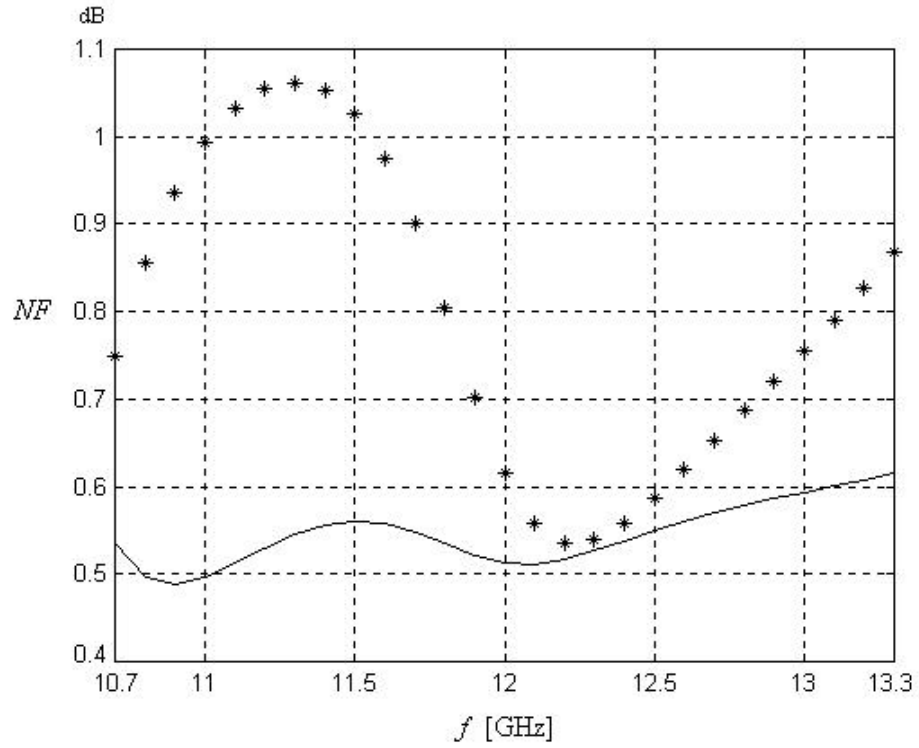


Figura 3.27 Comparación de la Figura de Ruido con valores iniciales y tercera optimización.

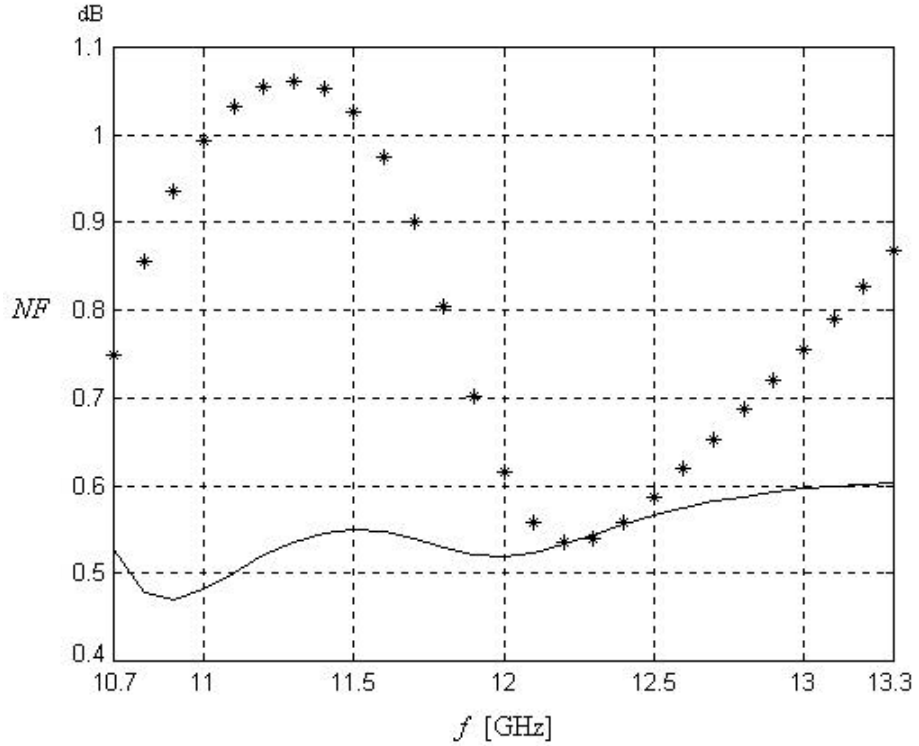


Figura 3.28 Comparación de la Figura de Ruido con valores iniciales y cuarta optimización.

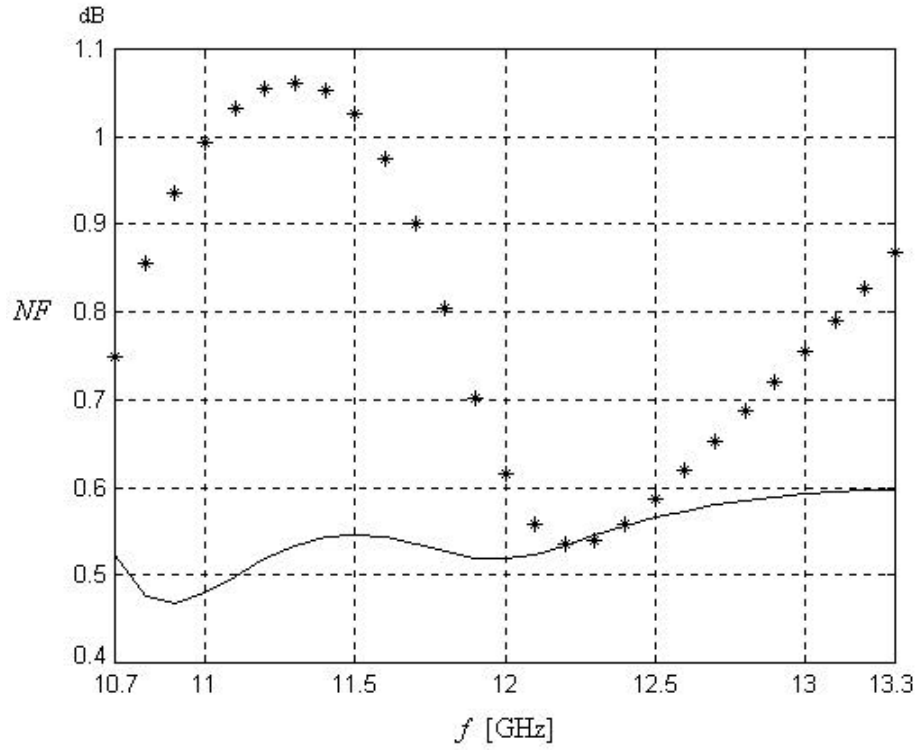


Figura 3.29 Comparación de la Figura de Ruido con valores iniciales y quinta optimización.

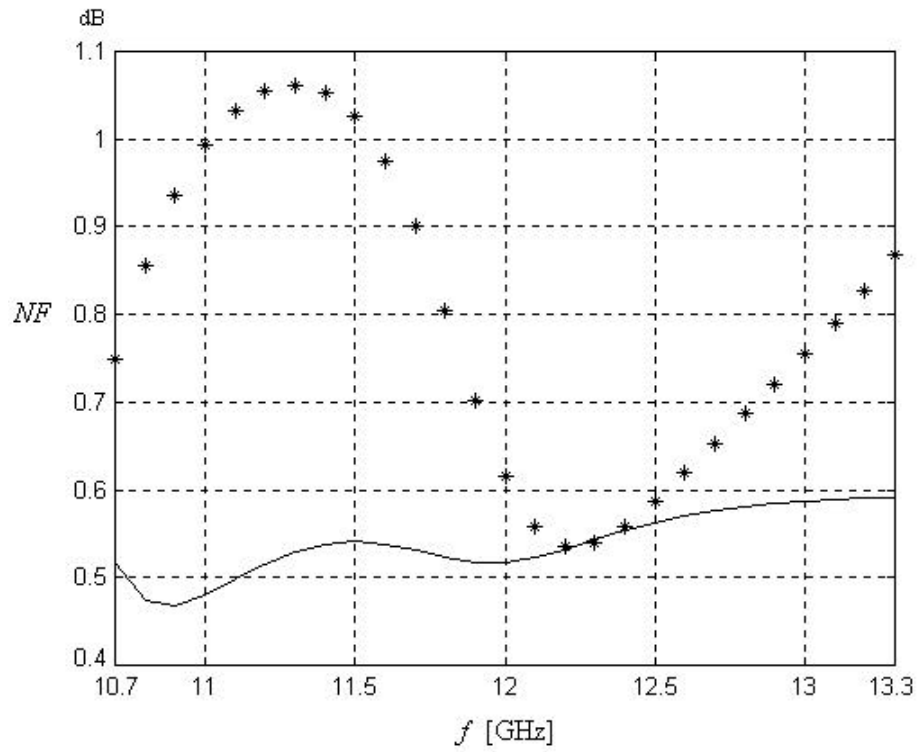


Figura 3.30 Comparación de la Figura de Ruido con valores iniciales y sexta optimización.

Observando los resultados de las Figuras 3.25 a 3.30, concluimos que la mejor optimización es la que corresponde a la Figura 3.30 y los resultados de los elementos optimizados se presentan en la Tabla 3.3.

	Espacio entre dientes [μm]	ℓ [mm]
Z_1	7839	4.22
Z_2	3541	6.54
Z_3	1073	10.77
Z_4	253	5.76
Z_5	527	6.00

Tabla 3.3 Resultados de la sexta optimización con $X_{L_{LG}} = 5.37 \text{ W}$

La red de acoplamiento de salida se diseña para obtener la máxima potencia del transistor; para alcanzar esto es necesario calcular la impedancia de salida del transistor compleja conjugada; Ello se logra colocando la red de acoplamiento que fue diseñada anteriormente, en la entrada del transistor, y con esto obtendremos una $Z_{out}^* = 17.8 + 15.8j @ 12 \text{ GHz}$.

Debido a que R_{out} (parte real de Z_{out}^*) es muy pequeña, debemos utilizar un transformador de un cuarto de onda con impedancia característica $Z_6 = 47\Omega$ (equivale a un espacio entre dientes de la guía de ondas H de $250\mu\text{m}$). De acuerdo con la ecuación (1.132), la nueva impedancia de salida que debe ser acoplada es $R_{outn} = 124\Omega$. Con esta nueva carga se utiliza un transformador binomial con $N = 3$ secciones. Para obtener las impedancias características se utiliza la ecuación (3.52) y con ello obtenemos: $Z_7 = 147.5\Omega$, $Z_8 = 249\Omega$, $Z_9 = 420\Omega$.

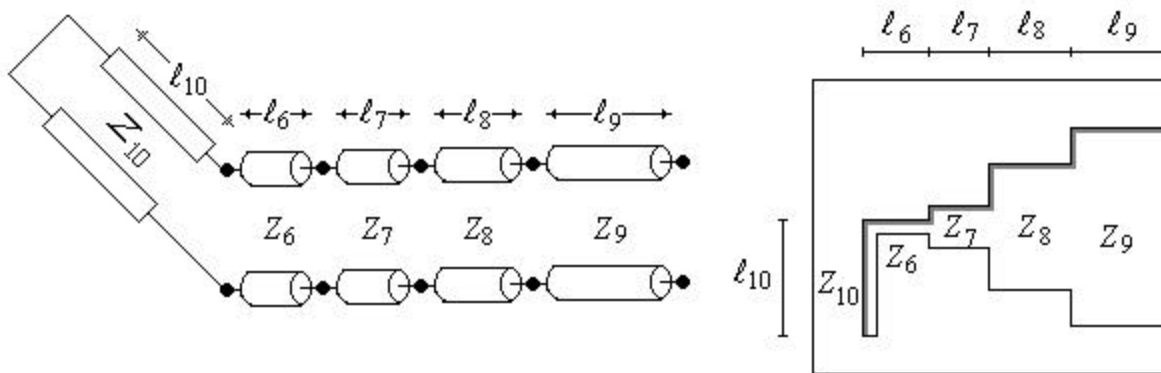


Figura 3.31 Malla de salida inicial.

Para la conexión del drenaje (drain) del transistor y la guía de ondas H, se debe hacer también a través de un stub en cortocircuito en paralelo, como se muestra en la Figura 3.31. Para los elementos de dicho stub, suponemos una $Z_{10} = 80\Omega$ y $\ell_{10} = 6 \text{ mm}$, por las razones expuestas en la sección 3.3. Esto trae consigo la adición de una reactancia debida al contacto del drenaje (drain) del transistor ($X_{L_{LD}}$), que en un principio vamos a suponer que es de $10\Omega @ 12 \text{ GHz}$, y posteriormente se optimizará con los elementos de la red de salida.

El paso siguiente es convertir las impedancias Z_6 a Z_{10} a su equivalente guía de ondas H (espacio entre dientes) de acuerdo a lo visto en la sección 2.3 y las longitudes ℓ_6 a ℓ_9 , acorde con las ecuaciones (3.53) y (3.54). Los resultados son presentados en la *Tabla 3.4* acorde con la *Figura 3.31*.

	Z_{oH} [Ω]	Espacio entre dientes [μm]	ℓ [mm]
Z_6	47.0	250	6.37
Z_7	147.5	1191	6.65
Z_8	249.0	2651	7.00
Z_9	420.0	6150	7.73
Z_{10}	80.0	500	6.00

Tabla 3.4 Conversión de impedancia a espacio entre dientes y longitud de onda en la guía de ondas H.

Para la red de salida que se ha diseñado, se van a optimizar todos los elementos de la red, o sea las impedancias y sus longitudes correspondientes, así como también la reactancia X_{LD} debida al contacto del drenaje (drain) del transistor. El parámetro que se usará de referencia para alcanzar la optimización es la *Razón de Onda Estacionaria* de salida (ROE_{out} o SWR_{out}). La *Figura 3.32* nos muestra el comportamiento del SWR_{out} en todo el ancho de banda, utilizando los valores iniciales dados en la *Tabla 3.4* (con $X_{LD} = 10\Omega$ @ 12 GHz).

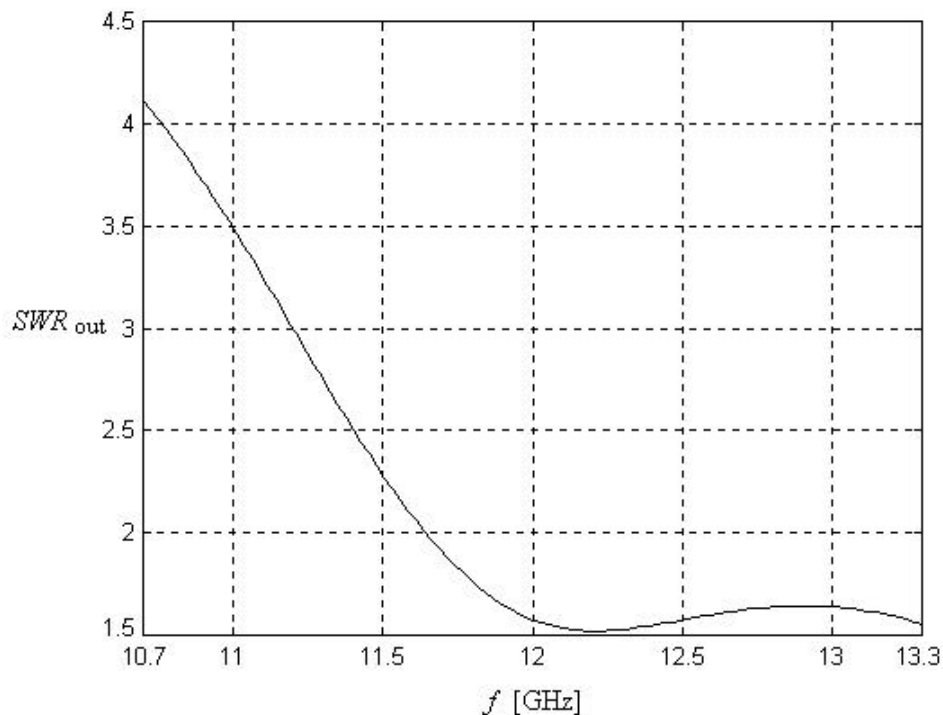


Figura 3.32 SWR_{out} con valores iniciales.

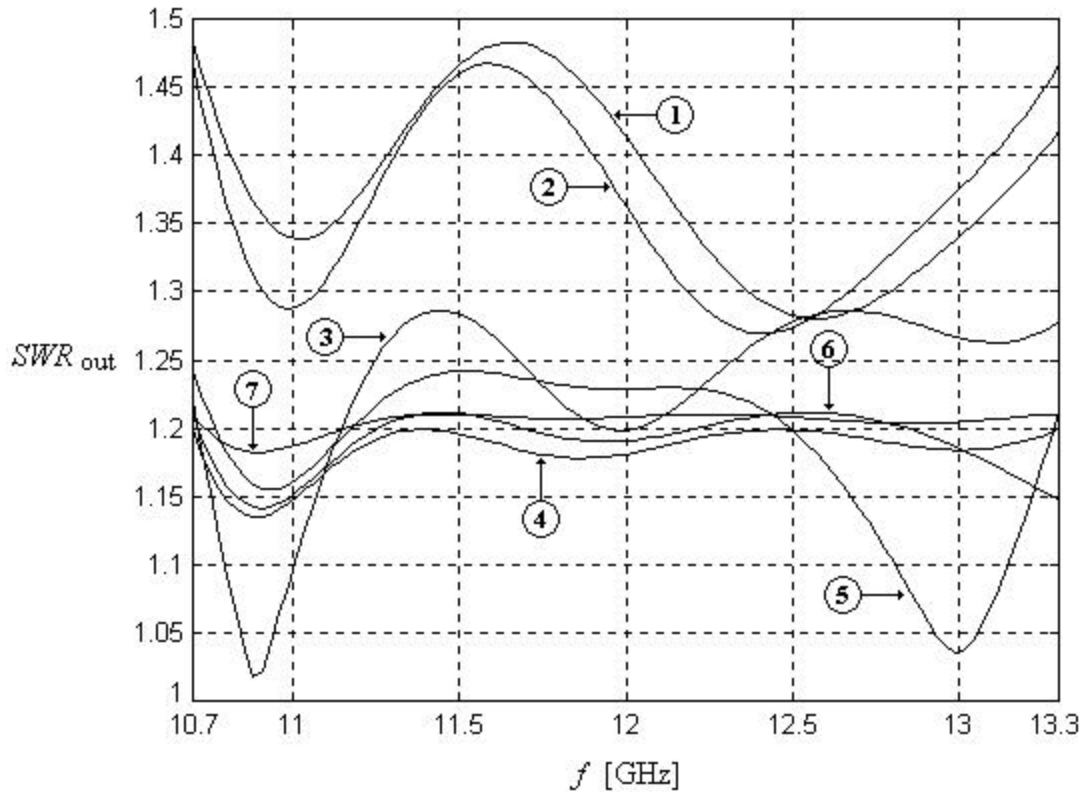


Figura 3.33 SWR_{out} con siete optimizaciones.

Observando los resultados de las Figura 3.33, concluimos que la mejor optimización es la que corresponde a la *número 5* y los resultados de los elementos optimizados se presentan en la Tabla 3.5.

	Espacio entre dientes [μm]	ℓ [mm]
Z_6	270	7.38
Z_7	488	8.69
Z_8	2479	7.89
Z_9	6609	10.21
Z_{10}	561	1.62

Tabla 3.5 Resultados de la quinta optimización con $X_{LD} = 5.31 \text{ W}$

Con ello hemos concluido el diseño del amplificador de bajo ruido de una etapa. Los resultados de Ganancia, Estabilidad, Figura de Ruido, SWR_{in} y SWR_{out} de este diseño son presentados en las siguientes figuras.

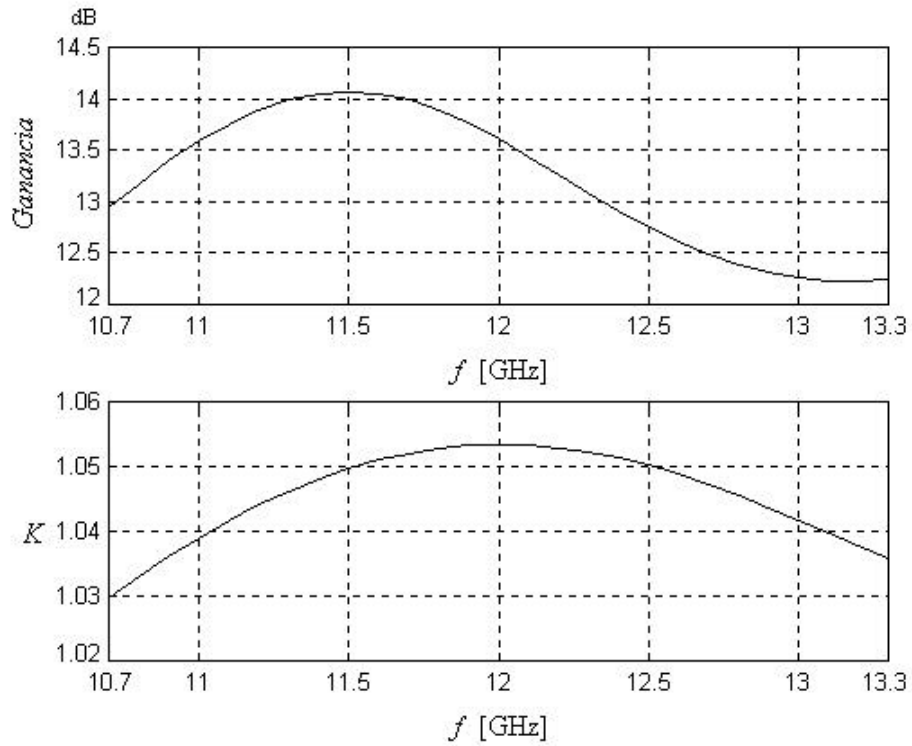


Figura 3.34 Ganancia y Estabilidad del Amplificador de una etapa.

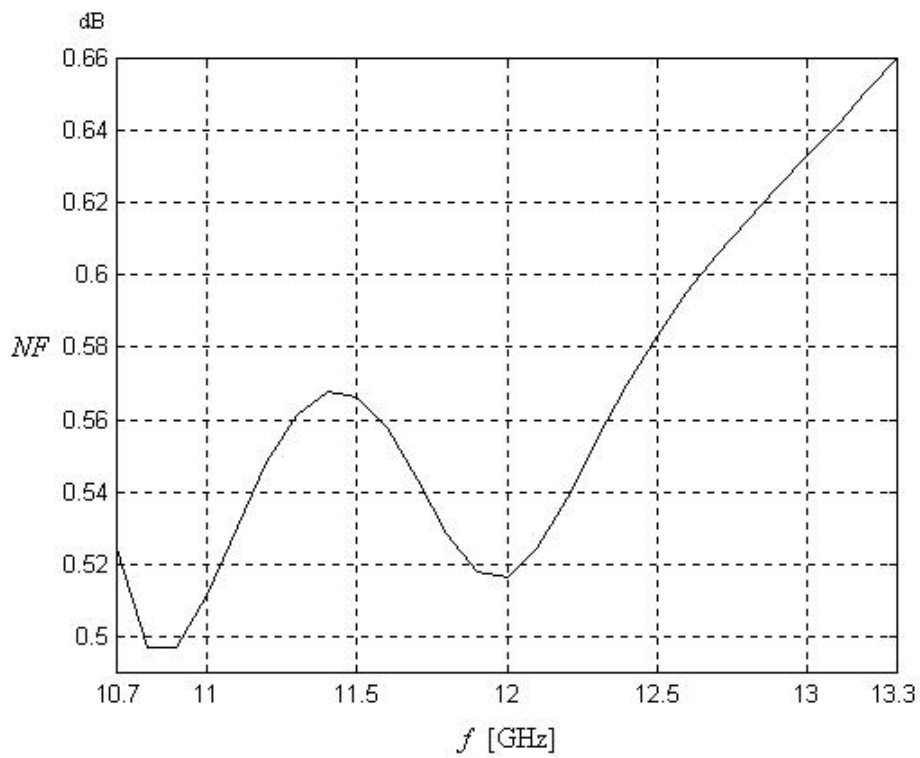


Figura 3.35 Figura de Ruido del Amplificador de una etapa (incluidas las pérdidas del circuito anti-oscilaciones).

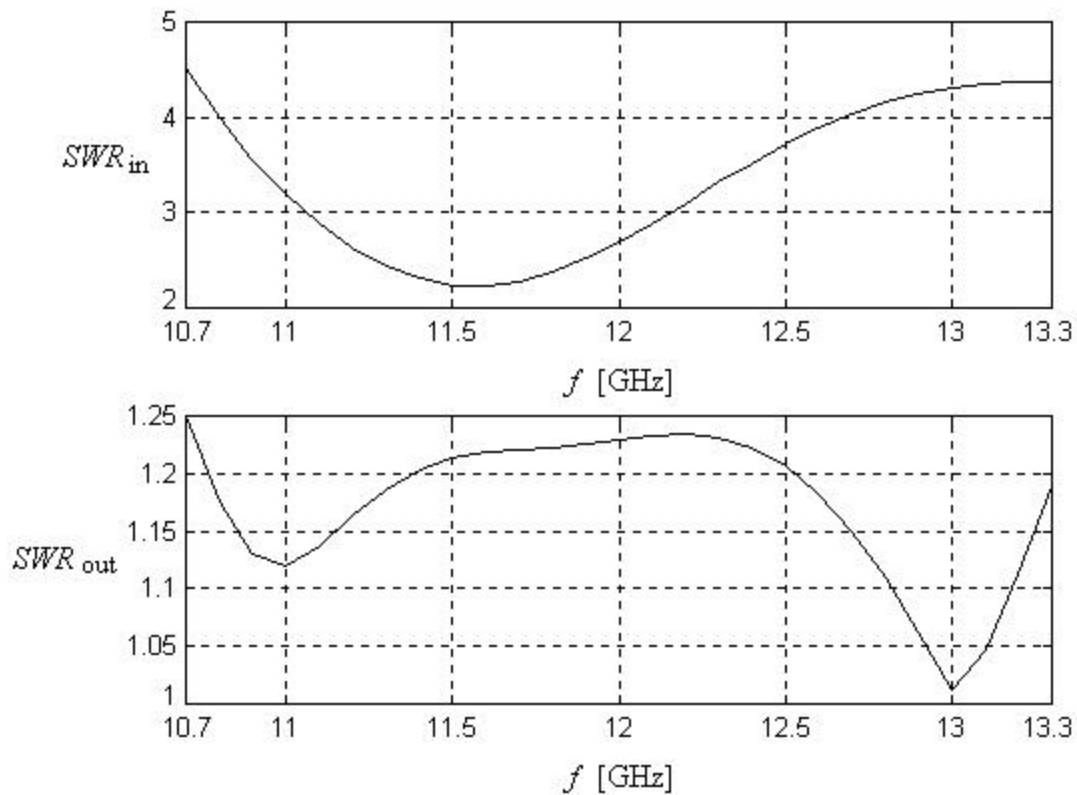


Figura 3.36 Razón de Onda Estacionaria de Entrada y Salida del Amplificador de una etapa.

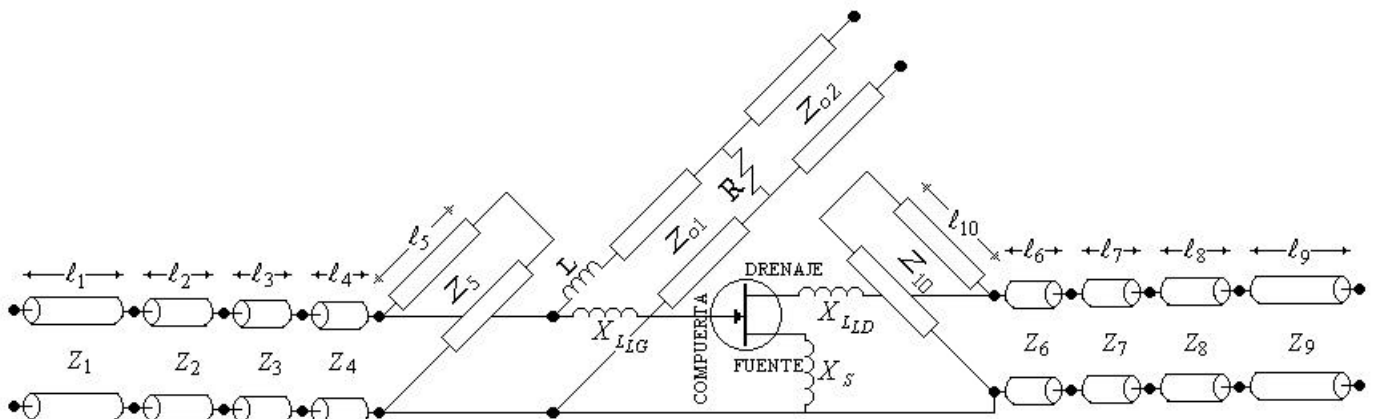


Figura 3.37 Circuito eléctrico del amplificador de una etapa.

La Figura 3.37 muestra el circuito eléctrico del diseño completo del amplificador de una etapa, con sus todas sus partes constitutivas: malla de acoplamiento de entrada, stub de entrada, circuito anti-oscilaciones, reactancia debida a la compuerta del transistor, reactancia debida al drenaje del transistor, stub de salida y malla de acoplamiento de salida.

La Figura 3.38 muestra la construcción física del amplificador de una etapa basado en guías de ondas H, con las siguientes partes constitutivas:

1. Lámina metálica de 2 mm de espesor para formar el diente metálico de la guía de ondas H.
2. Paredes metálicas de la guía de ondas.
3. Transistor ATF-36077 PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor).
4. Circuito anti-oscilaciones.
5. Película dieléctrica delgada de S_iO_2 (2 – 5 μ m).
6. Película de Cu de 1 μ m de espesor.

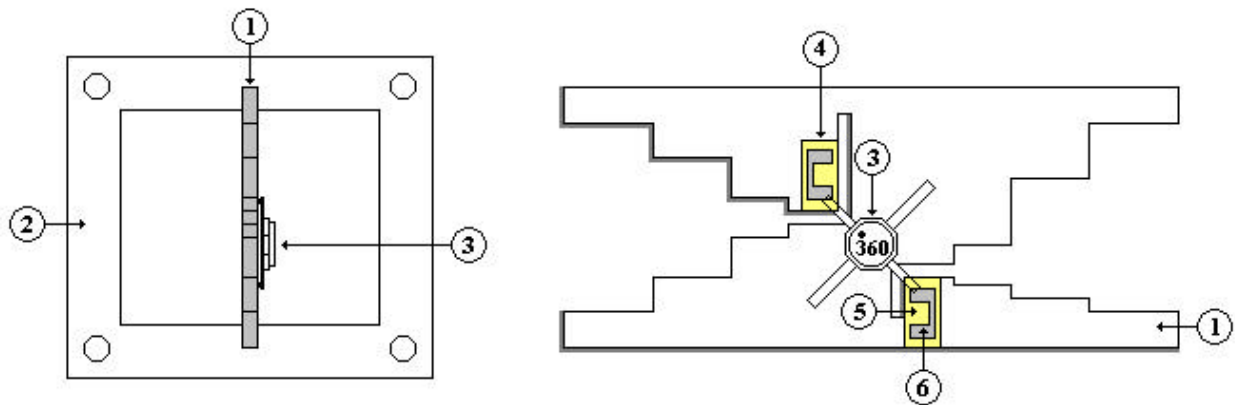


Figura 3.38 Construcción del amplificador de una etapa basado en guía de ondas H.

Conclusiones

El diseño de la primera etapa, necesita de mayor descripción, debido a que es la más importante dentro del diseño final. El primer paso es la estabilización del transistor en la banda de diseño. Esto se logra colocando una inductancia en la fuente del transistor, la cual a su vez cambia los parámetros de ruido del transistor y por lo tanto deben ser recalculados. Después se estabiliza el transistor no solo en la banda de diseño, sino que en la banda de trabajo del transistor con la adición de un circuito anti-oscilaciones. La adición de este circuito, también introduce pérdidas adicionales y deben ser tomadas en cuenta para la evaluación de la figura de ruido. En cuanto al parámetro SWR_{in} , no se puede obtener un mejor resultado en este caso, ya que no existen muchos elementos que optimizar y que además no alteren considerablemente los demás parámetros. Lo que se debe tomar muy en cuenta para esta primera etapa, es la figura de ruido, la cual debe ser menor a la que se especificó, para el diseño final.

En la siguiente tabla se muestran los valores de los parámetros alcanzados:

Parámetro	Parámetro alcanzado en el diseño de una etapa
<i>Ganancia [dB]</i>	12.2 min.
<i>Variación de ganancia [dB]</i>	1.84 max.
SWR_{in}	4.5 max.
SWR_{out}	1.25 max.
<i>Figura de Ruido [dB]</i>	0.63 max.

CAPÍTULO 4

Diseño del Amplificador de Bajo Ruido Multi-etapa

Para poder alcanzar las especificaciones de diseño, debemos agregar al menos dos etapas al amplificador diseñado en el capítulo anterior, para poder lograr una ganancia de 30 dB mínima. En este capítulo primeramente se diseñará un amplificador de dos etapas y finalmente uno de tres etapas, y de esta forma poder alcanzar las especificaciones de diseño.

4.1 Diseño del Amplificador de dos etapas

El diseño de amplificadores multi-etapas, en general, es muy complicado y no consta de una metodología a seguir. El propósito del diseño es construir una red entre las dos etapas con las siguientes propiedades:

- 1) La impedancia vista en la entrada del segundo transistor debe ser cercana a la impedancia óptima, con el propósito de no aumentar de manera considerable el ruido de la segunda etapa.
- 2) Se debe obtener la más baja relación de onda estacionaria posible, en la entrada de la primera etapa (SWR_{in}).

Para lograr la primera condición, se conectará directamente la salida del transistor de la primera etapa con la entrada del segundo, ambas sin red de acoplamiento (*Figura 4.1*), debido a que la impedancia de salida compleja conjugada ($Z_{out}^* = 17.8 + 15.8j$) del primer transistor, es muy parecida a la impedancia optima que se necesita en la entrada del segundo transistor ($Z_{opt} = 15.53 + 7.44j \Omega$), para obtener la mínima figura de ruido. Las *Figuras 4.2 a 4.3* muestran los parámetros de Ganancia, Estabilidad, SWR_{in} y SWR_{out} , que se obtienen realizando dicha conexión.

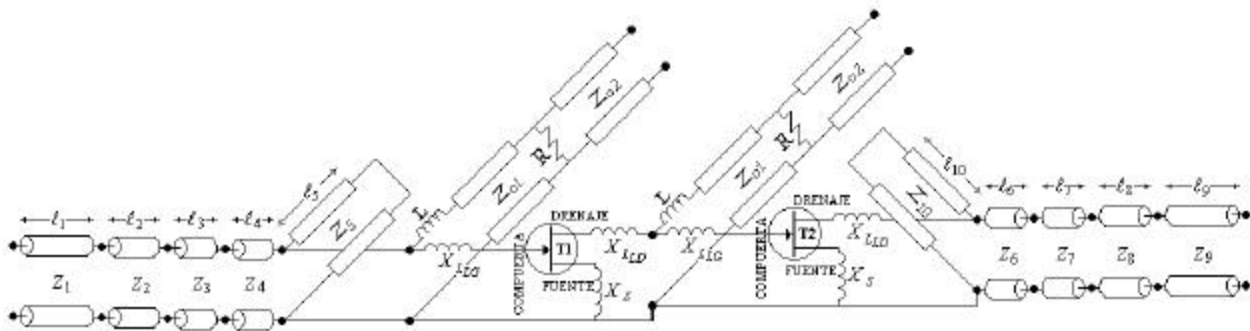


Figura 4.1 Primera propuesta para el amplificador de dos etapas.

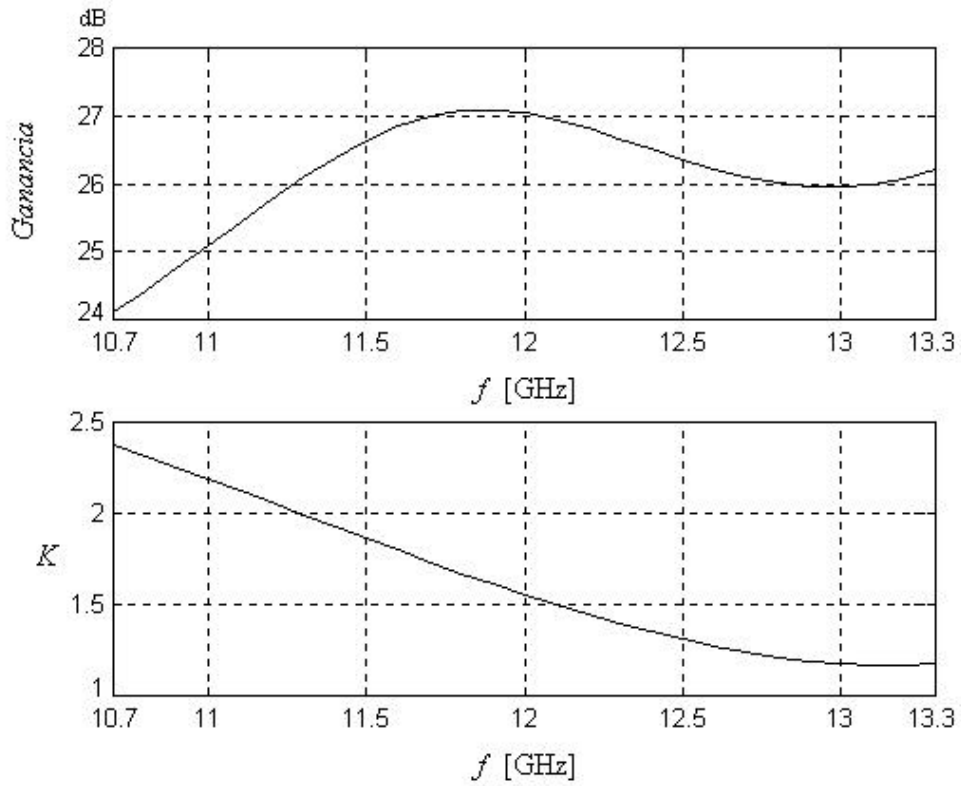


Figura 4.2 Ganancia y Estabilidad del amplificador de dos etapas sin red de acoplamiento.

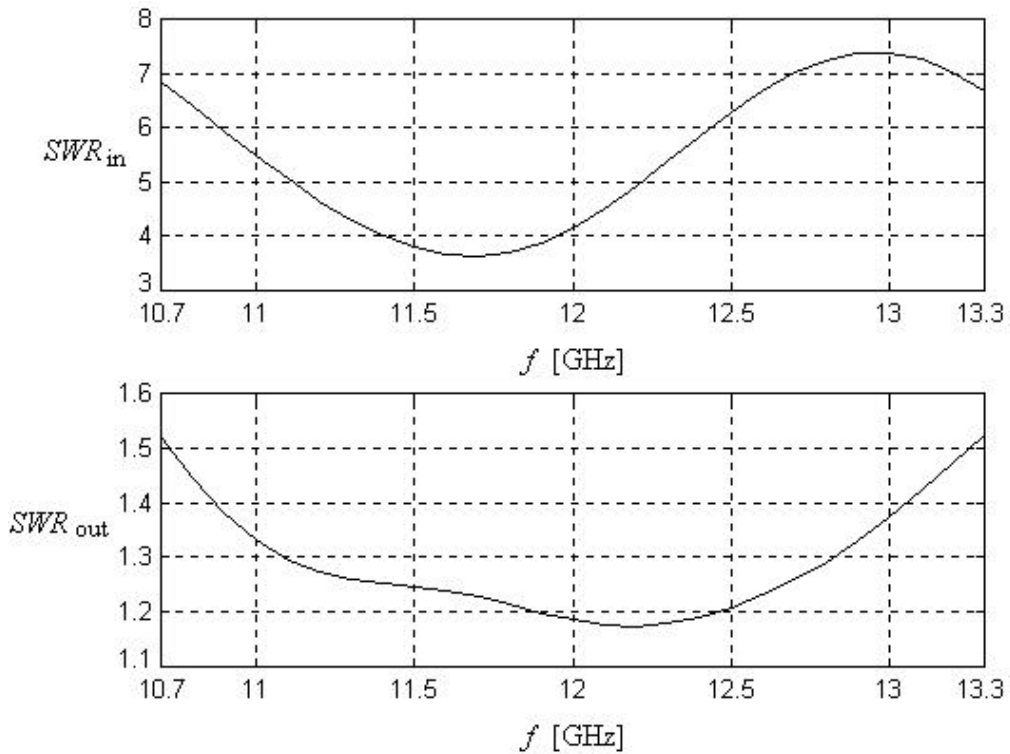


Figura 4.3 SWR_{in} y SWR_{out} del amplificador de dos etapas sin red de acoplamiento.

Para poder encontrar la figura de ruido del amplificador de dos etapas, se requiere determinar las ganancias de una cada de las etapas individuales, con el fin de aplicar la expresión de ruido para un sistema conectado en cascada (sección 1.2.5).

Consideramos que la primera etapa comprende desde la impedancia Z_I hasta antes del segundo circuito anti-oscilaciones del segundo transistor (*Figura 4.1*), con lo cual se obtiene una red representada por sus parámetros ABCD, como se muestra en la *Figura 4.4*.

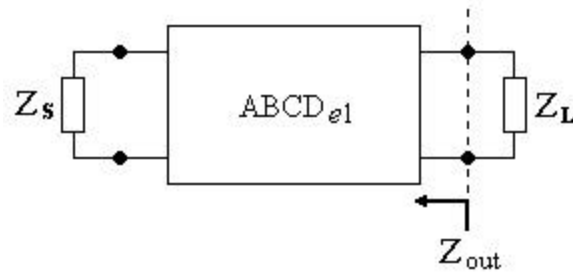


Figura 4.4 Red para determinar la ganancia de la primera etapa.

donde:

$ABCD_{e1}$ es la matriz de transmisión de la primera etapa.

Z_S es la impedancia de la fuente (Z_o de la guía de onda WR75).

Z_L es la impedancia de carga (impedancia en la entrada de la segunda etapa).

Z_{out} es la impedancia de la salida de la primera etapa.

El coeficiente de ganancia $kp1$ de la primera etapa, se obtiene de la siguiente expresión,

$$kp1 = \frac{e_1 \operatorname{Re}(Z_S)}{\operatorname{Re}(Z_{out})} \quad (4.1)$$

donde e_1 se obtiene por,

$$e_1 = \left| \frac{Z_L + Z_{out}}{Z_L} k_u \right|^2 \quad (4.2)$$

y k_u por,

$$k_u = \frac{Z_L}{A_{e1}Z_L + Z_S(C_{e1}Z_L + D_{e1}) + B_{e1}} \quad (4.3)$$

Ahora consideremos que la segunda etapa del amplificador (*Figura 4.5*), comprende desde el segundo circuito anti-oscilaciones del segundo transistor (T2) hasta la impedancia Z_o (*Figura 4.1*).

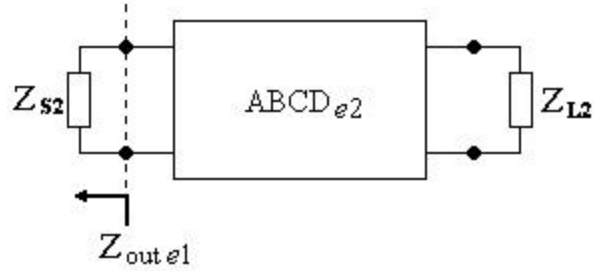


Figura 4.5 Red para determinar la ganancia de la segunda etapa.

donde:

$ABCD_{e2}$ es la matriz de transmisión de la segunda etapa.

Z_{S2} es la impedancia de la fuente (impedancia de la salida de la primera etapa).

Z_{L2} es la impedancia de carga (Z_o de la guía de onda WR75).

El coeficiente de ganancia $kp2$ de la segunda etapa, se obtiene de la siguiente expresión,

$$kp2 = \frac{4\text{Re}(Z_{S2})\text{Re}(Z_{L2})|ku_2|^2}{|Z_{L2}|} \quad (4.4)$$

donde ku_2 se obtiene por,

$$ku_2 = \frac{Z_{L2}}{A_{e2}Z_{L2} + Z_{S2}(C_{e2}Z_{L2} + D_{e2}) + B_{e2}} \quad (4.5)$$

Las Figuras 4.6 y 4.7 muestran los resultados para $kp1$ y $kp2$, de acuerdo a la Figura 4.1.

Note de las Figuras 4.6 y 4.7, que la suma de los coeficientes de ganancia deben corresponder con la ganancia total de las dos etapas, mostrada en la Figura 4.2, es decir $gain = kp1 + kp2$ [dB].

Por lo tanto, para calcular la figura de ruido de las dos etapas, se utiliza la siguiente ecuación

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{kp1} \quad (4.6a)$$

donde:

F_1 es la figura de ruido de la primera etapa en veces.

F_2 es la figura de ruido de la segunda etapa en veces.

ó en dB,

$$F = 10 \cdot \log_{10} \left(F_1 + \frac{F_2 - 1}{kp1} \right) \quad (4.6b)$$

La Figura 4.8 muestra los resultados de la Figura de Ruido de acuerdo a la Figura 4.1.

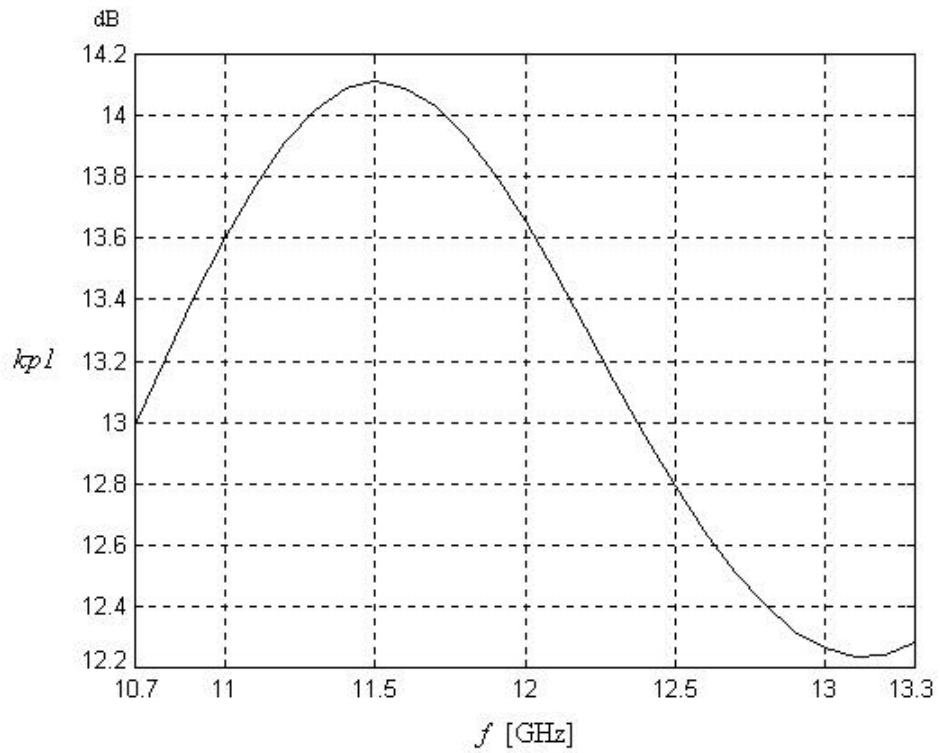


Figura 4.6 Coeficiente de ganancia de la primera etapa.

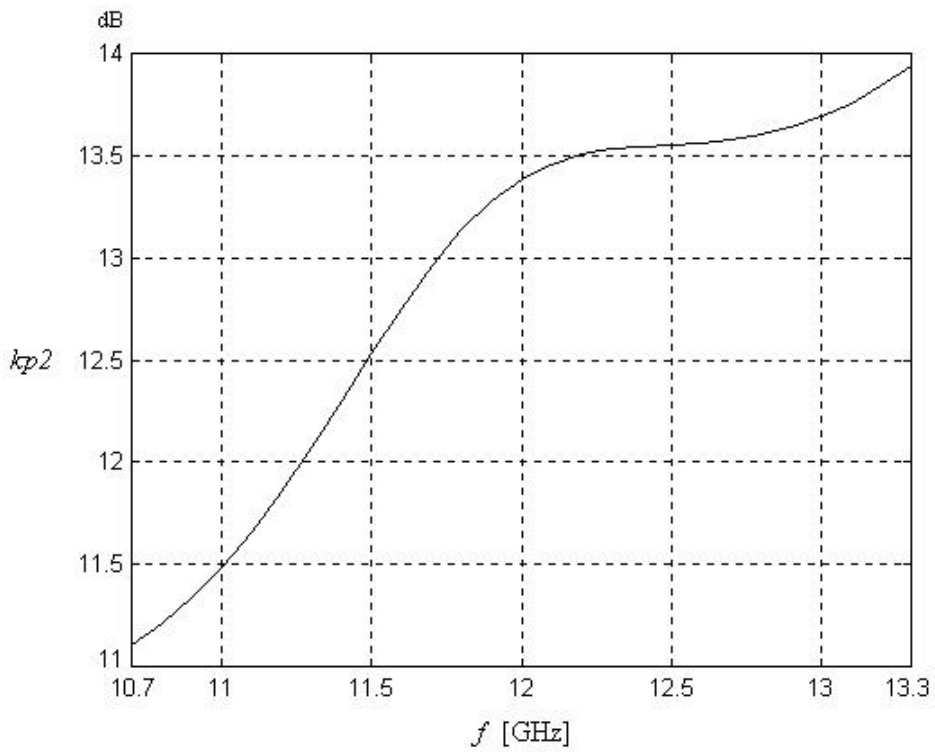


Figura 4.7 Coeficiente de ganancia de la segunda etapa.

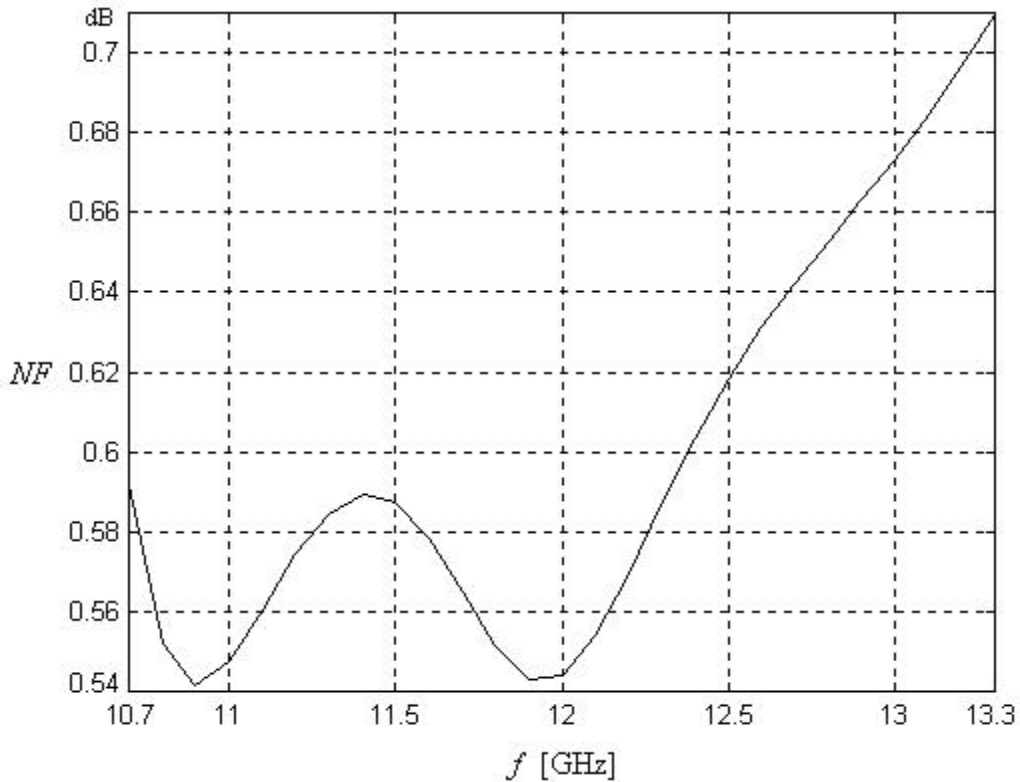


Figura 4.8 Figura de Ruido del amplificador de dos etapas sin red de acoplamiento.

Debido a que el valor del SWR_{in} , no satisface con la segunda condición del diseño de dos etapas (Figura 4.4), se debe proponer algún tipo de red que mejore este parámetro.

Para mejorar el SWR_{in} , se utilizará una red de acoplamiento π como se muestra en la Figura 4.9 [SUN90], la cual debe de cumplir con dos condiciones:

- Transformar la impedancia de entrada de la segunda etapa, a una Z_{L1} conectada a la salida de la primera etapa, para obtener el SWR_{in} deseado.
- Transformar la impedancia de salida de la primera etapa, a una Z_{opt1} en la entrada de la segunda etapa, para obtener la mínima figura de ruido en dicha etapa.

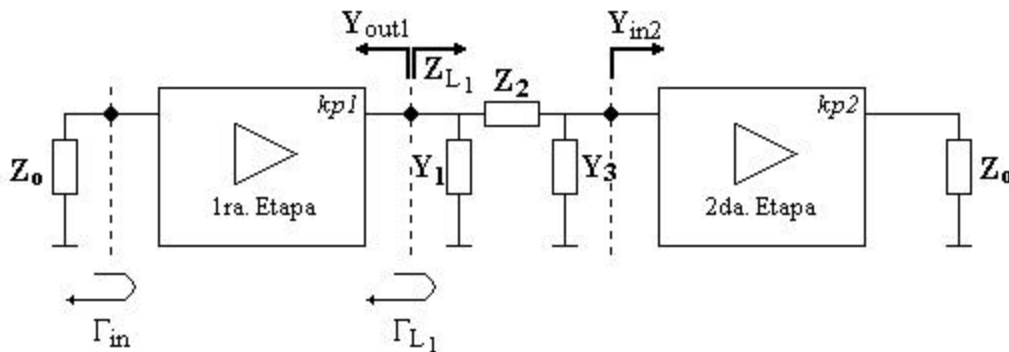


Figura 4.9 Red de acoplamiento π

Para cumplir con la condición a , se puede realizar de la siguiente forma,

$$Z_{L_1} = Z_o \frac{1 + \Gamma_{L_1}}{1 - \Gamma_{L_1}} \quad (4.7)$$

donde:

$$\Gamma_{L_1} = \Gamma_{L_{10}} + re^{ij}, \quad 0^\circ < j < 360^\circ$$

$$\Gamma_{L_{10}} = - \left(\frac{a^* b - R^2 c^* d}{|a|^2 - R^2 |c|^2} \right)$$

$$r = \sqrt{|\Gamma_{L_{10}}|^2 - \left(\frac{|b|^2 - R^2 |d|^2}{|a|^2 - R^2 |c|^2} \right)^2}$$

$$R = |\Gamma_{in}|$$

$$a = S_{11_1} S_{22_1} - S_{12_1} S_{21_1}$$

$$b = -S_{11_1}$$

$$c = S_{22_1}$$

$$d = -1$$

$S_{11_1}, S_{22_1}, S_{12_1}, S_{21_1}$ Parámetros S de la primera etapa.

Reflejando la impedancia hacia la salida de la primera etapa obtenemos:

$$Y_{L_1} = Y_1 + \frac{1}{Z_2 + \frac{1}{Y_3 + Y_{in2}}} \quad (4.8)$$

La solución a la expresión anterior, es la de una ecuación de segundo grado, es decir

$$Z_{2,2} = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \quad (4.9)$$

donde:

$$A = (Y_{optn} + Y_{in2}) [Y_1^2 + (Y_{out1} - Y_{L_1}) Y_1 - Y_{L_1} Y_{out1}]$$

$$B = (Y_{optn} + Y_{in2}) (2Y_1 + Y_{out1} - Y_{L_1})$$

$$C = (Y_{optn} + Y_{in2}) - (Y_{out1} + Y_{L1})$$

$$Y_{in2} = Y_o \frac{1 - S_{112}}{1 + S_{112}}$$

S_{222} Parámetro S de la segunda etapa.

Para cumplir con la condición b , se refleja ahora la impedancia hacia la entrada de la segunda etapa, esto es

$$Y_{optn} = \frac{1}{\frac{1}{Y_1 + Y_{out1}} + Z_{21,2}} + Y_3 \quad (4.10)$$

Resolviendo para Y_3 nos queda la siguiente expresión:

$$Y_{31,2} = Y_{optn} - \frac{Y_{out1} + Y_1}{1 + Z_{21,2}(Y_{out1} + Y_1)} \quad (4.11)$$

donde:

$$Y_{out1} = Y_o \frac{1 - S_{221}}{1 + S_{221}}$$

Con las ecuaciones (4.9) y (4.11), se forma un sistema de dos ecuaciones con tres incógnitas, debido a que Y_{L1} puede ser obtenida usando la ecuación (4.7), solo se propone cualquier reflexión en la entrada; por lo tanto se necesita una tercera ecuación. Para solucionar ello, se propone que

$$-j0.04 < Y_1 < j0.04 \quad (4.12)$$

con lo cual el sistema de ecuaciones queda completo.

Ahora pasaremos a definir algunos criterios para elegir la impedancia Z_2 y admitancia Y_3 de la red π que satisfaga nuestros requerimientos:

1. Se eligen valores de Z_2 y Y_3 de tal manera, que la relación de sus partes reales a sus partes imaginarias, sean menores al 10%, es decir

$$\frac{\text{real}(Z_2)}{\text{imag}(Z_2)} < 0.1, \quad \frac{\text{real}(Y_3)}{\text{imag}(Y_3)} < 0.1$$

Esto se realiza de esta manera para que por un lado, se introduzcan las menores pérdidas a la segunda etapa y por el otro, se puedan despreciar las partes reales al momento de implementar la red, debido a que son muy pequeñas comparadas con las partes imaginarias.

- Solo se eligen los valores de Z_2 , que contengan reactancia inductiva. Esto con el objetivo de poder implementarla mediante un segmento de línea de transmisión.

Con estos criterios de selección, llegamos a la siguiente red π :

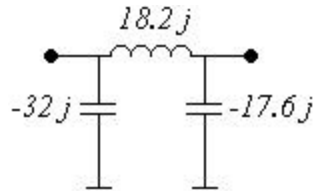


Figura 4.10 Red π del amplificador de dos etapas.

Esta red se obtuvo colocando $X_{L_{LG}} = 5.37\Omega$, $X_{L_{LD}} = 10\Omega$ en el primer transistor y $X_{L_{LG}} = 6\Omega$, $X_{L_{LD}} = 10\Omega$ en el segundo transistor @ 12GHz.

Adicionando esta red al esquema de la Figura 4.1 y con las condiciones anteriores, se obtienen el siguiente comportamiento del SWR_{in} y SWR_{out} .

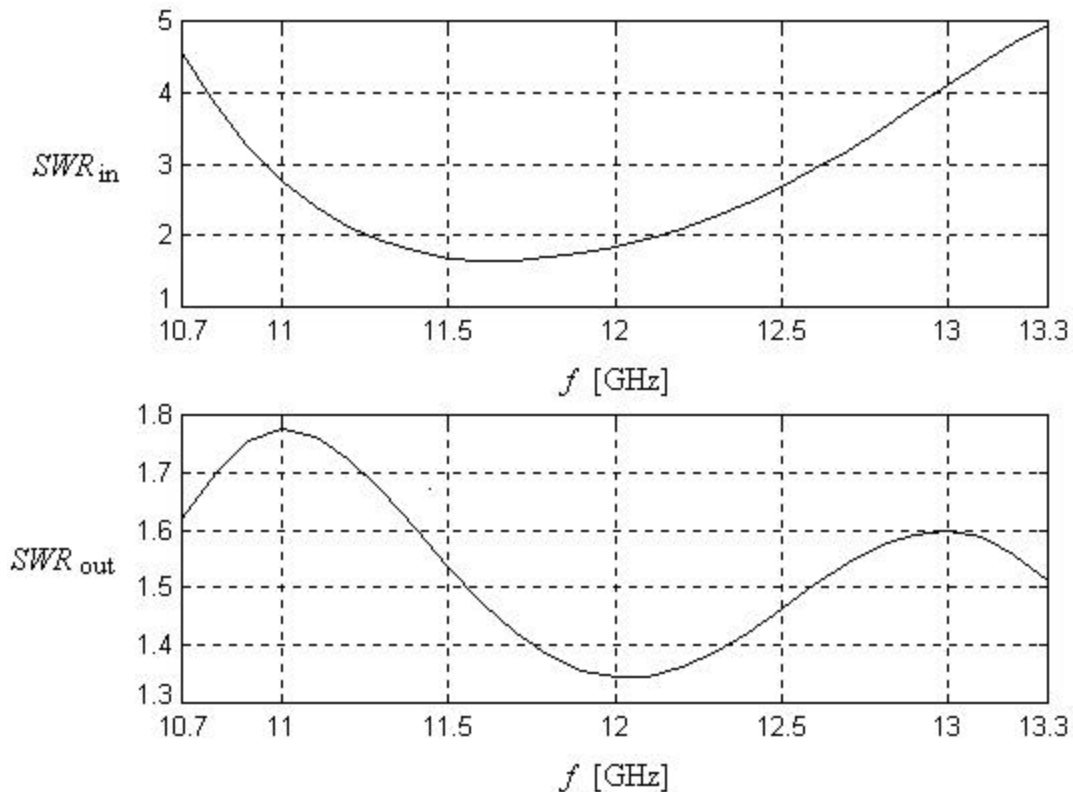
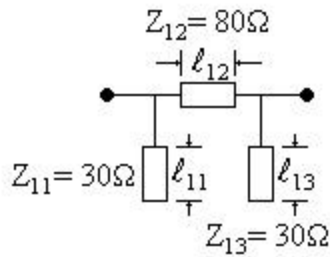


Figura 4.11 SWR_{in} y SWR_{out} del amplificador de dos etapas con red de acoplamiento π sin optimizar.

Comparando la Figura 4.11 con la Figura 4.3, observamos que la red π cumple con el objetivo de disminuir el SWR_{in} , aunque aumentó un poco el SWR_{out} , aproximadamente 0.3.

El paso que sigue, es el convertir la red π a línea *Microcinta*, utilizando las ecuaciones (1.129) y (1.130), obtenemos la siguiente red π :



$$l_{11} = 3 \text{ mm}, l_{12} = 0.89 \text{ mm}, l_{13} = 4.14 \text{ mm}$$

Figura 4.12 Conversión de la red \mathbf{p} de la Figura 4.10 a línea *Microcinta*.

Hasta aquí hemos diseñado una primera aproximación del amplificador de dos etapas. Ahora se procederá a optimizar las longitudes del transformador binomial y del stub de entrada, así como las longitudes de los elementos de la red π , es decir $l_1, l_2, l_3, l_4, l_5, l_{11}, l_{12}$ y l_{13} . Los parámetros que se usaran de referencia para alcanzar la optimización son: $SWR_{in} < 2$, $SWR_{out} < 1.5$, *Figura de Ruido (NF)* $< 1 \text{ dB}$ y *Ganancia* $> 23 \text{ dB}$.

Los resultados de la mejor optimización que se obtuvo, son presentados en las *Figuras 4.13 a 4.15*.

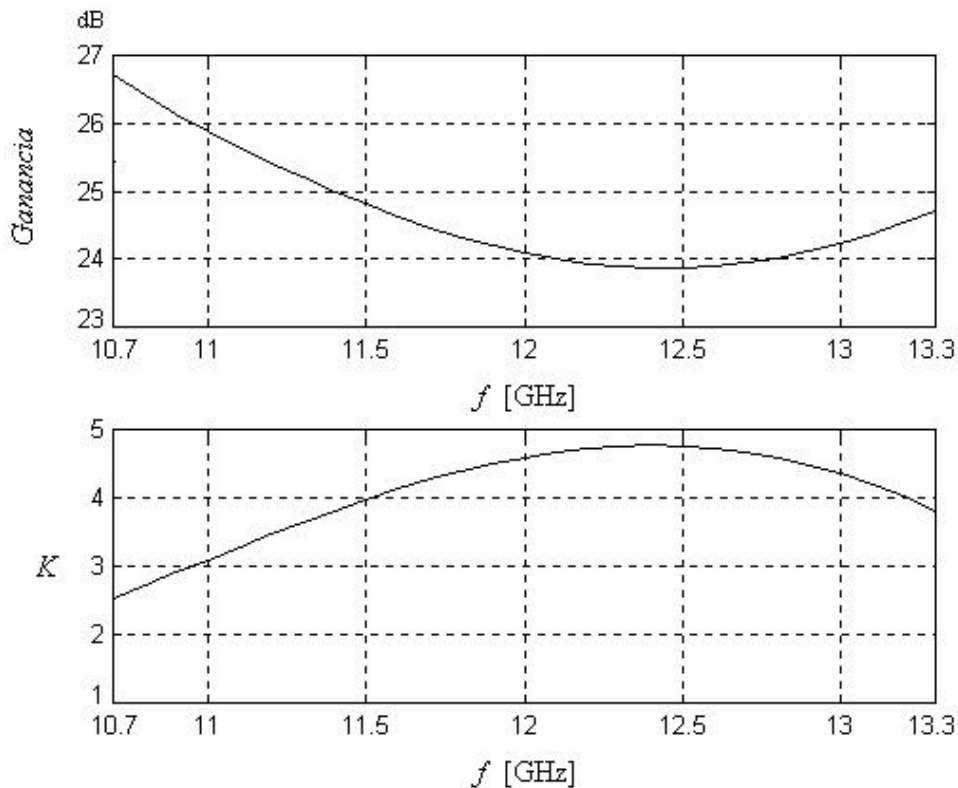


Figura 4.13 *Ganancia y estabilidad del amplificador de dos etapas con red de acoplamiento \mathbf{p} optimizada.*

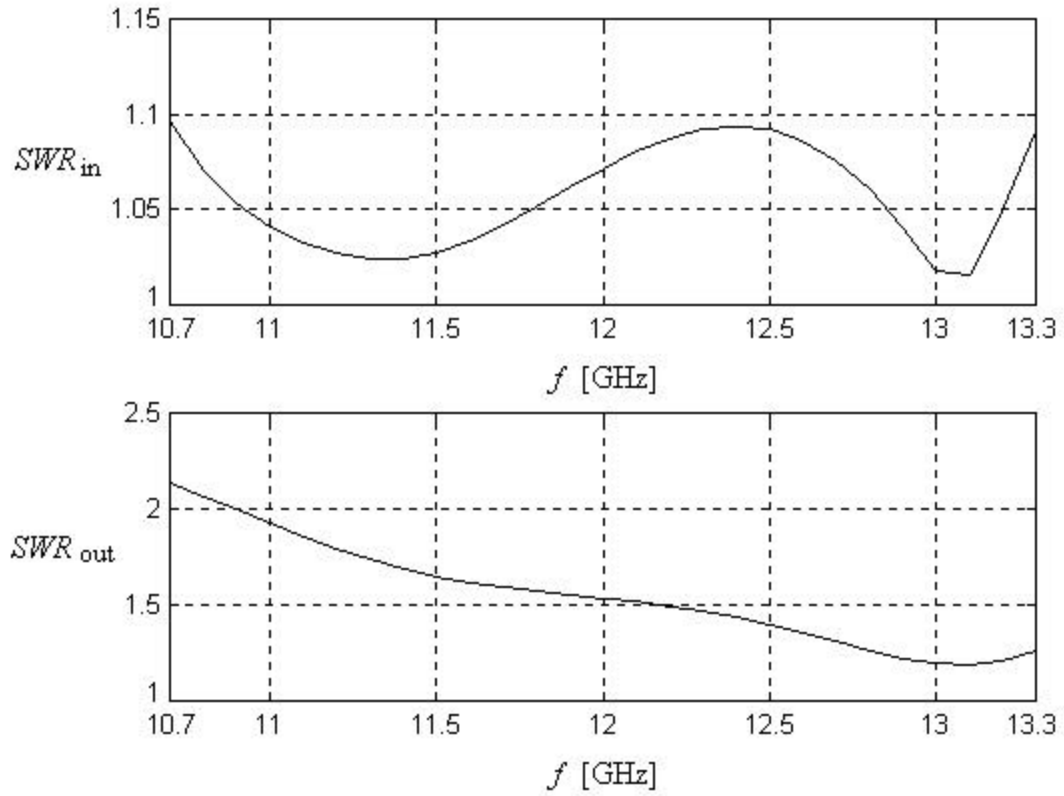


Figura 4.14 SWR_{in} y SWR_{out} del amplificador de dos etapas con red de acoplamiento \mathbf{p} optimizada.

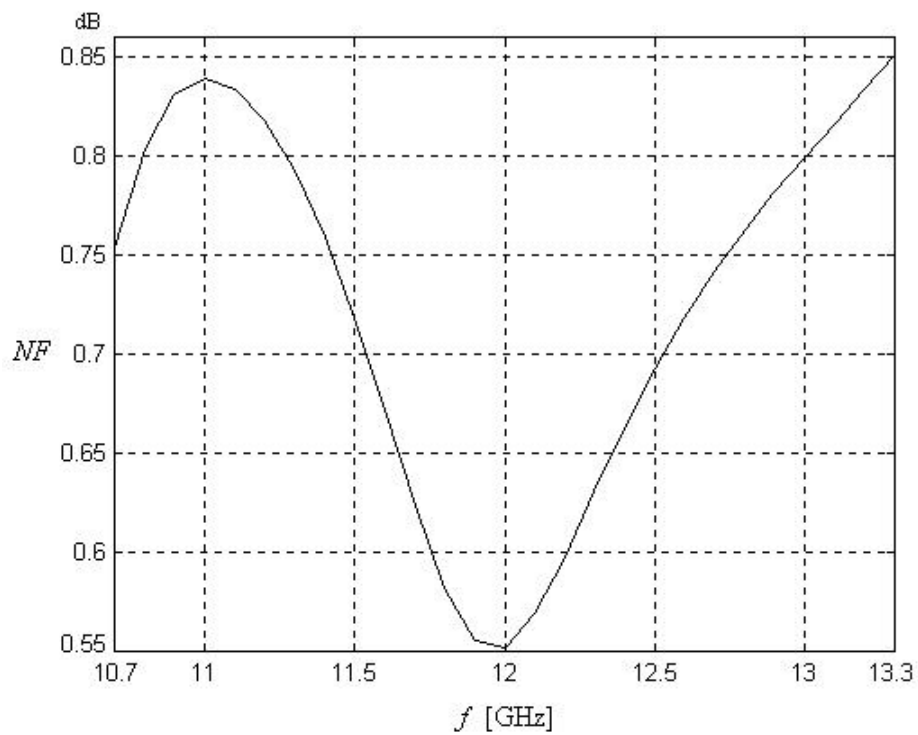


Figura 4.15 Figura de Ruido del amplificador de dos etapas con red de acoplamiento \mathbf{p} optimizada.

Los resultados de las longitudes optimizadas son presentadas en la *Tabla 4.1* y el diseño final del amplificador de dos etapas es mostrado en la *Figura 4.16*.

	l_1	l_2	l_3	l_4	l_5	l_{11}	l_{12}	l_{13}
mm	2.66	5.84	3.34	5.21	3.34	2.65	1.61	2.26

Tabla 4.1 Longitudes optimizadas para el amplificador de dos etapas.

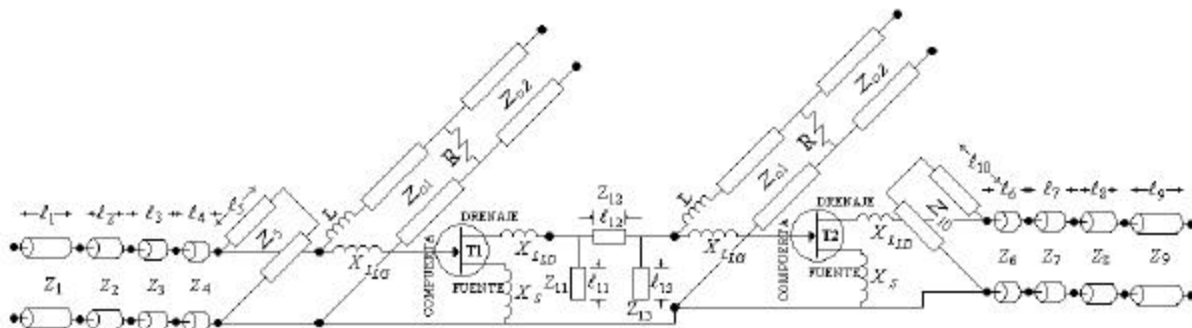


Figura 4.16 Diseño final del amplificador de dos etapas.

4.2 Diseño del Amplificador de tres etapas

De la *Figura 4.13*, podemos observar que no es posible cumplir con uno de los requerimientos de diseño, es decir, que con el diseño del amplificador de dos etapas, no cumplimos con el parámetro de ganancia que debe ser al menos 30 dB. Por ello, es deseable aumentar otra etapa al amplificador para poder cumplir con todos los parámetros de diseño establecidos en la sección 3.1. Para ello se propone adicionar una etapa intermedia que comprende una red π (igual que la de la sección anterior) y un transistor con su circuito anti-oscilaciones, y sus respectivas inductancia de compuerta y drenaje debida a los contactos ($X_{L_{LD}} = X_{L_{LG}} = 10W @ 12GHz$), como se muestra en la *Figura 4.17*.

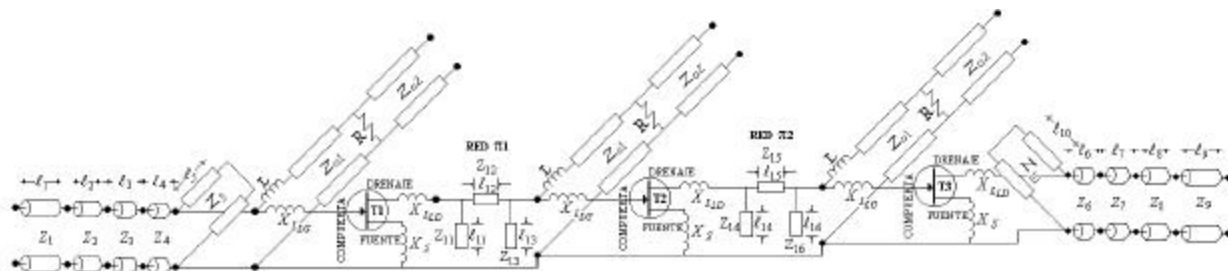


Figura 4.17 Primera propuesta para el amplificador de tres etapas.

Los parámetros que se obtienen como resultado de esta primera propuesta, son mostrada en las *Figuras 4.18* a *4.20*.

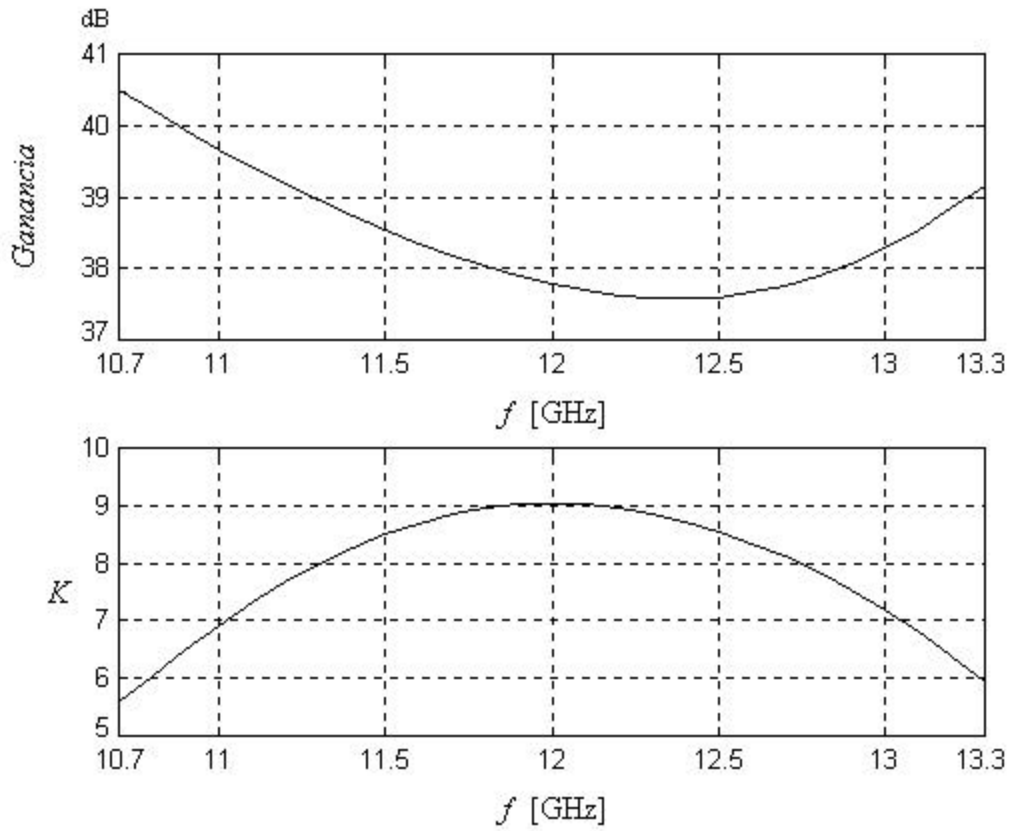


Figura 4.18 Ganancia y estabilidad del amplificador de tres etapas inicial.

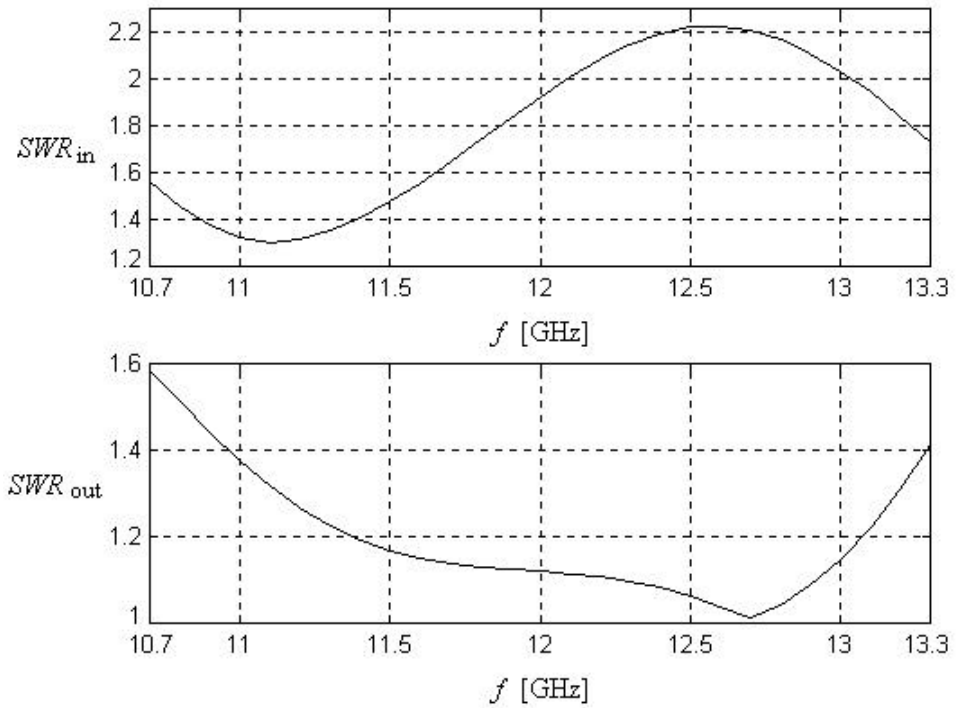


Figura 4.19 SWR_{in} y SWR_{out} del amplificador de tres etapas inicial.

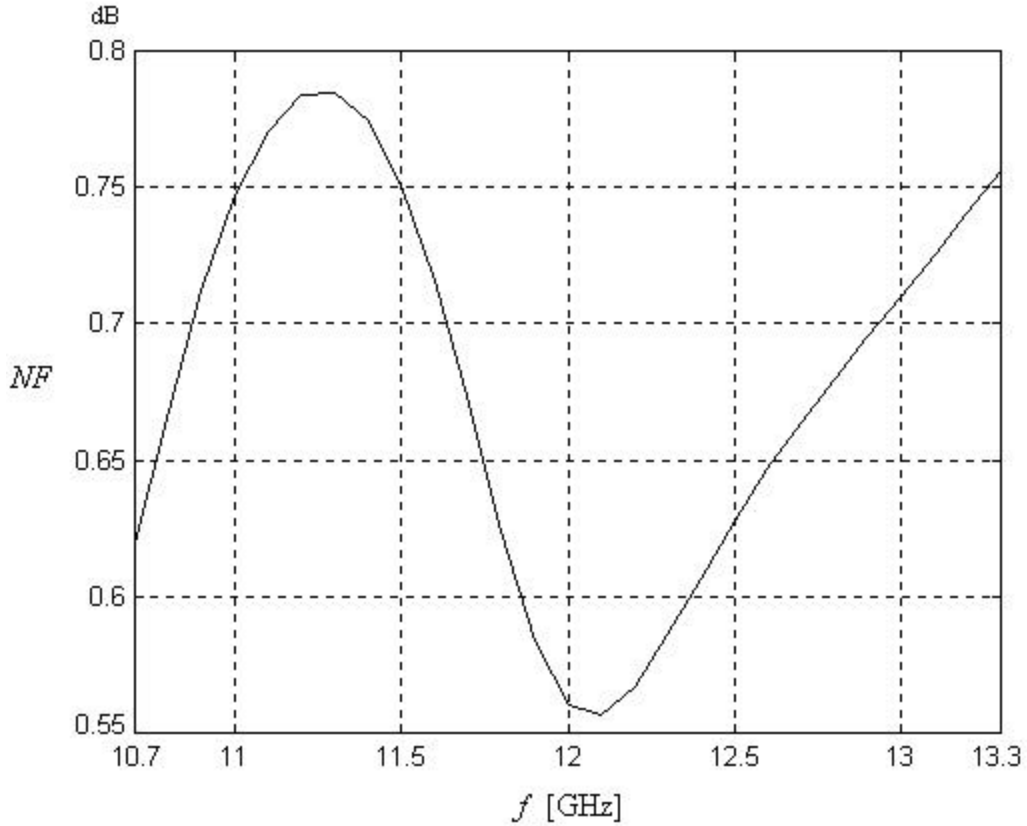


Figura 4.20 Figura de Ruido del amplificador de tres etapas inicial.

Ahora se procederá a optimizar las longitudes del transformador binomial y del stub de salida, así como las longitudes de los elementos de la red π 2, es decir $l_6, l_7, l_8, l_9, l_{10}, l_{14}, l_{15}$ y l_{16} . Los parámetros que se usaran de referencia para alcanzar la optimización son: $SWR_{in} < 1.5$, $SWR_{out} < 1.5$, Figura de Ruido (NF) < 1 dB, Ganancia > 35 dB y Variación de Ganancia < 3 dB.

Los resultados que se obtuvieron de la mejor optimización, son presentados en las Figuras 4.21 a 4.23 y las longitudes optimizadas son presentadas en la Tabla 4.2.

	l_6	l_7	l_8	l_9	l_{10}	l_{14}	l_{15}	l_{16}
mm	1.74	7.94	8.42	7.18	8.51	1.91	0.97	3.90

Tabla 4.2 Longitudes optimizadas para el amplificador de tres etapas.

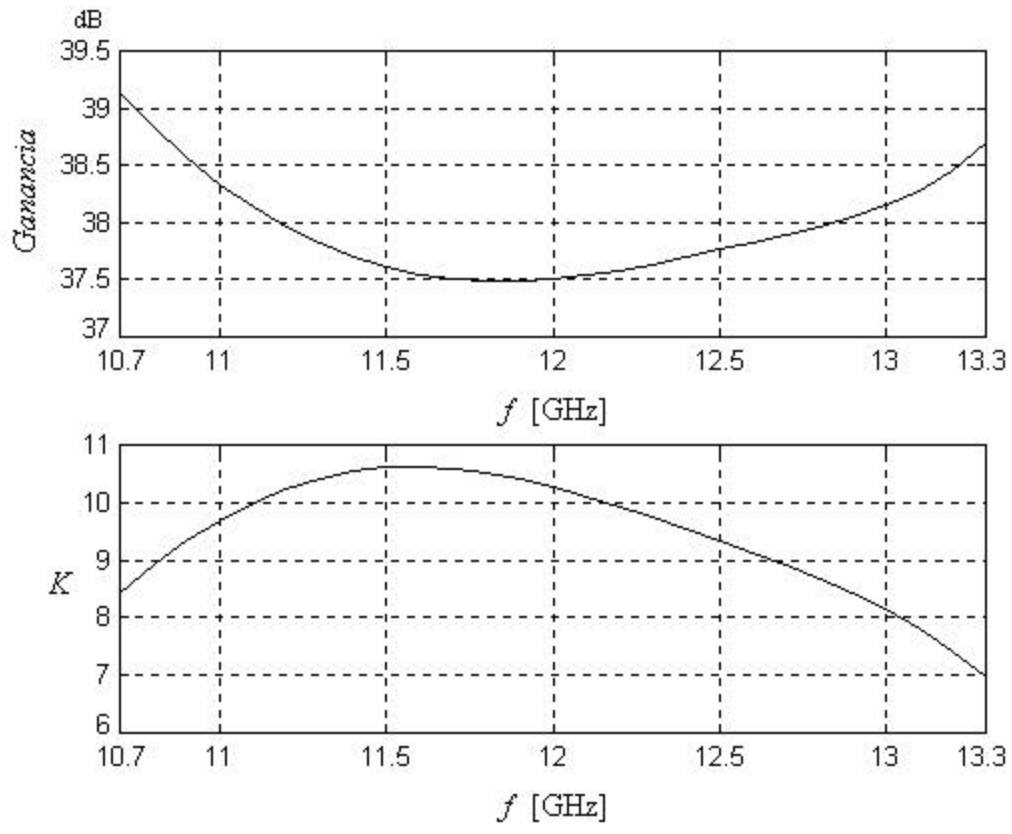


Figura 4.21 Ganancia y estabilidad del amplificador de tres etapas optimizado.

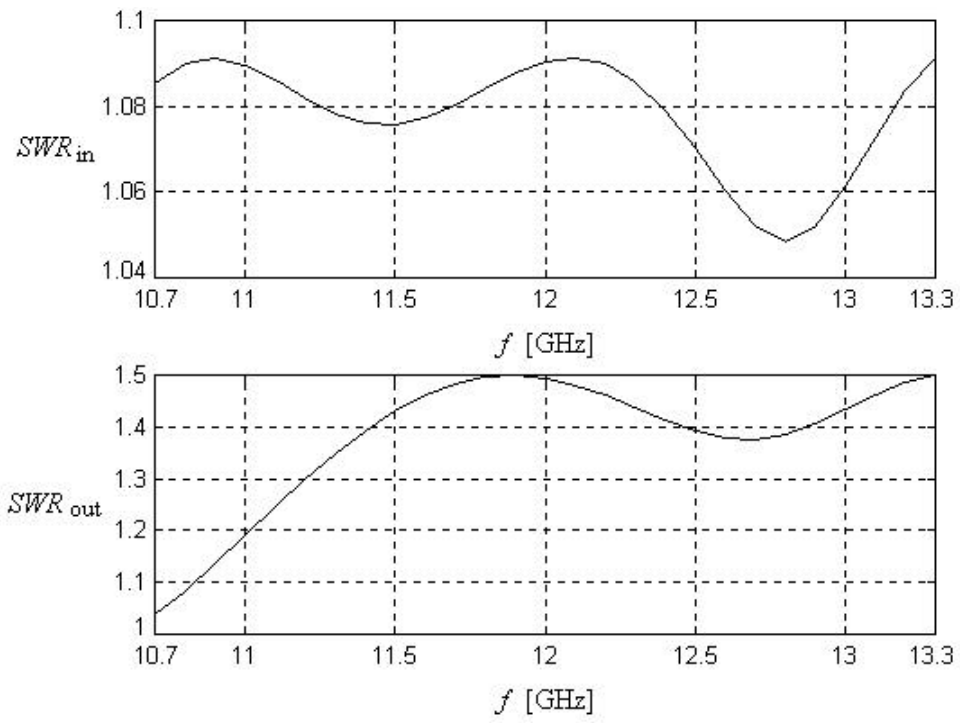


Figura 4.22 SWR_{in} y SWR_{out} del amplificador de tres etapas optimizado.

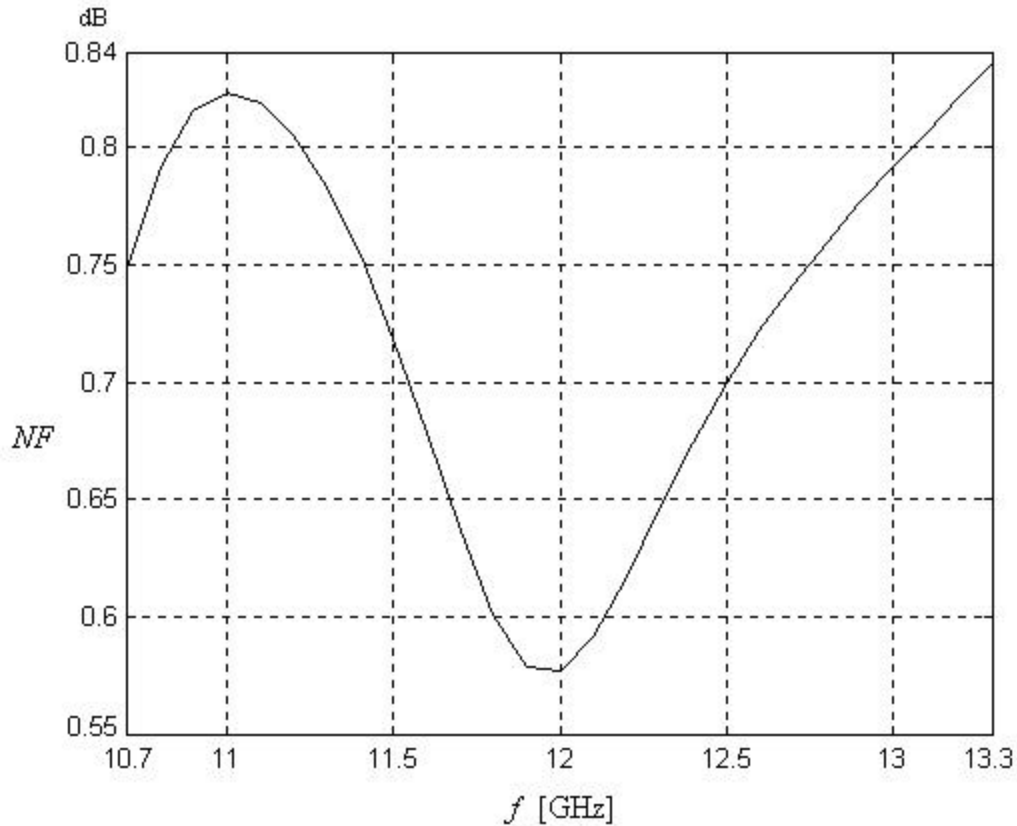


Figura 4.23 Figura de Ruido del amplificador de tres etapas optimizado.

Conclusiones

Para el diseño de la segunda y tercera etapa, el análisis se debe enfocar en los demás parámetros como son la razón de onda estacionaria de entrada y de salida, el coeficiente de ganancia y la variación de ganancia. Para la segunda etapa, no se consideraron algún otro elemento para introducirlos dentro la optimización y así poder cumplir con el $SWR_{in} < 2$, debido a que no era nuestra meta final de diseño. En caso de que hubiese sido el diseño final y no lográramos cumplir con algún parámetro, entonces tendríamos que hacer variar las impedancias del transformador binomial y del stub de entrada, entre el 10 y 20% de su valor, hasta alcanzar la optimización deseada.

En la siguiente tabla se muestran los valores de los parámetros alcanzados, para el diseño de dos etapas,

Parámetro	Parámetro alcanzado en el diseño de dos etapas
<i>Ganancia [dB]</i>	23.86 min.
<i>Variación de ganancia [dB]</i>	2.86 max.
SWR_{in}	1.1 max.
SWR_{out}	2.1 max.
<i>Figura de Ruido [dB]</i>	0.85 max.

De acuerdo con lo visto en la sección 4.2, es muy fácil agregar otra etapa de amplificación al diseño y con ello podremos lograr la ganancia que necesitamos. Si se necesita agregar otra etapa, el único parámetro que se vería afectado, sería la razón de onda estacionaria de salida del amplificador final, pero esto se puede solucionar optimizando solo las longitudes del transformador binomial y el stub de salida. Los demás parámetros no serían afectados significativamente, y por lo tanto podríamos decir que solo se tendría que optimizar un parámetro.

En la siguiente tabla se muestran los valores de los parámetros alcanzados, para el diseño de tres etapas,

Parámetro	Parámetro alcanzado en el diseño de tres etapas
<i>Ganancia [dB]</i>	37.5 min.
<i>Variación de ganancia [dB]</i>	1.65 max.
SWR_{in}	1.1 max.
SWR_{out}	1.5 max.
<i>Figura de Ruido [dB]</i>	0.84 max.

Conclusiones Generales

La tecnología empleada para el desarrollo de nuevos dispositivos de microondas, ha avanzado considerablemente en los últimos años, al grado que hoy en día es posible encontrar amplificadores con muy bajas figuras de ruido; en lo que se refiere a las técnicas de bajo ruido, la tecnología PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor), ha permitido obtener transistores para microondas con figuras de ruido menores de 1 dB en la banda **ku** (hasta 0.65 dB @ 18GHz, Anexo A).

El método de resonancia transversal, es un método simple para obtener la frecuencia de corte y la impedancia característica de una guía de ondas H. Solo se necesitan algunos antecedentes de teoría electromagnética tales como teoría de línea de transmisión y guías de ondas rectangulares.

Comparado con la guía de ondas rectangulares, la guía de ondas H tiene las siguientes ventajas: ancho de banda amplio para el modo fundamental de operación, impedancia baja y frecuencia de corte baja. El ancho de banda para el modo fundamental de operación de 5:1 o más, es fácilmente obtenible con la guía de ondas H. La frecuencia de corte baja produce una sección transversal pequeña y por lo tanto un tamaño compacto de los componentes de guía de ondas H. La impedancia baja permite una transición fácil a líneas de transmisión planas tales como cinta o microcinta. Debido a estas ventajas, las guías de ondas H han encontrado extensas aplicaciones y usos en componentes activos y pasivos para microondas, incluyendo filtros.

De acuerdo al diseño de un amplificador de una etapa, el único parámetro desfavorable es la razón de onda estacionaria de entrada (SWR_{in}), el cual alcanza un nivel inaceptable para estas frecuencias. Con este parámetro no se puede hacer nada y por ello no es recomendable hacer un amplificador de una sola etapa.

Parámetro	Parámetro alcanzado en el diseño de una etapa
<i>Ancho de banda [GHz]</i>	10.7 a 13.3
<i>Ganancia [dB]</i>	12.2 min.
<i>Variación de ganancia [dB]</i>	1.84 max.
SWR_{in}	4.5 max.
SWR_{out}	1.25 max.
<i>Figura de Ruido [dB]</i>	0.63 max.

La red π para interconectar dos etapas, cumple con la función por las que se propuso, es decir, reduce el SWR_{in} en la entrada del amplificador. Esto es logrado por la red π , transformando la impedancia de la segunda etapa en una impedancia de carga, colocada en la salida de la primera etapa para obtener el SWR_{in} que se desea.

Los parámetros logrados en el diseño del amplificador de bajo ruido multi-etapas, satisfacen las especificaciones del diseño planteados y son altamente competitivas con los amplificadores comerciales. Una tabla comparativa entre los parámetros de diseño especificados y los parámetros alcanzados en el diseño, se presenta a continuación.

Parámetro	Especificaciones de diseño	Valores de los parámetros alcanzados en el diseño final
<i>Ancho de banda [GHz]</i>	10.7 a 13.3	10.7 a 13.3
<i>Ganancia [dB]</i>	30 min.	37.5 min.
<i>Variación de ganancia [dB]</i>	3 max.	1.65 max.
<i>SWR_{in}</i>	1.5 max.	1.1 max.
<i>SWR_{out}</i>	1.5 max.	1.5 max.
<i>Figura de Ruido [dB]</i>	1 max.	0.84 max.

La técnica o metodología empleada para alcanzar estos parámetros, es el uso de Transformadores Binomiales, redes π para la interconexión de etapas de amplificación y guía de ondas H como líneas de transmisión base. Para el diseño de amplificadores a frecuencias más altas, se necesitan considerar otros aspectos adicionales. Sin embargo, la técnica utilizada en el presente trabajo y la experiencia alcanzada, nos puede permitir incursionar en el diseño de amplificadores para la banda milimétrica, los cuales representan en la actualidad, una tendencia en el desarrollo de las comunicaciones vía satélite.

Referencias y Bibliografía

- [BUC02] Thomas J. Buck “*PWB Design and Manufacturing Considerations For High Speed Digital Interconnection*”, Dynamic Details, Inc. 2002
- [CHE95] A. V. Chenakin, V. I. Skachko “*Waveguide transistor amplifiers*”, 5th International Symposium on Recent Advances in Microwave Technology, Kiev 1995, Ukraine, Proceedings, Vol. 1, p. 337-340.
- [HPC98] Hewlett Packard, *High-Frequency Transistor Primer Part II: NOISE & S-PARAMETER CHARACTERIZATION*, 1998.
- [HP98] Hewlett Packard, AN A009, *Direct Broadcast Satellite Systems*, 1998.
- [MAR65] Nathan Marcuvitz, *Waveguide Handbooks*, New York: Dover Publications, November 1965, 428 p.
- [MED93] Max W. Medley, *Microwaves and RF Circuits: Analysis and Design*, Artech House, 1993.
- [POZ90] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison Wesley, 1990.
- [ROT56] H. Rothe, W. Dahkle, *Theory of Noise Four poles*, Proceeding of the IRE, Vol. 44, Junio de 1956, pp. 811-818.
- [SUN90] K. S. Sunduchkov, V. V. Galitsin, A. P. Tuzenko, *Amplificador de Bajo Ruido para Microondas con la entrada acoplada*, Radiotekhnika, 1990, No. 10, pp. 78 – 81, en Ruso.
- [VEN75] G. D. Vendelin, “*Feedback effects on the Noise Performance of GaAs MESFET*” IEE MTT-S Int. Microwave Symp., 1975, pp. 324-326.
- [VEN90] G. D. Vendelin, *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*, John Wiley & Sons, 1990.
- [ZAR86] Zargano, Gennadii Filippovich; Liapin, Vladimir Pavlovich; Mikhalevskii, Vadim Sergeevich; Sinel'nikov, Iurii Mikhailovich; Siniavskii, Gennadii Petrovich, *Waveguides of complex cross sections*, Moscow, Izdatel'stvo Radio i Sviaz', 1986, 124 p. In Russian.
- [SCT99] Secretaría de Comunicaciones y Transportes, *Cuadro de Atribución Nacional de Frecuencias*, México 1999.

ANEXO A



2–18 GHz Ultra Low Noise Pseudomorphic HEMT

Technical Data

ATF-36077

Features

- PHEMT Technology
- Ultra-Low Noise Figure:
0.5 dB Typical at 12 GHz
0.3 dB Typical at 4 GHz
- High Associated Gain:
12 dB Typical at 12 GHz
17 dB Typical at 4 GHz
- Low Parasitic Ceramic Microstrip Package
- Tape-and-Reel Packing Option Available

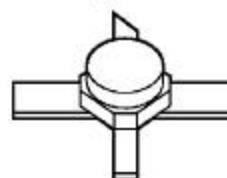
Applications

- 12 GHz DBS LNB (Low Noise Block)
- 4 GHz TVRO LNB (Low Noise Block)
- Ultra-Sensitive Low Noise Amplifiers

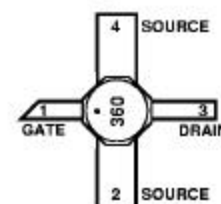
Description

Agilent's ATF-36077 is an ultra-low-noise Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (PHEMT), packaged in a low parasitic, surface-mountable ceramic package. Properly matched, this transistor will provide typical 12 GHz noise figures of 0.5 dB, or typical 4 GHz noise figures of 0.3 dB. Additionally, the ATF-36077 has very low noise resistance, reducing the sensitivity of noise performance to variations in input impedance match, making the design of broadband low noise amplifiers much easier. The premium sensitivity of the ATF-36077 makes this device the ideal choice for use in the first stage of extremely low noise cascades.

77 Package



Pin Configuration



Note: 1. See Noise Parameter Table.

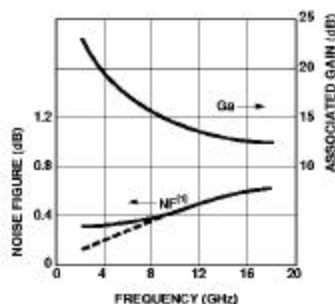


Figure 1. ATF-36077 Optimum Noise Figure and Associated Gain vs. Frequency for $V_{GS} = 1.5$ V, $I_D = 10$ mA.

The repeatable performance and consistency make it appropriate for use in Ku-band Direct Broadcast Satellite (DBS) Television systems, C-band Television Receive Only (TVRO) LNAs, or other low noise amplifiers operating in the 2-18 GHz frequency range.

This GaAs PHEMT device has a nominal 0.2 micron gate length with a total gate periphery (width) of 200 microns. Proven gold based metalization systems and nitride passivation assure rugged, reliable devices.

ATF-36077 Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum
V_{DS}	Drain - Source Voltage	V	+3
V_{GS}	Gate - Source Voltage	V	-3
V_{GD}	Gate-Drain Voltage	V	-3.5
I_D	Drain Current	mA	I_{DS}
P_T	Total Power Dissipation ¹	mW	180
$P_{in\ max}$	RF Input Power	dBm	+10
T_{ch}	Channel Temperature	°C	150
T_{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to 150

Thermal Resistance^(2,3):

$$\theta_{ch-c} = 60^{\circ}\text{C/W}$$

Notes:

- Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
- Measured at $P_{DS} = 15\ \text{mW}$ and $T_{ch} = 100^{\circ}\text{C}$.
- Derate at $16.7\ \text{mW/C}$ for $T_C > 135^{\circ}\text{C}$.

ATF-36077 Electrical Specifications,

$T_C = 25^{\circ}\text{C}$, $Z_0 = 50\ \Omega$, $V_{ds} = 1.5\ \text{V}$, $I_{ds} = 10\ \text{mA}$, (unless otherwise noted).

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
NF	Noise Figure ¹ $f = 12.0\ \text{GHz}$	dB		0.5	0.6
G_A	Gain at NF ¹ $f = 12.0\ \text{GHz}$	dB	11.0	12.0	
g_{m0}	Transconductance $V_{GS} = 1.5\ \text{V}$, $V_{DS} = 0\ \text{V}$	mS	50	55	
I_{dsat}	Saturated Drain Current $V_{GS} = 1.5\ \text{V}$, $V_{DS} = 0\ \text{V}$	mA	15	25	45
$V_{p\ 10\ \%}$	Pinch-off Voltage $V_{GS} = 1.5\ \text{V}$, $I_{DS} = 10\%$ of I_{ds}	V	-1.0	-0.35	-0.15

Note:

- Measured in a fixed tuned environment with source = 0.54 at 15 Ω Γ load = 0.48 at 16 Ω

ATF-36077 Characterization Information,

$T_C = 25^{\circ}\text{C}$, $Z_0 = 50\ \Omega$, $V_{ds} = 1.5\ \text{V}$, $I_{ds} = 10\ \text{mA}$, (unless otherwise noted).

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Typ.
NF	Noise Figure (Tuned Circuit)	$f = 4\ \text{GHz}$	0.3
		$f = 12\ \text{GHz}$	0.5
G_A	Gain at Noise Figure (Tuned Circuit)	$f = 4\ \text{GHz}$	17
		$f = 12\ \text{GHz}$	12
$S_{12\ \text{off}}$	Reverse Isolation $f = 12\ \text{GHz}$, $V_{GS} = 1.5\ \text{V}$, $V_{DS} = -2\ \text{V}$	dB	14
$P_{1\text{dB}}$	Output Power at 1 dB Gain Compression	$f = 4\ \text{GHz}$	5
		$f = 12\ \text{GHz}$	5
$V_{GS\ 10\ \text{mA}}$	Gate to Source Voltage for $I_{DS} = 10\ \text{mA}$	V	-0.2

Note:

- See noise parameter table.

ATF-36077 Typical Scattering Parameters,Common Source, $Z_0 = 50\Omega$, $V_{DS} = 1.5\text{ V}$, $I_b = 10\text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}		dB	S_{21}		dB	S_{12}		S_{22}	
	Mag.	Ang.		Mag.	Ang.		Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
1.0	0.99	-17	14.00	5.010	163	-36.08	0.016	78	0.60	-14
2.0	0.97	-33	13.81	4.904	147	-30.33	0.030	66	0.59	-28
3.0	0.94	-49	13.53	4.745	132	-27.25	0.043	54	0.57	-41
4.0	0.90	-65	13.17	4.556	116	-25.32	0.054	43	0.55	-54
5.0	0.86	-79	12.78	4.357	102	-24.04	0.063	33	0.53	-66
6.0	0.82	-93	12.39	4.162	88	-23.17	0.069	24	0.50	-78
7.0	0.78	-107	12.00	3.981	75	-22.58	0.074	16	0.48	-89
8.0	0.75	-120	11.64	3.820	62	-22.17	0.078	8	0.46	-99
9.0	0.72	-133	11.32	3.682	49	-21.90	0.080	1	0.44	-109
10.0	0.69	-146	11.04	3.566	37	-21.71	0.082	-6	0.42	-119
11.0	0.66	-159	10.81	3.473	25	-21.57	0.083	-13	0.40	-129
12.0	0.63	-172	10.63	3.401	13	-21.44	0.085	-19	0.38	-139
13.0	0.61	-175	10.50	3.349	1	-21.32	0.086	-25	0.37	-149
14.0	0.60	-161	10.41	3.315	-12	-21.19	0.087	-32	0.35	-160
15.0	0.58	-147	10.36	3.296	-24	-21.04	0.089	-39	0.33	-171
16.0	0.57	-131	10.34	3.289	-37	-20.87	0.091	-47	0.31	-177
17.0	0.56	-114	10.34	3.289	-50	-20.69	0.092	-55	0.29	-164
18.0	0.57	-97	10.35	3.291	-64	-20.53	0.094	-65	0.26	-148

ATF-36077 Typical "Off" Scattering Parameters,Common Source, $Z_0 = 50\Omega$, $V_{DS} = 1.5\text{ V}$, $I_b = 0\text{ mA}$, $V_{GS} = -2\text{ V}$

Freq. GHz	S_{11}		dB	S_{21}		dB	S_{12}		S_{22}	
	Mag.	Ang.		Mag.	Ang.		Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
11.0	0.96	-139	-14.2	0.19	-43	-14.2	0.19	-43	0.97	-125
12.0	0.95	-152	-14.0	0.20	-56	-14.0	0.20	-56	0.97	-137
13.0	0.94	-166	-13.8	0.20	-69	-13.8	0.20	-68	0.96	-149



Agilent Technologies
Innovating the HP Way

ATF-36077 Typical Noise Parameters,

Common Source, $Z_0 = 50\Omega$, $V_{DS} = 1.5\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$

Freq. GHz	$F_{min}^{(1)}$ dB	Mag. Γ_{opt}	Ang.	R_n/Z_0 -
1	0.30	0.95	12	0.40
2	0.30	0.90	25	0.20
4	0.30	0.81	51	0.17
6	0.30	0.73	76	0.13
8	0.37	0.66	102	0.09
10	0.44	0.60	129	0.05
12	0.50	0.54	156	0.03
14	0.56	0.48	-174	0.02
16	0.61	0.43	-139	0.05
18	0.65	0.39	-100	0.09

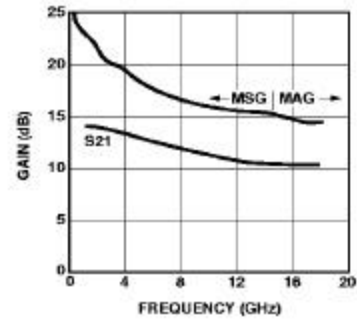
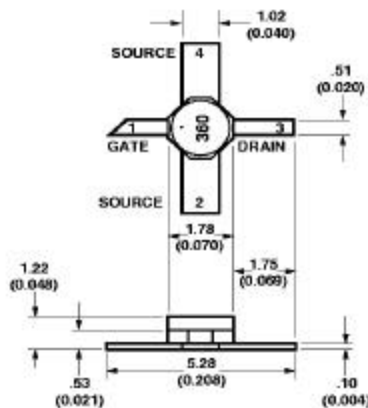


Figure 2. Maximum Available Gain, Maximum Stable Gain and Insertion Power Gain vs. Frequency $V_{DS} = 1.5\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$.

Note:

1. The F_{min} values at 2, 4, and 6 GHz have been adjusted to reflect expected circuit losses that will be encountered when matching to the optimum reflection coefficient (Γ_{opt}) at these frequencies. The theoretical F_{min} values for these frequencies are: 0.10 dB at 2 GHz, 0.20 dB at 4 GHz, and 0.29 dB at 6 GHz. Noise parameters are derived from associated s parameters, packaged device measurements at 12 GHz, and die level measurements from 6 to 18 GHz.

77 Package Dimensions



TYPICAL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES).

Part Number Ordering Information

Part Number	No. of Devices	Container
ATF-36077-TR ¹	1000	7" Reel
ATF-36077-STR	10	strip

Note:

2. For more information, see "Tape and Reel Packaging for Semiconductor Devices," in "Communications Components" Designer's Catalog.

www.semiconductor.agilent.com

Data subject to change.

Copyright © 1999 Agilent Technologies

Obsoleter 5962-0198E

5965-8726E (11/99)

ANEXO B

CUADRO NACIONAL DE ATRIBUCIÓN DE FRECUENCIAS MÉXICO 1999. [SCT99]

EL CUADRO					
INTERNACIONAL GHz			MÉXICO GHz	Notas MEX	
Región 1	Región 2	Región 3	Servicios		
10.7 – 11.7 FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio – Tierra) S5.441 S5.484A (Tierra - espacio) S5.484 MÓVIL salvo móvil aeronáutico	10.7 – 11.7 FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio – Tierra) S5.441 S5.484A MÓVIL salvo móvil aeronáutico	10.7 – 11.7 FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio – Tierra) S5.441 S5.484A MÓVIL salvo móvil aeronáutico	10.7 – 11.7 FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio – Tierra) S5.441 S5.484A	MEX144 MEX167 MEX168 MEX173	
11.7 – 12.5 FIJO RADIODIFUSIÓN RADIODIFUSIÓN POR SATÉLITE MÓVIL salvo móvil aeronáutico	11.7 – 12.1 FIJO S5.486 FIJO POR SATÉLITE (espacio – Tierra) S5.484A Móvil salvo móvil aeronáutico S5.485 S5.488	11.7 – 12.2 FIJO MÓVIL salvo móvil aeronáutico RADIODIFUSIÓN RADIODIFUSIÓN POR SATÉLITE	11.7 – 12.1 FIJO POR SATÉLITE (espacio - Tierra) S5.484A Fijo S5.486 S5.485 S5.488	MEX167 MEX168 MEX171 MEX174	
	12.1 - 12.2 FIJO POR SATÉLITE (espacio - Tierra) S5.484A S5.485 S5.488 S5.489		S5.487 S5.487A S5.492	12.1 - 12.2 FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio - Tierra) S5.484A S5.485 S5.488	MEX167 MEX168 MEX171 MEX174
	12.2 - 12.7 FIJO MÓVIL salvo móvil aeronáutico RADIODIFUSIÓN RADIODIFUSIÓN POR SATÉLITE S5.487 S5.487A S5.492		12.2 - 12.5 FIJO MÓVIL salvo móvil aeronáutico RADIODIFUSIÓN S5.484A S5.487 S5.491	12.2 - 12.7 RADIODIFUSIÓN RADIODIFUSIÓN POR SATÉLITE S5.487A S5.488 S5.490 S5.492	MEX167 MEX168 MEX175
12.5 - 12.75 FIJO POR SATÉLITE (espacio – Tierra) S5.484A (Tierra - espacio) S5.494 S5.495 S5.496	S5.487A S5.488 S5.490 S5.492 12.7 - 12.75 FIJO FIJO POR SATÉLITE (Tierra - espacio) MÓVIL salvo móvil aeronáutico	12.5 - 12.75 FIJO FIJO POR SATÉLITE (espacio - Tierra) S5.484A MÓVIL salvo móvil aeronáutico RADIODIFUSIÓN POR SATÉLITE S5.493	S5.487A S5.488 S5.490 S5.492 12.7 - 13.25 FIJO FIJO POR SATÉLITE (Tierra - espacio) S5.441	MEX144 MEX167 MEX168 MEX176	
12.75 - 13.25 FIJO FIJO POR SATÉLITE (Tierra - espacio) S5.441 MÓVIL Investigación espacial (espacio lejano) (espacio - Tierra)					

Regiones

La **UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES (UIT-ITU)** dividió al planeta en tres regiones, en las cuales la distribución de las frecuencias para los distintos usos y servicios son similares para los países que integran una región determinada. La **REGIÓN 1** es Europa, África, El Medio Oriente, Mongolia y las Repúblicas de la ex-Unión Soviética. La **REGIÓN 2** son los países de América. La **REGIÓN 3** es el resto del Mundo, principalmente Asia y Oceanía.

Descripción de notas internacionales

S5.441 La utilización 4 500 – 4800 MHz (espacio – Tierra) y 6 725 – 7 025 MHz (Tierra espacio) por el servicio fijo por satélite se ajustará a las disposiciones del apéndice **S30B**. La utilización de las bandas 10.7 – 10.95 GHz (espacio – Tierra), 11.2 – 11.45 GHz (espacio – Tierra) y 12.75 – 13.25 GHz (Tierra - espacio) por los satélites geoestacionarios del servicio fijo por satélite se ajustará a las disposiciones del apéndice **S30B**. La utilización de las bandas 10.7 – 10.95 GHz (espacio – Tierra), 11.2 – 11.45 GHz (espacio – Tierra) y 12.75 – 13.25 GHz (Tierra - espacio) por los sistemas de satélites no geoestacionarios del servicio fijo por satélite se ajustará a las disposiciones de la Resolución **130 (CMR-97)**. (CMR-97)

S5.484 En la Región 1, la utilización de la banda 10.7 – 11.7 GHz por el servicio fijo por satélite (Tierra - espacio) está limitada a los enlaces de conexión para el servicio de radiodifusión por satélite.

S5.484A La utilización de las bandas 10.95 – 11.2 GHz (espacio – Tierra), 11.45 – 11.7 GHz (espacio – Tierra), 11.7 – 12.2 GHz (espacio – Tierra) en la Región 2, 12.2 – 12.75 GHz (espacio – Tierra) en la Región 3, 12.5 – 12.75 GHz (espacio – Tierra) en la Región 1, 13.75 – 14.5 GHz (Tierra - espacio), 17.8 – 18.6 GHz (espacio – Tierra), 19.7 – 20.2 (espacio – Tierra), 27.5 – 28.6 GHz (Tierra - espacio) y 29.5 – 30 GHz (Tierra - espacio) por los sistemas de satélites geoestacionarios y no geoestacionarios del servicio fijo por satélite está sujeta a las disposiciones de la Resolución **130 (CMR-97)**. La utilización de la banda 17.8 – 18.1 GHz (espacio – Tierra) por sistemas no geoestacionarios del servicio fijo por satélite está sujeta a lo dispuesto en la Resolución **538 (CMR-97)**. (CMR-97)

S5.185 En la Región 2, en la banda 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 p.i.r.e. máxima superior a 53 dBW por canal de televisión y no causen una mayor interferencia ni requieran mayor protección contra la interferencia que las asignaciones de frecuencias coordinadas del servicio fijo por satélite. Con respecto a los servicios espaciales, esta banda será utilizada principalmente por el servicio fijo por satélite.

S5.486 *Categoría de servicio diferente:* en México y Estados Unidos, la atribución de la banda 11.7 – 12.1 GHz al servicio fijo es a título secundario (véase el número **S5.32**)

S5.487 En la banda 11.7 – 12.5 GHz, en las Regiones 1 y 3, los servicios fijo, fijo por satélite, móvil, salvo móvil aeronáutico, y de radiodifusión, según sus respectivas atribuciones, no causarán interferencia perjudicial a las estaciones de radiodifusión por satélite que funcionen de acuerdo con las disposiciones del apéndice **S30**.

S5.847A *Atribución adicional:* en la Región 1 la banda 11.7 – 12.5 GHz, en la Región 2 la banda 12.2 – 12.7 GHz y en la Región 3 la banda 11.7 – 12.2 GHz están también atribuidas, al servicio fijo por satélite (espacio – Tierra) a título primario y su utilización está limitada a los sistemas de satélites no geostacionarios y sujeta a lo dispuesto en la Resolución **538 (CMR-97)**. (CMR-97)

S5.488 La utilización de las bandas 11.7 – 12.2 GHz por el servicio fijo por satélite en la Región 2, y 12.2 – 12.7 GHz por el servicio de radiodifusión por satélite en la Región 2, está limitada a los sistemas nacionales u 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 (véase los artículos **S9** y **S11**). Para la utilización de la banda 12.2 – 12.7 GHz por el servicio de radiodifusión por satélite en la región 2, véase el apéndice **S30**.

S5.489 *Atribución adicional:* en Perú, la banda 12.1 – 12.2 GHz está también atribuida a título primario, al servicio fijo.

S5.490 En la Región 2, en la banda 12.2 – 12.7 GHz, los servicios de radiocomunicación terrenal existentes y futuros no causarán interferencia perjudicial a los servicios de radiocomunicación espacial que funcionen de conformidad con el Plan de radiodifusión por satélite para la Región 2 que figura en el apéndice **S30**.

S5.491 *Atribución adicional:* en la Región 3, la banda 12.2 – 12.5 GHz está también atribuida, a título primario, al servicio fijo por satélite (espacio – Tierra) limitado a sistemas nacionales y subregionales. Los límites de densidad de flujo de potencia indicados en el artículo S21, cuadro S-21-4 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 S30, ampliándose la banda de frecuencias aplicable a 12.2 – 12.5 GHz.

S5.492 Las asignaciones a las estaciones del servicio de radiodifusión por satélite conforme al Plan regional pertinente de apéndice **S30** podrán ser utilizadas también para transmisiones del servicio fijo por satélite (espacio – Tierra), a condición de que dichas transmisiones no causen mayor interferencia ni requieran mayor protección contra la interferencia que las transmisiones del servicio de radiodifusión por satélite que funcionen de comodidad con esta Plan. Con respecto a los servicios de radiocomunicación espacial, esta banda será utilizada principalmente por el servicio de radiodifusión por satélite. (CMR-97)

S5.493 En la Región 3, en la banda 12.5 – 12.75 GHz, el servicio de radiodifusión por satélite está limitado a una densidad de flujo de potencia que no rebase el valor de $-111 \text{ dB(W/m}^2\text{)/27 MHz}$ para todas las condiciones y para todas los métodos de modulación en el borde de la zona de servicio. (CMR-97)

S5.494 *Atribución adicional:* en Argelia, Angola, Arabia Saudita, Bahrein, Camerún, República Centroafricana, Congo Côte d'Ivoire, Egipto, Emiratos Árabes Unidos, Eritrea, Etiopía, Gabón, Ghana, Guinea, Iraq, Israel, Jordania, Kuwait, Líbano, Libia, Madagascar, Malí, Marruecos, Mongolia, Nigeria, Qatar, Rep. Dem. del Congo, Siria, Senegal, Somalia, Sudán, Chad, Togo y Yemen, la banda 12.5 – 12.75 GHz está también atribuida, a título primario, a los servicios fijo y móvil, salvo móvil aeronáutico. (CMR-97)

S5.495 *Atribución adicional:* en Bosnia y Herzegovina, Croacia, Dinamarca, Francia, Grecia, Liechtenstein, Mónaco, Noruega, Uganda, Portugal, Rumania, Eslovenia, Suiza, Tanzania, Túnez y Yugoslavia, la banda 12.5 – 12.75 GHz está también atribuida, a título secundario, a los servicios fijo y móvil, salvo móvil aeronáutico. (CMR-97)

S5.496 *Atribución adicional:* en Austria, Azerbaiyán, Kirguistán, Turkmenistán y Ucrania, la banda 12.5 – 12.75 GHz 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 satélite de los países de la Región 1 distintos se los enumerados en esta nota. No se requiere ninguna coordinación de estas estaciones terrenas con las estaciones de los servicios fijo y móvil de los países enumerados en esta nota. En el territorio de los mismos, se aplicarán los límites de densidad de flujo de potencia en la superficie de la Tierra prescritos en el artículo **S21**, cuadro **S21-4**, para el servicio fijo por satélite. (CMR-97)

Descripción de notas nacionales

MEX144 Las bandas de frecuencias de 1 700 – 2 300 MHz, 2 500 – 2 690 MHz, 6 450 – 7 100 MHz, 10 700 – 11 700 MHz y 12 750 13 250 MHz están atribuidas al servicio fijo multicanal para sistemas de microondas digitales de baja, mediana y alta capacidad, pero actualmente, las bandas de 1 700 – 2 300 MHz y 2 500 – 2 690 MHz están en proceso de despeje para dar cabida a otros servicios de interés público para México (ver **MEX149** y **MEX160**), El acuerdo que establece las normas técnicas de emisión de las tres bandas restantes fue publicado en el **Diario Oficial de la Federación** del 8 de mayo de 1985.

MEX167 El 8 de Noviembre de 1996, se firmó el Protocolo concerniente a la transmisión y recepción de señales de satélites para la prestación de los servicios de difusión directa al hogar por satélite en los Estados Unidos Mexicanos y los Estados Unidos de América. Las bandas a las que se hace referencia en el Protocolo son las siguientes:

Para servicios de Difusión Directa al Hogar por satélites de Servicio Fijo (DDH-SSF):

Enlace ascendente	Enlace descendente
5.925 – 6.425 GHz	3.70 – 4.20 GHz
6.725 – 7.025 GHz	4.50 – 4.80 GHz
12.75 – 13.25 GHz	10.70 – 10.95 GHz 11.20 – 11.45 GHz
13.75 – 14.0 GHz	11.45 – 11.70 GHz 10.95 – 11.20 GHz
14.0 – 14.50 GHz	11.70 – 12.20 GHz

Para Servicios por Satélite de Radiodifusión (SSR)

Enlace ascendente	Enlace descendente
17.30 – 17.80 GHz	12.2 – 12.70 GHz

MEX168 El 16 de Octubre de 1997, se firmó el Protocolo concerniente a la transmisión y recepción de señales de satélites para la prestación de servicios fijos por satélite en los Estados Unidos Mexicanos y en los Estados Unidos de América. En este documento se establecen las condiciones y los criterios técnicos para la prestación de Servicios Fijos por Satélite, hacia, desde, y dentro de los territorios de ambos países. Las bandas a las que se aplica el Protocolo son las siguientes:

Enlace ascendente	Enlace descendente
5.925 – 6.425 GHz	3.70 – 4.20 GHz
6.725 – 7.025 GHz	4.50 – 4.80 GHz *
12.75 – 13.25 GHz	10.70 – 10.95 GHz 11.20 – 11.45 GHz
13.75 – 14.0 GHz	11.45 – 11.70 GHz 10.95 – 11.20 GHz
14.0 – 14.50 GHz	11.70 – 12.20 GHz
17.30 – 17.80 GHz	12.20 – 12.70 GHz
27.50 – 30.00 GHz	17.70 – 20.20 GHz

MEX171 Con el fin de establecer las especificaciones técnicas para los servicios relativos a la conducción de señales entre puntos fijos mediante el uso de satélites mexicanos, se publicó el 16 de Diciembre de 1994 en el **Diario Oficial de la Federación**, la Norma Oficial Mexicana Emergente NOM-EM-113-SCT-1994 y el 22 de Diciembre de 1994, la Norma Oficial Mexicana Emergente, Parte 2: Antenas de transmisión, NOM-EM-113/2-SCT-1994. Bandas comprendidas por dichas Normas:

Enlace ascendente	Enlace descendente
5.925 – 6.425 GHz	3.70 – 4.20 GHz
14.0 – 14.5 GHz	11.7 – 12.2 GHz

MEX173 La banda de 10.7 – 17.7 GHz se utiliza para enlaces de alta capacidad (1920 canales telefónicos por frecuencia asignada). Parte de esta banda se destinará a enlaces de punto a punto de 120 canales telefónicos.

MEX174 La banda 11.7 – 12.2 GHz se utilizará por los Sistemas de Satélites Mexicanos.

MEX175 La banda de 12.2 – 12.7 GHz está reservada para la radiodifusión de la televisión por satélite, en la cual podrá ser operadas técnicas de Televisión Avanzada y Televisión de Alta Definición, entre otras. Actualmente en México se experimenta la radiodifusión terrenal, sin uso de satélite (CAMR-92).

MEX176 La banda de frecuencias de 12.75 – 13.25 GHz es utilizada ampliamente a nivel nacional para el establecimiento de enlaces estudio-planta y de control remoto de las estaciones de televisión del servicio de radiodifusión y del servicio restringido de señales de televisión.