



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

FACULTAD DE INGENIERIA

**DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR PARA MICROONDAS
UTILIZANDO UN ACOPLAMIENTO SIMULTANEO DE GANANCIA
Y RUIDO EN UNA CONFIGURACION CASCODO.**

TESIS

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO ELECTRICO ELECTRONICO
PRESENTA:
JESUS RODRIGUEZ ZAMUDIO**

**DIRECTOR DE TESIS:
M.I. JOSE ISMAEL MARTINEZ LOPEZ**



MEXICO, D. F.

JUNIO DE 2002

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

Agradecimientos

A mis padres Maurilio y Agustina por su cariño, comprensión y apoyo incondicional a lo largo de mi vida.

A mi director de tesis Ismael Martínez por todos los conocimientos que compartió conmigo y por su valioso tiempo dedicado a este trabajo.

Al profesor Dr. Oleksandr Martynyuk por el apoyo y las facilidades otorgadas en el proceso de la tesis y a los profesores M.I. Larry Escobar, M.I. Jorge Rodríguez e Ing. Alejandro Sosa por sus comentarios, sugerencias e interés para la realización de este trabajo.

Al Departamento de Electrónica por todo el apoyo brindado.

A cada una de las personas que participaron en mi desarrollo profesional durante la carrera.

Jesús

Índice General

1	Introducción	3
2	Antecedentes	5
2.1	Redes de Bipuertos	5
2.1.1	Parámetros Z	6
2.1.2	Parámetros Y	7
2.2	Líneas de Transmisión	9
2.2.1	Modelo Eléctrico para una Línea de Transmisión	9
2.2.2	Propagación de Ondas en Líneas de Transmisión	11
2.2.3	Línea sin Pérdidas	12
2.2.4	Línea de Transmisión sin Pérdidas y con Carga	13
2.2.5	Parámetros S	16
2.2.6	Parámetros ABCD	18
2.2.7	Transformador $\lambda/4$	19
2.2.8	Microcinta	21
2.3	Teoría del Ruido	23
2.3.1	Ruido Térmico	23
2.3.2	Ruido de Baja Frecuencia	23
2.3.3	Ruido de Disparo	24
2.4	Transistores para Microondas de Bajo Ruido	24
2.5	Caracterización del Ruido en Transistores	27
2.5.1	Descripción del Ruido en un Bipuerto	28
2.5.2	Influencia de Elementos Externos	34
2.5.3	Matrices de Correlación en Bipuertos Lineales	37
2.5.4	Matriz de Correlación de Bipuertos Básicos	39
2.6	Acoplamiento de Impedancias	41
2.6.1	Acoplamiento para Máxima Ganancia	44
2.6.2	Estabilidad	46
2.6.3	Redes de Entrada para Diseños a Bajo Ruido	48
2.7	Amplificador Cascodo	49
3	Teoría sobre el Acoplamiento Simultáneo	52
4	Diseño del Amplificador	54
4.1	Especificaciones de Diseño	54
4.2	Selección del Transistor	54
4.3	Acoplamiento Simultáneo	58
4.4	Estabilización	66
4.5	Redes de Acoplamiento	69
4.6	Optimización de Parámetros	79
4.7	Redes de Polarización	83

5	Conclusiones	85
6	Referencias	87
7	Anexos	89

1 Introducción

La educación en el campo de microondas, basada en los fundamentos del electromagnetismo, ha sido reconocida como un núcleo esencial en la enseñanza de las ingenierías eléctricas y electrónicas durante los últimos años.

Dado que las técnicas de microondas se desarrollaron rápidamente durante y después de la Segunda Guerra Mundial, se introdujeron los cursos de microondas en los planes de estudios de las ingenierías eléctricas y electrónicas en todo el mundo. Con el fin de la Guerra Fría, la globalización de la industria y la emergente necesidad de las comunicaciones inalámbricas en todas las facetas de la sociedad, la tecnología de microondas ha migrado de los sistemas militares a los sistemas industriales, comerciales y civiles. Donde los sistemas de comunicaciones han sido ampliamente beneficiados por esta tecnología.

El espectro de microondas se define como la parte del espectro donde las ondas electromagnéticas tienen longitudes de onda entre 1 m y 1 mm, que corresponden a las frecuencias de 300 MHz a 300 GHz.

Las microondas tienen atributos que las hacen particularmente útiles para ciertas aplicaciones. La ganancia de la antena es proporcional a su dimensión eléctrica; con lo cual a altas frecuencias es posible obtener una mayor ganancia. Además, las microondas se propagan a través de la ionosfera con pérdidas mínimas, aunque ciertas frecuencias en particular pueden ser atenuadas por la atmósfera o la lluvia. A altas frecuencias se presentan varias resonancias moleculares, atómicas y nucleares que son base para la aplicación de las microondas en el cocimiento de alimentos y en los campos médico e industrial.

Las microondas son de especial importancia en el área de las comunicaciones, donde la posibilidad de ubicar un mayor número de canales de transmisión en altas frecuencias está presente, dando como resultado el aumento de la cantidad de información transmitida.

Un sistema de comunicación inalámbrica, generalmente está compuesto de un transmisor que alimenta a la antena encargada de transmitir las señales que finalmente llegan a la antena del receptor.

El sistema receptor se encargará de amplificar, filtrar, demodular y procesar la información de la señal recibida.

Un factor importante en la calidad de recepción de la señal es la relación señal a ruido a la entrada del demodulador. Si el nivel de la señal no es lo suficientemente alto la calidad resulta ser pobre e incluso se corre el riesgo de que el sistema no opere.

Esto se debe principalmente a que el nivel de la señal de entrada es generalmente muy pequeño y además está contaminado por ruido de otras fuentes.

El Amplificador de Bajo Ruido (*ABR*) es un bloque importante en un sistema de recepción. Su función es la de proporcionar el primer nivel de amplificación de la señal recibida en su entrada sin incrementar significativamente el nivel de ruido.

La aplicación de un *ABR* a la entrada del receptor permitirá el incremento de su sensibilidad, teniendo como una característica principal una figura de ruido baja, la cual determinará predominantemente la figura de ruido de todo el sistema.

El *ABR* determinará la figura de ruido (*NF*) y la relación de onda estacionaria (*ROE*) en la entrada del sistema, ya que el *ABR* es el primer bloque al cual alimenta la señal de la antena.

Este trabajo presenta el diseño de un *ABR* con acoplamiento simultáneo de ruido y ganancia, con buena estabilidad en un intervalo de frecuencias, utilizando una configuración cascodo en donde se aprovechan las ventajas inherentes de la realimentación.

El amplificador de bajo ruido para la banda *L* en el intervalo de 1.4 a 1.545 GHz se diseña para una figura de ruido menor a 0.5 dB y una ganancia de potencia mayor a 25 dB. Mientras que las relaciones de onda estacionaria a la entrada y a la salida deberán estar por debajo de 2.

La presentación del trabajo está dividido en 3 partes, la primera cubre la teoría general de los *ABR* que incluye la teoría de bipuertos, líneas de transmisión, teoría de ruido, acoplamiento de impedancias y las generalidades del amplificador cascodo.

La segunda parte se enfoca en la teoría del acoplamiento simultáneo mientras que en la tercera parte se desarrolla el diseño del amplificador de bajo ruido.

Finalmente se presentan los resultados y conclusiones así como las referencias y anexos citados en el trabajo.

2 Antecedentes

En el análisis de circuitos de microondas generalmente la teoría de circuitos clásica no puede ser usada directamente para resolver los problemas de las redes eléctricas, debido a que las aproximaciones de considerar modelos de parámetros concentrados no son válidas en redes donde las dimensiones físicas de los elementos que la conforman son del orden de las longitudes de onda de la señal, teniendo así cambios significativamente grandes de voltaje y de fase a través de los componentes.

Los sistemas de electrónica de alta frecuencia son generalmente sistemas de parámetros distribuidos y su análisis parte de la teoría electromagnética descrita por las ecuaciones de Maxwell y sus soluciones.

Sin embargo, desde el punto de vista de facilitar una simulación numérica, la teoría de bipuertos provee una descripción completa de cantidades terminales como son el voltaje y la corriente para determinar el desempeño de la red eléctrica en un amplio intervalo de frecuencias.

Asimismo, la teoría de líneas de transmisión y la de acoplamiento de impedancias ofrecen la base para el diseño de las redes de entrada y de salida en cada etapa de amplificación.

2.1 Redes de Bipuertos

Las redes eléctricas pueden ser definidas por el número de terminales externas que se encuentran disponibles para su medición y análisis. Un par de terminales sencillas es una red de un puerto, dos pares de terminales o dos terminales con respecto a tierra representan un bipuerto, etc.

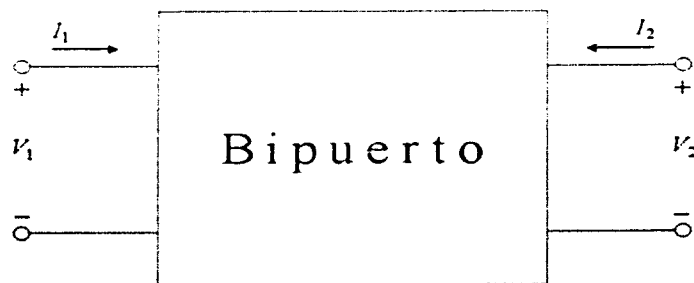


Figura 2.1 Bipuerto.

La red más común encontrada en el análisis y diseño de circuitos es el bipuerto. Esta red puede ser descrita por un conjunto de 4 parámetros independientes que están relacionados con los voltajes y corrientes en las terminales.

Las representaciones de bipuertos más comunes son por medio de parámetros de impedancia (Z), de admitancia (Y), de transmisión ($ABCD$) y parámetros híbridos (H) [1].

2.1.1 Parámetros Z

El bipuerto de la figura 2.2 puede ser descrito mediante las siguientes ecuaciones

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned} \quad (1)$$

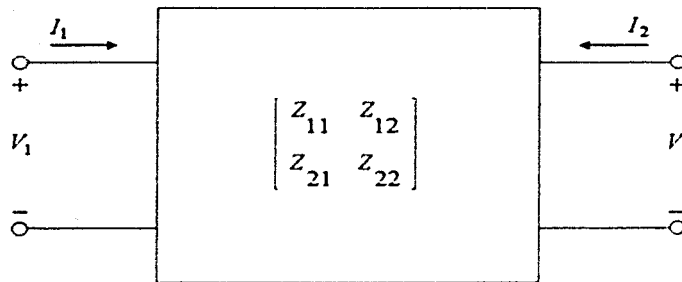


Figura 2.2 Representación de un bipuerto por parámetros Z .

o de forma matricial

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

donde los coeficientes Z_{ij} son determinados al hacer circular la corriente I_j en el puerto j , manteniendo en circuito abierto el puerto opuesto ($I_k = 0$, $k \neq j$) y midiendo el voltaje de circuito abierto en el puerto i ; los parámetros Z_{ii} son las impedancias de entrada vistas desde el puerto i [2].

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right|_{I_k=0, k \neq j} \quad (3)$$

resolviendo se tiene

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} & Z_{12} &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \\ Z_{21} &= \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} & Z_{22} &= \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \end{aligned} \quad (4)$$

2.1.2 Parámetros Y

Para el bipuerto de la figura 2.3 los parámetros se definen por

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 &= Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{aligned} \quad (5)$$

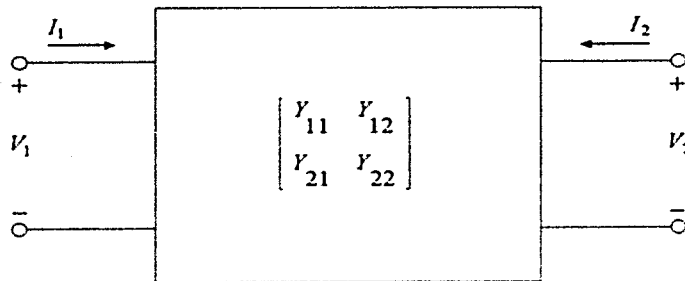


Figura 2.3 Representación de un bipuerto por parámetros Y.

o de forma matricial

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

similarmente, los coeficientes Y_{ij} , son encontrados al aplicar el voltaje V_j en el puerto j , manteniendo en corto circuito el puerto opuesto ($V_k = 0$, $k \neq j$) y midiendo la corriente de corto circuito en el puerto i [2].

$$Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{V_j} \right|_{V_k=0, k \neq j} \quad (7)$$

resolviendo

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} & Y_{12} &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \\ Y_{21} &= \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} & Y_{22} &= \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \end{aligned} \quad (8)$$

2.2 Líneas de Transmisión

Las líneas de transmisión son los elementos pasivos básicos en el diseño de circuitos para microondas. Pueden ser usadas para transmitir señales de microondas de un punto a otro o para construir acopladores direccionales, filtros, divisores de potencia, etc.

Las líneas de transmisión son también usadas extensivamente para acoplar redes en el diseño de amplificadores para microondas, osciladores y mezcladores.

A bajas frecuencias, donde la longitud de la línea de transmisión es mucho más pequeña que la longitud de onda de la señal, el voltaje y la corriente a través de la línea pueden ser considerados como constantes. A altas frecuencias la longitud de onda de la señal es comparable con la dimensión física de la línea. Por lo que el voltaje y la corriente no pueden ser considerados constantes, además, el voltaje y la corriente variarán a lo largo de la línea debido a los efectos de la capacitancia e inductancia distribuidas en la línea [1].

2.2.1 Modelo Eléctrico para una Línea de Transmisión

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

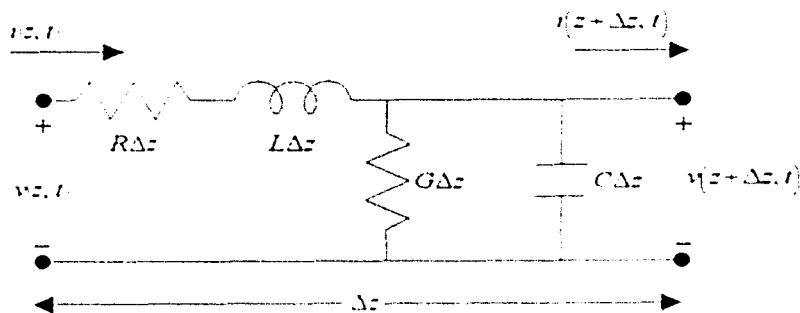


Figura 2.4 Voltaje y corriente en una línea de transmisión.

Como es mostrado en la figura 2.4, una línea de transmisión es generalmente esquematizada como una línea bifilar, ya que las líneas de transmisión para el modo de propagación transversal electromagnético (*TEM*) requieren al menos dos conductores.

Un diferencial de longitud Δz es modelado como una red eléctrica de parámetros concentrados tal y como se muestra en la figura 2.5, donde R , L , G y C son cantidades en unidades por longitud definidas como

- R , Resistencia en serie para ambos conductores, Ω/m .
- L , Inductancia en serie para ambos conductores, H/m .
- G , Conductancia en derivación, S/m .
- C , Capacitancia en derivación, F/m .

donde las unidades Ω , H , S , y F tienen por nombre Ohm, Henry, Siemens y Farad respectivamente.

La inductancia en serie L representa la inductancia mutua total de los dos conductores, mientras que la capacitancia en derivación C es debida a la proximidad de los dos conductores. La resistencia en serie R es debida a la conductividad finita de los conductores, mientras que la conductancia en derivación G es debida a las pérdidas dieléctricas del material entre los conductores: por lo tanto R y G representan pérdidas [2].

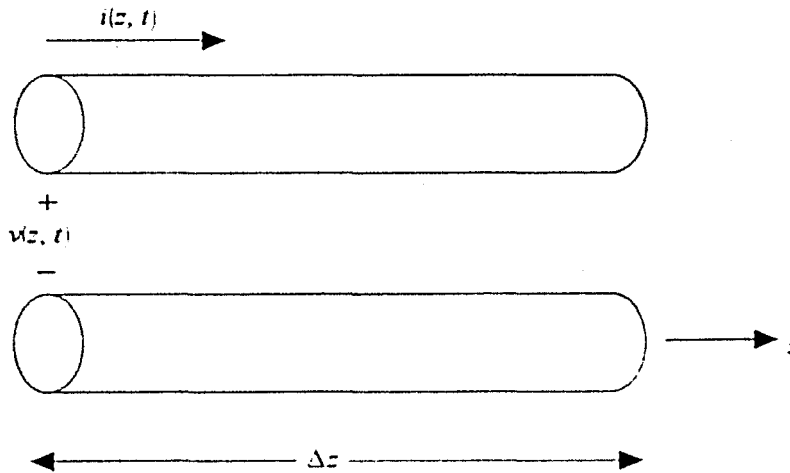


Figura 2.5 Circuito equivalente.

2.2.2 Propagación de Ondas en Líneas de Transmisión

El voltaje y la corriente a través de la línea de transmisión cumplen con las siguientes ecuaciones [2]

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L) I(z) \quad (9)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C) V(z) \quad (10)$$

al resolver simultáneamente dichas ecuaciones se obtienen las ecuaciones de onda para $I(z)$ y $V(z)$

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (11)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (12)$$

donde γ es la constante compleja de propagación y está en función de la frecuencia

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (13)$$

La constante de atenuación α está dada en Nepers por unidad de longitud mientras que la constante de fase β está dada en radianes por unidad de longitud.

Las soluciones generales a las ecuaciones (11) y (12) son

$$V(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z} \quad (14)$$

$$I(z) = I_o^+ e^{-\gamma z} + I_o^- e^{\gamma z} \quad (15)$$

donde los términos $e^{-\gamma z}$ representan la propagación de la ondas en la dirección $+z$, y los términos $e^{\gamma z}$ representan la propagación de la ondas en la dirección $-z$. Aplicando (9) a (14) se obtiene la corriente a través de la línea

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_o^+ e^{-\gamma z} - V_o^- e^{\gamma z}] \quad (16)$$

Comparando esta ecuación con (15), la impedancia característica de la línea de transmisión Z_0 se define como

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (17)$$

la longitud de onda es

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (18)$$

y la velocidad de fase

$$v_f = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (19)$$

2.2.3 Línea sin Pérdidas

Las soluciones anteriores son para el caso general de líneas de transmisión, incluyendo los efectos de pérdidas y observando que los valores de la impedancia característica y de la constante de propagación son complejos.

Sin embargo, en muchos de los casos prácticos, las pérdidas en la línea son muy pequeñas y pueden despreciarse, resultando en una simplificación de las soluciones antes vistas [2].

Haciendo $R = G = 0$, la constante de propagación es

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad (20)$$

mientras que la constante de fase y la constante de atenuación resultan

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (21)$$

$$\alpha = 0 \quad (22)$$

La impedancia característica se reduce a

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (23)$$

que corresponde a un número real.

Las soluciones generales para el voltaje y la corriente de una línea sin pérdidas pueden escribirse como

$$V(z) = V_o^+ e^{-j\beta z} + V_o^- e^{j\beta z} \quad (24)$$

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_0} e^{-j\beta z} + \frac{V_o^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (25)$$

siendo la longitud de onda

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (26)$$

y la velocidad de fase

$$v_f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (27)$$

2.2.4 Línea de Transmisión sin Pérdidas y con Carga

La figura 2.6 muestra una línea de transmisión sin pérdidas con impedancia característica Z_0 terminada en una carga Z_C , se asume que la onda incidente de la forma $V_o^+ e^{-j\beta z}$ es generada desde la fuente a $z < 0$.

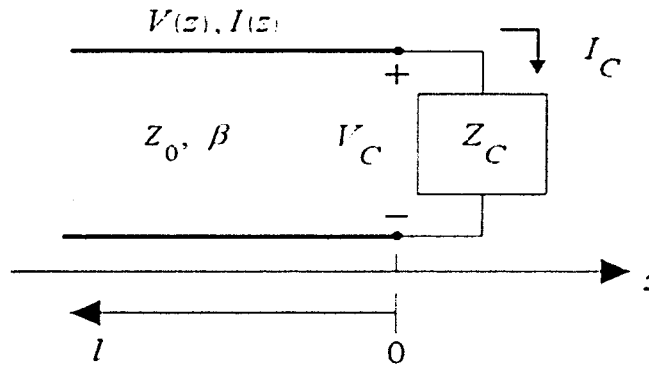


Figura 2.6 Línea de transmisión con carga.

Se observa que la relación de voltaje con la corriente para dicha onda es Z_0 . Pero cuando la línea es terminada en una carga arbitraria $Z_C \neq Z_0$ esta relación debe ser Z_C .

El voltaje y la corriente totales en la carga para $z = 0$ son

$$Z_C = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_o^+ + V_o^-}{V_o^+ - V_o^-} Z_0 \quad (28)$$

resolviendo para V_o^- se tiene

$$V_o^- = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0} V_o^+ \quad (29)$$

La amplitud de la onda de voltaje reflejada normalizada a la amplitud de la onda de voltaje incidente se conoce como el coeficiente de reflexión (Γ)

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0} \quad (30)$$

El voltaje y la corriente totales para una línea pueden ser escritas mediante

$$V(z) = V_o^+ [e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}] \quad (31)$$

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}] \quad (32)$$

De estas ecuaciones se aprecia que el voltaje y la corriente en una línea consisten de la superposición de una onda incidente y una onda reflejada, dichas ondas son llamadas ondas estacionarias.

Cuando Γ es igual a 0 no existe la onda reflejada. Para obtener $\Gamma = 0$, la impedancia de carga Z_C debe ser igual a la impedancia característica Z_0 de la línea de transmisión. Cuando no existe reflexión de una onda incidente, se cumple con la condición de acoplamiento.

Si la carga es acoplada a la línea, $\Gamma = 0$ y la magnitud del voltaje en la línea

$$|V(z)| = |V_o^+| \quad (33)$$

es un valor constante.

Cuando la carga no cumple con la condición de acoplamiento, la presencia de la onda reflejada provoca ondas estacionarias y la magnitud del voltaje en la línea deja de ser constante

$$\begin{aligned} |V(z)| &= |V_o^+| |1 + \Gamma e^{2j\beta z}| = |V_o^+| |1 + \Gamma e^{-2j\beta \ell}| \\ &= |V_o^+| |1 + |\Gamma| e^{j(\theta - 2\beta \ell)}| \end{aligned} \quad (34)$$

donde $\ell = -z$ es la distancia positiva medida desde la carga a $z = 0$ y θ es la fase del coeficiente de reflexión ($\Gamma = |\Gamma| e^{\theta}$).

Este resultado muestra que la magnitud del voltaje oscila con la posición de z a través de la línea.

El máximo valor ocurre cuando $e^{j(\theta-2\beta\ell)} = 1$

$$V_{\max} = |V_o^+| (1 + |\Gamma|) \quad (35)$$

El mínimo valor ocurre cuando $e^{j(\theta-2\beta\ell)} = -1$

$$V_{\min} = |V_o^+| (1 - |\Gamma|) \quad (36)$$

La relación del voltaje máximo con el voltaje mínimo es llamada Relación de Onda Estacionaria (*ROE*), la cual indica el nivel de desacoplamiento de la línea y se define por

$$ROE = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (37)$$

La *ROE* es un número real que se encuentra entre $1 \leq ROE \leq \infty$, donde *ROE* = 1 implica la condición de acoplamiento.

El coeficiente de reflexión se ha definido como la relación de la onda de voltaje reflejada y la onda de voltaje incidente en la carga ($\ell = 0$), pero puede ser generalizado para cualquier punto ℓ sobre la línea de transmisión.

Haciendo $z = -\ell$, el coeficiente de reflexión es

$$\Gamma(\ell) = \frac{V_o^- e^{-j\beta\ell}}{V_o^+ e^{j\beta\ell}} = \Gamma(0) e^{-2j\beta\ell} \quad (38)$$

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

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

$$Z_{ent} = \frac{V(-\ell)}{I(-\ell)} = \frac{V_o^+ [e^{j\beta\ell} + \Gamma e^{-j\beta\ell}]}{V_o^+ [e^{j\beta\ell} - \Gamma e^{-j\beta\ell}]} Z_0 = \frac{1 + \Gamma e^{-2j\beta\ell}}{1 - \Gamma e^{-2j\beta\ell}} Z_0 \quad (39)$$

Una ecuación más útil resulta

$$Z_{ent} = Z_0 \frac{Z_C + jZ_0 \tan \beta\ell}{Z_0 + jZ_C \tan \beta\ell} \quad (40)$$

Esta última ecuación es de suma importancia ya que provee la impedancia de entrada de una línea de transmisión de longitud ℓ con una impedancia de carga arbitraria Z_C [2].

2.2.5 Parámetros S

En el intervalo de microondas, los parámetros Z y Y son muy complicados de medir. La razón es que los circuitos abiertos y los corto circuitos para las señales de microondas son muy difíciles de llevar a cabo debido a la inductancia y a la capacitancia de la línea.

Estas mediciones requieren de *stubs* sintonizados para cada una de las frecuencias, de tal manera que se puedan reflejar circuitos abiertos o corto circuitos en las terminales del dispositivo. Para dispositivos activos, como transistores o diodos de resistencia negativa, las condiciones de corto circuito y de circuito abierto a menudo resultan en oscilación.

Para resolver estos problemas, los parámetros de dispersión S son usados en frecuencias de microondas.

Al igual que las matrices de impedancia y de admitancia para una red de n -puertos, la matriz de dispersión proporciona una completa descripción del red vista en sus n -puertos.

Las matrices de impedancia y admitancia relacionan los voltajes y corrientes totales en los puertos, mientras que la matriz S relaciona los voltajes de las ondas incidentes y reflejadas.

Considerando el bipuerto de la figura 2.7, donde V_n^+ es la amplitud del voltaje de la onda incidente en el puerto n y V_n^- es la amplitud de la onda de voltaje reflejado del puerto n .

La matriz S es definida en relación de estas ondas de voltaje incidentes y reflejadas como

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (41)$$

o de forma matricial

$$[V^-] = [S] [V^+]$$

Un elemento específico de la matriz S puede ser determinado mediante

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \quad k \neq j} \quad (42)$$

donde el elemento S_{ij} es encontrado al aplicar al puerto j una onda de voltaje incidente V_j^+ y midiendo la amplitud de la onda reflejada V_i^- que sale del puerto i . Todos puertos con excepción del puerto j deberán estar acoplados en la carga para evitar reflexiones.

Por lo tanto S_{ii} es el coeficiente de reflexión visto a través del puerto i cuando los demás puertos están acoplados y S_{ij} es el coeficiente de transmisión del puerto j al puerto i cuando los demás puertos están acoplados [2].

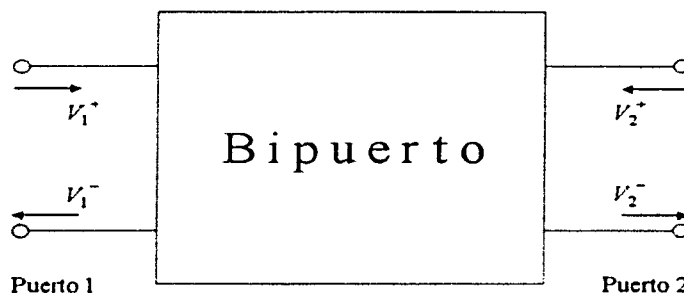


Figura 2.7 Ondas incidente y reflejada en un bipuerto.

resolviendo

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} & S_{12} &= \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \\
 S_{21} &= \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} & S_{22} &= \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0}
 \end{aligned}
 \tag{43}$$

La ventaja de usar los parámetros S es que en lugar de estar referidos a voltajes y a corrientes, están relacionados con la potencias incidente y reflejada y no varían en magnitud a lo largo de la línea de transmisión sin pérdidas. Esto significa que los parámetros de dispersión pueden medirse en un dispositivo localizado a cierta distancia del punto de interés.

Además los parámetros S son medidos bajo la condición de acoplamiento, evitando las oscilaciones indeseables debidas a los circuitos activos [1].

2.2.6 Parámetros ABCD

Las representaciones por parámetros Z , Y y S pueden ser usadas para caracterizar una red de microondas con un número arbitrario de puertos, pero en la práctica muchas redes de microondas consisten en una conexión en cascada de dos o más bipuertos.

En este caso es conveniente definir una matriz de transmisión, o matriz $ABCD$, para cada bipuerto. La matriz $ABCD$ de la conexión en cascada de dos o más bipuertos puede ser encontrada multiplicando las matrices $ABCD$ individuales de los bipuertos [2].

La matriz $ABCD$ para un bipuerto es definida en términos de los voltajes y corrientes totales, tal y como se muestra en la figura 2.8.

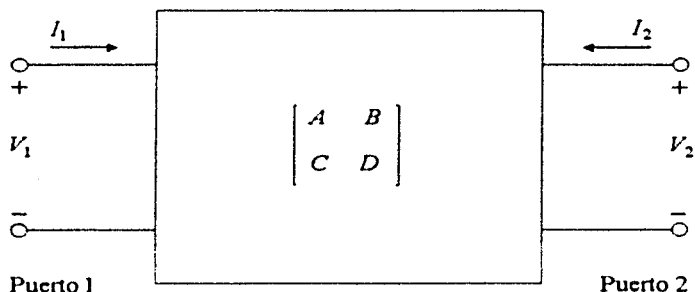


Figura 2.8 Representación por parámetros $ABCD$.

Definiendo como variables dependientes el voltaje y la corriente del puerto de entrada y la corriente en el puerto 2 fluyendo hacia afuera de la terminal positiva, se puede describir la red con las siguientes ecuaciones

$$\begin{aligned} V_1 &= AV_2 + BI_2 \\ I_1 &= CV_2 + DI_2 \end{aligned} \quad (44)$$

o en forma matricial

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (45)$$

donde

$$\begin{aligned}
 A &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & B &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \\
 C &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & D &= \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0}
 \end{aligned}
 \tag{46}$$

Para la conexión en cascada de dos bipuertos se tiene

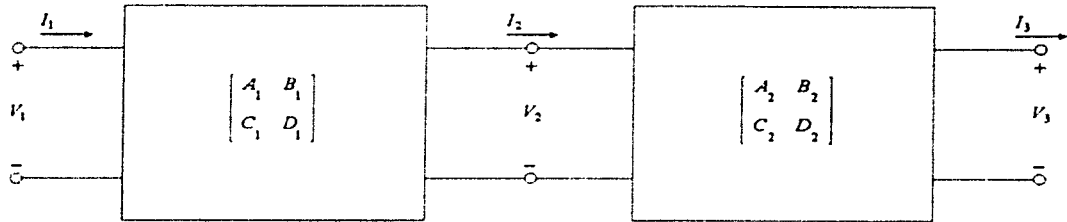


Figura 2.9 Conexión en cascada.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}
 \tag{47}$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}
 \tag{48}$$

de las ecuaciones anteriores

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}
 \tag{49}$$

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

2.2.7 Transformador $\lambda/4$

El transformador de longitud $\lambda/4$ es un útil y práctico circuito auxiliar en el acoplamiento de impedancias. Este transformador únicamente puede acoplar una resistencia.

Una impedancia de carga compleja puede ser transformada a una cantidad real, empleando una línea de longitud apropiada entre la carga y el transformador, o por medio de reactivancias en serie o en derivación.

La figura 2.10 muestra un circuito que emplea un transformador de $\lambda/4$. La resistencia de carga R_C y la línea de alimentación con impedancia característica Z_0 son reales y están conectados entre sí por una línea de transmisión sin pérdidas, de impedancia característica Z_1 y longitud $\lambda/4$.

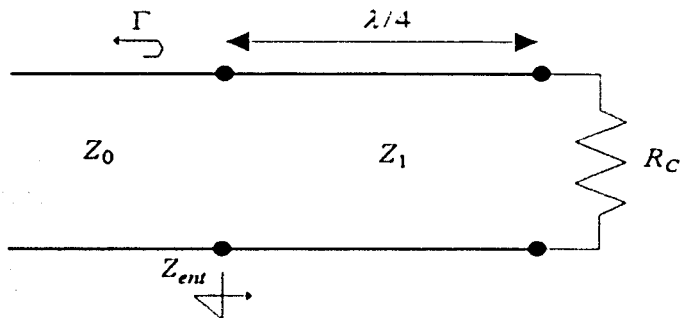


Figura 2.10 Transformador de longitud $\lambda/4$.

De (40) la impedancia de entrada puede ser encontrada por

$$Z_{ent} = Z_1 \frac{R_C + jZ_1 \tan \beta \ell}{Z_1 + jR_C \tan \beta \ell} \quad (50)$$

para $\ell = \lambda/4$

$$\beta \ell = \frac{2\pi \lambda}{\lambda} \frac{1}{4} = \frac{\pi}{2} \quad (51)$$

dividiendo tanto el numerador como el denominador entre $(\tan \beta \ell)$ y obteniendo el límite cuando $\beta \ell \rightarrow \pi/2$

$$Z_{ent} = \frac{Z_1^2}{R_C} \quad (52)$$

para cumplir con la condición de acoplamiento, $\Gamma = 0$, lo que significa $Z_{ent} = Z_0$.

Resolviendo para Z_1

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_C} \quad (53)$$

por lo tanto no habrá ondas estacionarias en la línea de alimentación ($ROE = 1$), sin embargo éstas se mantendrán en el transformador.

Dicha condición sólo se cumplirá cuando la longitud del transformador sea $\lambda/4$ o factores de $(2n + 1) \lambda/4$ implicando que el acoplamiento se obtendrá a una sólo frecuencia, mientras que en las frecuencias restantes no se cumplirá [2].

2.2.8 Microcinta

La microcinta es una de las líneas de transmisión planas más populares, ya que puede ser fabricada por un proceso de fotolitografía y es fácilmente integrable a otros dispositivos pasivos y activos de microondas. La geometría de una línea de microcinta se muestra en la figura 2.11

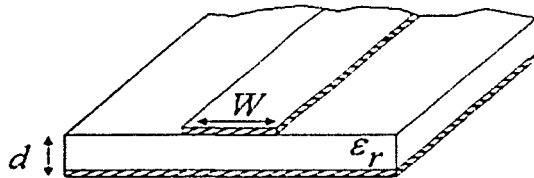


Figura 2.11 Línea de Microcinta.

la cual consiste en un conductor de ancho W impreso en un sustrato dieléctrico de grosor d y permitividad relativa ϵ_r .

Si el dieléctrico no estuviera presente ($\epsilon_r = 1$), se puede pensar en una línea bifilar con conductores de cinta planos de ancho W , separados por una distancia $2d$. En este caso se tiene una simple línea de transmisión transversal electromagnética TEM , con $v_f = c$ y $\beta = k_0$; donde $c = 3 \times 10^8 \text{ m s}^{-1}$ es la velocidad de la luz en el vacío y $k_0 = \omega_0 \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$.

La presencia del dieléctrico y particularmente el hecho de que no cubre la región de aire por encima de la cinta ($y > d$) complica el comportamiento y el análisis de la línea de microcinta.

A diferencia de la línea de cinta, donde todos los campos están contenidos dentro de una región de dieléctrico homogéneo, la microcinta posee algunas líneas de campo en la región del dieléctrico, concentradas entre el conductor y el plano de tierra, mientras que otras líneas se encuentran en la región de aire por encima del sustrato.

Por esta razón la microcinta no puede soportar una onda TEM pura, ya que la velocidad de fase del campo TEM en la región del dieléctrico es $c/\sqrt{\epsilon_r}$, pero en la región de aire será c . Por lo que un acoplamiento de fases en la interfaz dieléctrico-aire será imposible para el tipo de ondas TEM . En la actualidad los campos de la línea de microcinta constituyen una onda híbrida $TM-TE$ (transversal magnética - transversal eléctrica).

En muchas aplicaciones prácticas, el sustrato dieléctrico es eléctricamente muy delgado ($d \ll \lambda$) por lo que los campos serán cuasi TEM . A partir de las soluciones estática y cuasi estática pueden ser obtenidas buenas aproximaciones para la velocidad de fase, constante de propagación e impedancia característica.

La velocidad de fase y la constante de propagación se expresan como

$$v_f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (54)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{ef}} \quad (55)$$

donde ϵ_{ef} es la constante dieléctrica efectiva de la línea de microcinta. Debido a que algunas de las líneas del campo están en la región del dieléctrico y otras están en el aire, la constante dieléctrica efectiva satisface la relación

$$1 < \epsilon_{ef} < \epsilon_r \quad (56)$$

y es dependiente del grosor del sustrato d y del ancho del conductor W .

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

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (57)$$

La constante dieléctrica efectiva puede ser interpretada como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza las regiones de aire y de dieléctrico de la microcinta. La velocidad de fase y la constante de propagación están dadas por las ecuaciones (54) y (55).

Con base en las dimensiones de la microcinta, la impedancia característica puede ser calculada mediante[2]

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{para } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444)]} & \text{para } W/d > 1 \end{cases} \quad (58)$$

2.3 Teoría del Ruido

El ruido es el resultado de un proceso aleatorio, como por ejemplo, el movimiento térmico que presentan los electrones de algún componente a una temperatura por encima del cero absoluto. El ruido puede introducirse a un sistema de microondas por diversas fuentes externas y también es generado internamente por el mismo sistema. En ambos casos, el nivel de ruido establece el límite inferior de la magnitud de la señal que puede ser detectada en presencia del ruido. Por lo tanto, es importante el diseño a bajo ruido para evitar así el deterioro de la señal de interés.

El término ruido que se estará considerando representa las señales de tipo aleatorio o las fluctuaciones espontáneas que son el resultado de la física de los dispositivos y los materiales usados en el sistema electrónico.

Los tres tipos de mecanismos de ruido más comunes son referidos como ruido térmico, ruido de baja frecuencia y ruido de disparo.

2.3.1 Ruido Térmico

El ruido térmico es el producto de las vibraciones térmicas aleatorias que presentan los portadores de carga en un conductor. A temperaturas por encima del cero absoluto, los electrones se mueven de una forma aleatoria dependiente de la temperatura.

Al tener cada electrón una cantidad de carga de 1.60×10^{-19} Coulomb, se crean diminutas corrientes debidas al movimiento aleatorio de los electrones en el material. Aunque la corriente promedio en el conductor es cero, instantáneamente se presenta una variación de corriente que provoca cambios de voltaje en las terminales del conductor. La potencia de ruido disponible en un conductor es proporcional a la temperatura absoluta y al ancho de banda del sistema[14].

2.3.2 Ruido de Baja Frecuencia

El ruido de baja frecuencia o ruido $1/f$ se observó en primera instancia sobre los tubos de vacío al presentarse el efecto de parpadeo. Pero este ruido no sólo es propio de tubos de vacío, transistores, resistores o diodos, también se asocia a fuentes de luz, termistores, películas delgadas, etc. A medida que la frecuencia disminuye la densidad espectral del ruido se ve incrementada. La principal causa del ruido de baja frecuencia en los semiconductores se debe a las propiedades de la superficie del material[14].

2.3.3 Ruido de Disparo

El ruido de disparo se presenta en tubos, transistores y diodos.

La corriente que fluye en estos dispositivos no es continua ni tenue, sino que es la suma de pulsos de corriente causados por el flujo de portadores, cada uno con una carga electrónica q , que llega a la unión $p-n$ de un semiconductor; dando como resultado un impulso de corriente. Dichas variaciones de flujo pulsante son relacionadas con el ruido de disparo[14].

2.4 Transistores para Microondas de Bajo Ruido

En los últimos años un progreso significativo ha venido a revolucionar las aplicaciones de los transistores de bajo ruido. Un gran desafío fue reemplazar los voluminosos tubos de vacío que presentaban una vida limitada, por dispositivos activos de estado sólido los cuales muestran un gran desempeño en altas frecuencias, requieren de poco mantenimiento, son de fácil uso y poseen una mejora en la relación costo-efectividad.

Desde la invención del transistor, tres componentes individuales y por lo menos diez materiales semiconductores binarios, así como varios materiales terciarios se han explotado para el desarrollo de una variedad de dispositivos electrónicos.

Son numerosas las razones por las cuales el uso del silicio es predominante: es de fácil adquisición en grandes cantidades, es mecánicamente fuerte, es un buen conductor térmico, es muy puro; forma óxidos aislantes estables de excelente calidad, no es tóxico y es fácil su manufactura.

Sin embargo, pese a todas sus virtudes, el silicio no es un material semiconductor perfecto para todas las aplicaciones. Su ancho de banda es bastante pequeño, lo cual limita su desempeño en frecuencias elevadas.

Por otra parte, la movilidad de los portadores de carga y las velocidades de saturación del silicio son bastante reducidas comparadas con algunos otros semiconductores, como el arseniuro de Galio ($GaAs$), el fosfuro de Indio (InP), el carburo de silicio (SiC) y el carbono (C -diamante), limitando seriamente las velocidades a las que los dispositivos de silicio pueden operar.

El papel dominante de la tecnología de silicio en circuitos integrados económicos se extiende aproximadamente a 2.5 GHz, y con una mejora en su fabricación pueden ir sobre 10 GHz. Los transistores de silicio fueron los utilizados al principio debido al desarrollo histórico de la tecnología de semiconductores. Sin embargo la tecnología $GaAs$ ha llegado a ser la dominante debido a sus características superiores como semiconductor.

Actualmente, los dispositivos de *GaAs* han extendido la tecnología de los circuitos integrados monolíticos para microondas (*MMIC*) a frecuencias más altas.

En estos últimos años, el silicio y el *GaAs* han sido los materiales semiconductores en los que la tecnología *MMIC* se ha consolidado[16],[17],[18],[19].

Los transistores de *GaAs* presentan distintas ventajas con respecto a la velocidad y potencia sobre los transistores de silicio debido al comportamiento de la velocidad del electrón de *GaAs* contra la curva de campo eléctrico.

En cambio los materiales *GaAs* por todas sus ventajas de desempeño son mucho más difíciles de trabajar. La movilidad de los huecos es baja y no existe algún óxido aislante natural. La constante dieléctrica es casi dos veces más grande que la del silicio y le da un mayor valor capacitivo para una misma dimensión de área.

El transistor de efecto de campo de arseniuro de Galio (*GaAsFET*) es un dispositivo que ofrece una buena movilidad de electrones, lo que se traduce en características superiores en el desempeño del semiconductor, entre las que se encuentran la alta frecuencia de transición, una frecuencia máxima más elevada y menor figura de ruido, además de poseer buena robustez mecánica. Por estas razones, la tecnología basada en *GaAs* se ha consolidado como la de mayor preferencia para la fabricación de los dispositivos de estado sólido en la región de microondas y ondas milimétricas.

Los circuitos receptores de ondas milimétricas aún dependen de la tecnología de estado sólido. El *GaAsFET* mejorado por nuevas técnicas de producción tiene un gran desempeño en la banda milimétrica más baja.

Los últimos adelantos en tecnología de ondas milimétricas de banda ancha han sido en la tecnología de transistores de alta movilidad de electrones (*HEMT*) de bajo ruido. Los *HEMT* son dispositivos para aplicaciones de ondas milimétricas que han mostrado un mejor desempeño que las aplicaciones similares con tecnología *GaAs*.

Los *HEMT* dependen del uso de heterojunturas para su operación.

A diferencia de los transistores bipolares y de efecto de campo convencionales, los transistores de tecnología *HEMT* poseen heterojunturas que están formadas entre los semiconductores por diferentes compuestos y bandas de huecos, por ejemplo el *GaAs/AlGaAs* e *InGaAs/InP*. Los *HEMT* ofrecen mejores ventajas en microondas, ondas milimétricas y aplicaciones de circuitos integrados de alta velocidad y bajo ruido.

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

Entre las principales ventajas de la estructura *HEMT* se tienen

- Alta movilidad de electrones.
- Baja resistencia de fuente.
- Alta frecuencia de transición debido a la elevada velocidad de electrones en campos eléctricos grandes.
- Alta transconductancia por tener una pequeña separación entre compuerta y drenaje.
- Alta resistencia de salida.

Avances en la litografía de longitudes menores a un cuarto de micra y en la tecnología de materiales han favorecido las mejoras a la estructura básica de los *HEMT*. Una manera es usando *InGaAs* como material del drenaje bidimensional de electrones en lugar de usar *GaAs*.

Los beneficios de usar una delgada capa de *InGaAs* como un drenaje pseudomórfico en el *HEMT* son el mejoramiento de la transportación de electrones. Además, la mayor discontinuidad en la conducción en la interfaz *AlGaAs/InGaAs* permite una más grande densidad de carga, de corriente y de transconductancia que los *HEMT* convencionales.

Por estas características, el *HEMT* pseudomórfico (*PHEMT*) es idóneo para aplicaciones de muy alta frecuencia y de ultra bajo ruido[15].

2.5 Caracterización del Ruido en Transistores

Aun cuando un bipuerto es lineal, la forma de onda a la salida puede ser diferente de la entrada, esto se debe al fracaso de transmitir todas las componentes espectrales con la misma ganancia (o atenuación) y fase.

Diseñando cuidadosamente el bipuerto o limitando el ancho de banda de la señal de entrada, tales distorsiones pueden ser evitadas. Sin embargo, la generación de ruido dentro del bipuerto aún puede modificar la forma de onda de la salida.

En un bipuerto lineal pasivo el ruido aparece solamente debido a las pérdidas en el bipuerto: las consideraciones termodinámicas indican que dichas pérdidas dan como resultado cambios aleatorios, mejor conocidos como ruido.

Cuando el bipuerto contiene componentes activos tales como transistores, se presentan otros mecanismos de ruido. Una consideración importante en un sistema es la cantidad de ruido que será adicionada a la señal transmitida. Esto se cuantifica por la relación de la potencia de la señal de salida entre la potencia del ruido a la salida (S/N).

En la evaluación de un bipuerto es importante conocer la cantidad de ruido adicionada a la señal que pasa a través de él. Un parámetro importante para expresar esta característica es el factor de ruido.

Un sistema generalmente incluye varios bipuertos en cascada constituyendo un bipuerto total que amplifica la señal de entrada a un nivel de potencia suficientemente grande para una aplicación en específico. El factor de ruido de un sistema es definido como la relación señal a ruido disponibles entre la entrada y la salida.

$$F = \frac{(S/N)_{ent}}{(S/N)_{sal}} \geq 1 \quad (59)$$

El factor de ruido de un receptor es una cantidad fácilmente medible que describe la reducción de la relación señal a ruido de un receptor.

Cuando esta relación de potencias es convertida a decibeles, es generalmente conocida como figura de ruido en lugar de factor de ruido.

Para un amplificador con ganancia de potencia G , el factor de ruido se define como

$$F = \frac{S_{ent}/N_{ent}}{GS_{ent}/G(N_{ent} + N_a)} \quad (60)$$

donde N_a es la potencia de ruido sumada por el amplificador referido a la entrada.

Simplificando

$$F = 1 + \frac{N_a}{N_{ent}} \quad (61)$$

El factor de ruido es a menudo reemplazado por la figura de ruido, definida en decibelios

$$NF = 10 \log_{10} F \quad (62)$$

En aplicaciones como receptores de satélite el factor de ruido resulta ser un valor muy pequeño para su manejo. Se ha adoptado el uso de temperatura de ruido equivalente del circuito para remediar esta situación.

Dado que la potencia de ruido térmico disponible de un resistor a temperatura T_e es

$$N = kT_e B \quad (63)$$

donde k es la constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$), T_e es la temperatura efectiva en grados Kelvin y B es el ancho de banda en hertz. Esta ecuación puede ser usada para asociar una temperatura de ruido efectiva con circuitos que contengan más que sólo fuentes de ruido térmico

$$F = 1 + \frac{kT_e B}{kT_0 B} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (64)$$

donde T_e es la temperatura efectiva de ruido del circuito y T_0 representa la temperatura ambiente en grados Kelvin (290 K). La temperatura de ruido T_e caracteriza la contribución de ruido del circuito y puede ser directamente relacionada con el factor de ruido [1].

2.5.1 Descripción del Ruido en un Bipuerto

Basado en la convención de Rothe y Dahlke [3], cualquier bipuerto lineal puede ser representado en la forma mostrada

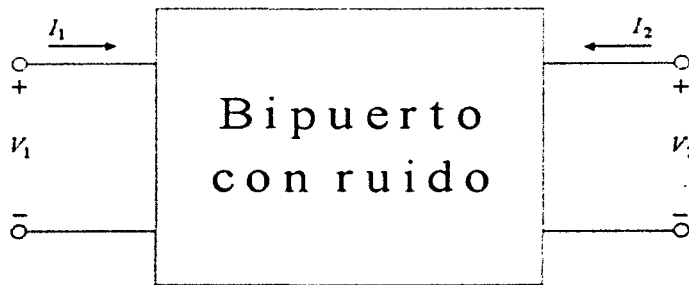


Figura 2.12 Forma general.

En el caso general de un bipuerto con ruido puede ser redibujado con fuentes de ruido a la entrada y a la salida.

La figura 2.13 muestra el modelo utilizando admitancias y la figura 2.14 muestra el modelo utilizando impedancias.

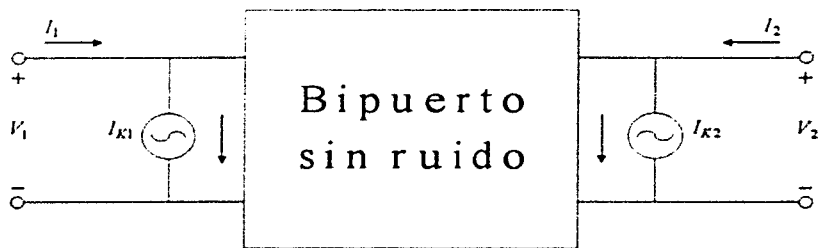


Figura 2.13 Representación en forma de admitancia.

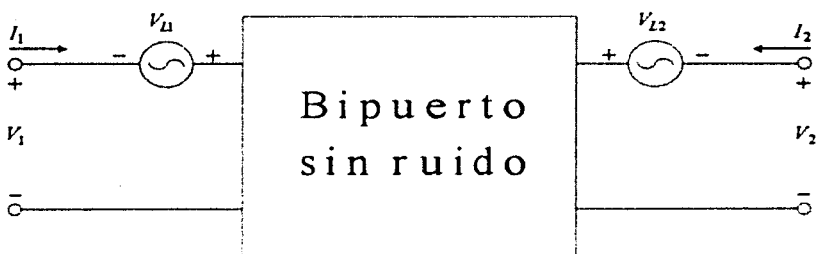


Figura 2.14 Representación en forma de impedancia.

Se asume que las fuentes de ruido internas producen voltajes y corrientes muy pequeños y se considera también que las ecuaciones para bipuertos lineales son válidas.

De las ecuaciones (6) y (2), se puede describir el caso general. Las contribuciones de ruido interno han sido expresadas utilizando fuentes de ruido externo:

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 + I_{K1} \\ I_2 &= Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 + I_{K2} \end{aligned} \quad (65)$$

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + V_{L1} \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + V_{L2} \end{aligned} \quad (66)$$

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

Al describir el circuito con ruido en términos de la figura de ruido, la descripción mediante la matriz $ABCD$ será la más conveniente ya que refiere ambas fuentes de ruido a la entrada del bipuerto.

$$V_1 = AV_2 + BI_2 + V_A \quad (67)$$

$$I_1 = CV_2 + CI_2 + I_A \quad (68)$$

donde V_A e I_A son las fuentes externas de ruido.

Las fuentes de ruido de la representación por matriz $ABCD$ pueden ser obtenidas mediante la representación de la matriz Z

$$V_A = -\frac{I_{K2}}{Y_{21}} = V_{L1} - \frac{V_{L2}Z_{11}}{Z_{21}} \quad (69)$$

$$I_A = I_{K1} - \frac{I_{K2}Y_{11}}{Y_{21}} = -\frac{V_{L2}}{Z_{21}} \quad (70)$$

La representación por matriz $ABCD$ es particularmente útil basándose en el hecho que permite definir la temperatura de ruido del bipuerto referida a su entrada. Se asume que el bipuerto está libre de ruido.

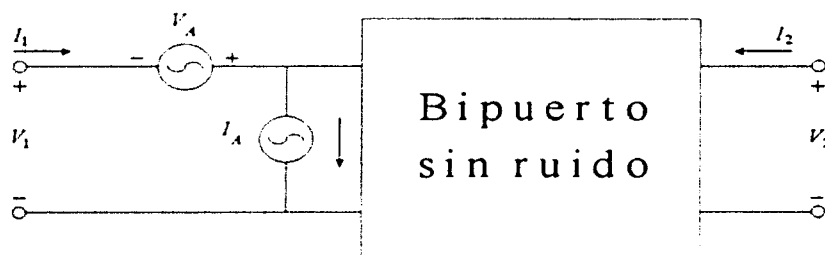


Figura 2.15 Representación en forma de parámetros $ABCD$.

Debido a que muchas de las fuentes de ruido están representadas únicamente por dos fuentes en la entrada del dispositivo, éstas son una complicada combinación de las fuentes internas de ruido del circuito. A menudo alguna fracción de V_A e I_A está relacionada con la misma fuente de ruido. Lo que implica que V_A e I_A no son independientes entre sí. Por lo que será necesario, antes de calcular la figura de ruido del bipuerto, calcular 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 0, es decir, la entrada 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 0, esto es, cuando la entrada está en circuito abierto.

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

$$I_A = I_n + I_u \quad (71)$$

donde I_u es la parte de I_A no correlacionada con V_A .

Al estar I_n correlacionada con V_A , I_n es proporcional a V_A y la constante de proporcionalidad es la admitancia de correlación

$$I_n = Y_{cor} V_A \quad (72)$$

de donde

$$I_A = Y_{cor} V_A + I_u \quad (73)$$

La siguiente derivación de la figura de ruido utiliza la admitancia de correlación (Y_{cor}). Y_{cor} no representa un componente físico del circuito. Y_{cor} 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 (73) por V_A^* y obtener el promedio del resultado

$$\overline{V_A^* I_A} = Y_{cor} \overline{V_A^2} \quad (74)$$

donde el término promedio de I_u es cero por no estar correlacionado con V_A [1]. La admitancia de correlación está dada por

$$Y_{cor} = \frac{\overline{V_A^* I_A}}{\overline{V_A^2}} \quad (75)$$

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

$$\overline{V_A^2} = 4kTRB \quad (76)$$

Obteniendo la resistencia equivalente de ruido para el voltaje de ruido

$$R_n = \frac{\overline{V_A^2}}{4kTB} \quad (77)$$

La resistencia R_n no es una resistencia física pero es usada para simular diferentes porciones del circuito equivalente de ruido.

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

$$G_n = \frac{\overline{I_A^2}}{4kTB} \quad (78)$$

y

$$G_u = \frac{\overline{I_u^2}}{4kTB} \quad (79)$$

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

$$G_G = \frac{I_G^2}{4kTB} \quad (80)$$

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

A partir de estas definiciones podemos escribir F como

$$F = 1 + \left| \frac{I_A + Y_G V_A}{I_G} \right|^2 \quad (81)$$

Determinando la corriente total de ruido se tiene

$$\overline{I_n^2} = 4kT (Y_{cor} R_n + G_n) B \quad (82)$$

El factor de ruido puede ser determinado como

$$F = 1 + \frac{G_u}{G_G} + \frac{R_n}{G_G} [(G_G + G_{cor})^2 + (B_G + B_{cor})^2] \quad (83)$$

$$F = 1 + \frac{R_u}{R_G} + \frac{G_n}{R_G} [(R_G + R_{cor})^2 + (X_G + X_{cor})^2] \quad (84)$$

El factor de ruido es función de varios elementos y la impedancia óptima para obtener la mejor figura de ruido puede ser determinada al minimizar F con respecto a la reactancia y la resistencia del generador

$$R_{opt} = \sqrt{\frac{R_n}{G_n} + R_{cor}^2} \quad (85)$$

$$X_{opt} = -X_{cor} \quad (86)$$

y

$$F_{min} = 1 + 2G_n R_{cor} + 2\sqrt{R_u G_u + (G_n R_{cor})^2} \quad (87)$$

Es posible notar que para obtener la figura de ruido mínima, no es acoplando con el complejo conjugado el puerto de entrada.

Reescribiendo para la utilización de parámetros S

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_G} |Y_G - Y_{opt}|^2 \quad (88)$$

$$F = F_{min} + \frac{G_n}{R_G} |Z_G - Z_{opt}|^2 \quad (89)$$

de la definición del coeficiente de reflexión

$$\Gamma_G = \frac{Y_0 - Y_G}{Y_0 + Y_G} \quad (90)$$

y

$$r_n = \frac{R_n}{Z_0} \quad (91)$$

que es la resistencia equivalente del ruido normalizada

se obtiene

$$F = F_{min} + \frac{4r_n |\Gamma_G - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_G|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (92)$$

$$r_n = (F_{50} - F_{min}) \frac{|1 + \Gamma_{opt}|^2}{4 |\Gamma_{opt}^2|} \quad (93)$$

$$\Gamma_{opt} = \frac{Z_{opt} - Z_0}{Z_{opt} + Z_0} \quad (94)$$

El desempeño de cualquier bipuerto lineal puede ser determinado si se conocen los valores de los tres parámetros de ruido F_{min} , $r_n = R_n/Z_0$ y Γ_{opt} [1].

2.5.2 Influencia de Elementos Externos

La existencia de elementos externos, que consisten en líneas de transmisión y de reactancias parásitas, modifican los parámetros de ruido y ganancia. Algunos investigadores han publicado los efectos de estos elementos [5],[6],[7],[8].

La intención de estas investigaciones era encontrar una red de realimentación que modifique tanto el ruido del dispositivo como los parámetros S de tal manera que el acoplamiento del ruido también pudiera proporcionar una baja ROE a la entrada.

Se puede observar que una red de realimentación puede mejorar el acoplamiento del ruido a la entrada para un intervalo de frecuencias limitado.

En artículos recientes se ha publicado una simple transformación utilizando las mediciones de los parámetros S y los parámetros de ruido de la configuración fuente-común (o emisor-común).

Las ecuaciones son independientes del dispositivo; por lo que son válidas para cualquier bipuerto activo.

Una matriz de transformación $[n]$ puede usarse para combinar las fuentes de ruido de varias configuraciones de circuitos.

Los parámetros de la matriz de transformación son presentados a continuación para la realimentación serie, la realimentación en derivación y la configuración compuerta-común (o base-común) que es importante en el análisis de osciladores [1].

Realimentación serie

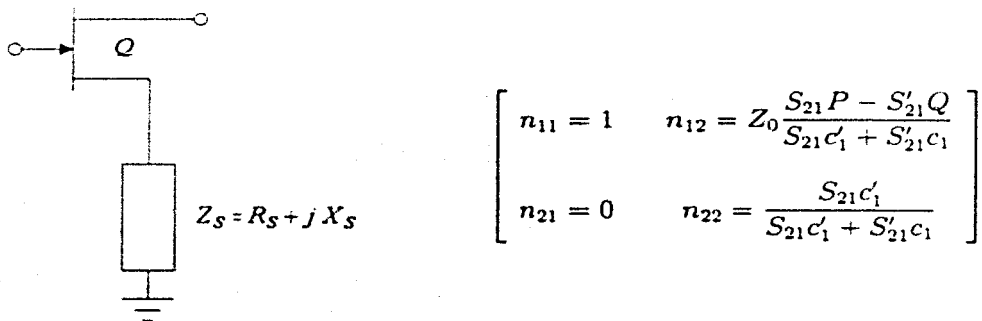


Figura 2.16 Realimentación serie.

donde

$$P = (1 + S'_{11})(1 - S'_{22}) + S'_{12}S'_{21} \quad (95)$$

$$Q = (1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21} \quad (96)$$

$$c_1 = (1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21} \quad (97)$$

$$c'_1 = (1 - S'_{11})(1 - S'_{22}) - S'_{12}S'_{21} \quad (98)$$

$$[S]_{\text{dispositivo}} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

$$S'_{11} = S'_{22} = \frac{-1}{1 + 2Z_S}$$

$$S'_{12} = S'_{21} = \frac{2Z_S}{1 + 2Z_S}$$

Realimentación en derivación.

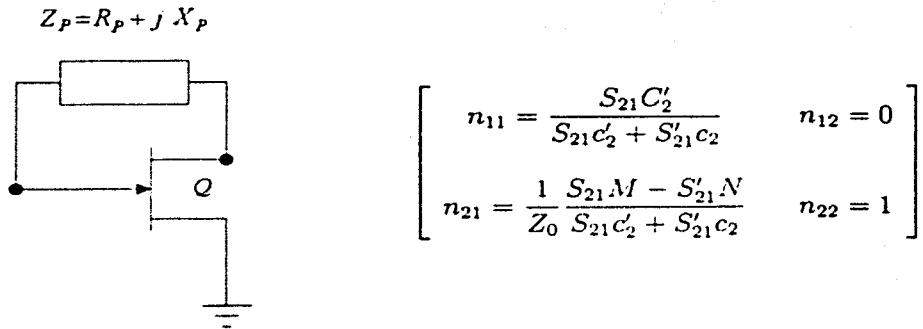


Figura 2.17 Realimentación en derivación.

donde

$$M = (1 + S'_{22})(1 - S'_{11}) + S'_{12}S'_{21} \quad (99)$$

$$N = (1 + S_{22})(1 - S_{11}) + S_{12}S_{21} \quad (100)$$

$$c_2 = (1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21} \quad (101)$$

$$c'_2 = (1 + S'_{11})(1 + S'_{22}) - S'_{12}S'_{21} \quad (102)$$

$$[S]_{\text{dispositivo}} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

$$S'_{11} = S'_{22} = \frac{Z_P}{2 + Z_P}$$

$$S'_{12} = S'_{21} = \frac{2}{2 + Z_P}$$

Conversión fuente común a compuerta común

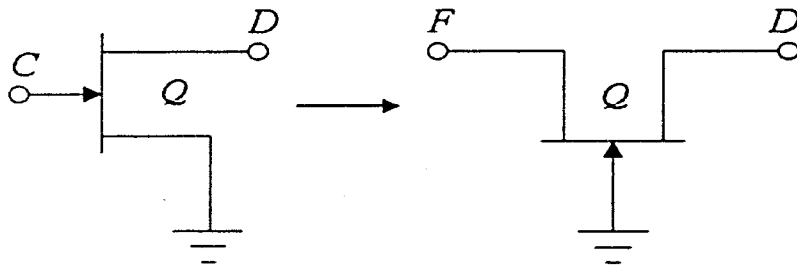


Figura 2.18 Compuerta común

$$\left[\begin{array}{l} n_{11} = \frac{2S_{21}}{[(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}] - 2S_{21}} \\ n_{21} = \frac{1}{Z_0} \frac{c_3c_4 - 4S_{12}S_{21}}{[(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}][c_4 - 2S_{21}]} \end{array} \quad \begin{array}{l} n_{12} = 0 \\ n_{22} = -1 \end{array} \right] \quad (103)$$

donde

$$c_3 = (1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21} \quad (104)$$

$$c_4 = (1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21} \quad (105)$$

La matriz de transformación ofrece los nuevos parámetros de ruido

$$R'_n = R_n |n_{11} + n_{12}Y_{cor}|^2 + G_n |n_{12}|^2 \quad (106)$$

$$G'_n = \frac{G_n R_n}{R'_n} |n_{11}n_{22} + n_{12}n_{21}|^2 \quad (107)$$

$$Y'_{cor} = \frac{R_n}{R'_n} (n_{21} + n_{22}Y_{cor}) (n_{11}^* + n_{12}^*Y_{cor}^*) + \frac{G_n}{R'_n} n_{22}n_{12}^* \quad (108)$$

Una transformación final para un formato más común de los parámetros de ruido es

$$F_{min} = 1 + 2R_{no} (G_{cor} + G_{opt}) \quad (109)$$

$$R_n = R_{no} \quad (110)$$

$$G_{opt} = \sqrt{\left(\frac{G_n + R_{no}G_{cor}^2}{R_{no}} \right)} \quad (111)$$

$$B_{opt} = -B_{cor} \quad (112)$$

2.5.3 Matrices de Correlación en Bipuertos Lineales

Las matrices de correlación de ruido constituyen una técnica general para el cálculo del ruido en redes de n -puertos.

Este método es de gran utilidad porque forma una base para calcular rigurosamente el ruido de bipuertos lineales combinados de manera arbitraria.

Para muchas representaciones, el método de combinar los parámetros del ruido es tan simple como el combinar las matrices eléctricas de los elementos del circuito[10].

Los bipuertos lineales con ruido pueden ser modelados como un bipuerto libre de ruido con dos fuentes de ruido adicionales. Estas fuentes de ruido deben escogerse de

tal manera que se adicionen directamente al vector resultante de la representación, como se muestra en (113) y (114)

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (113)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (114)$$

donde los vectores i y v son las fuentes de ruido para las representaciones de admitancia y de impedancia, respectivamente. Esto es aplicable a bipuertos de orden n .

Dado que el vector del ruido para cualquier representación es una variable aleatoria, es conveniente trabajar con la matriz de correlación de ruido. La matriz de correlación se forma al tomar el valor medio del producto externo del vector de ruido. Esto es equivalente a multiplicar el vector del ruido por su adjunta (transpuesta compleja conjugada) y obteniendo el promedio del resultado

$$\langle \bar{i} \bar{i}^* \rangle = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^* & i_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle i_1 i_1^* \rangle & \langle i_1 i_2^* \rangle \\ \langle i_2 i_1^* \rangle & \langle i_2 i_2^* \rangle \end{bmatrix} = [C_Y] \quad (115)$$

donde (*) indica una conjugación Hermitiana y los paréntesis angulares denotan el valor medio.

Cabe hacer notar que los términos diagonales son el espectro de "potencia" de cada fuente del ruido y los términos fuera de la diagonal son los complejos conjugados de cada una y representan el producto cruz de los espectros de "potencia" en las fuentes del ruido. El término "potencia" es usado debido a que las cantidades elevadas al cuadrado son proporcionales a la potencia.

El análisis del ruido en interconexiones de bipuertos en derivación, serie o cascada es de interés particular. Para estas interconexiones la matriz de correlación resultante está relacionada con las matrices de correlación de los bipuertos originales

$$[C_Y] = [C_{Y1}] + [C_{Y2}] \quad (116)$$

$$[C_Z] = [C_{Z1}] + [C_{Z2}] \quad (117)$$

$$[C_A] = [A_1] [C_{A2}] [A_1]^* + [C_{A1}] \quad (118)$$

tal y como se muestra por estas ecuaciones, la interconexión en derivación y en serie corresponden a la suma de las matrices de correlación de las admitancias e impedancias, respectivamente [1].

Para la conexión en cascada, la relación que se obtiene es un poco más complicada, ya que adicionalmente contiene la matriz eléctrica A_1 del primer bipuerto.

2.5.4 Matriz de Correlación de Bipuertos Básicos

El análisis de una red de bipuertos inicia a partir de bipuertos básicos cuyas matrices de correlación deben de ser plenamente conocidas. Estas matrices pueden ser obtenidas de las consideraciones teóricas o de mediciones de ruido. Un ejemplo importante es el caso del ruido térmico en bipuertos que sólo consisten de elementos pasivos. Las matrices de correlación de una impedancia y de una admitancia son

$$C_Z = 2kT \operatorname{Re} [Z] \quad (119)$$

$$C_Y = 2kT \operatorname{Re} [Y] \quad (120)$$

las cuales están completamente determinadas por la temperatura T y la parte real de las matrices eléctricas de impedancia y admitancia.

Si se tienen dos o más representaciones diversas, éstas pueden transformarse entre sí por una simple operación de transformación

$$[C'] = [T_{\alpha\beta}] [C] [T_{\alpha\beta}]^\dagger \quad (121)$$

donde C y C' son la matriz de correlación original y la resultante, respectivamente.

Un grupo de matrices que cubren todas las posibles transformaciones entre las representaciones de impedancia, admitancia y en cascada se presenta a continuación

		α		
		[Y]	[Z]	[A]
β	[Y]	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -Y_{11} & 1 \\ -Y_{21} & 0 \end{bmatrix}$
	[Z]	$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & -Z_{11} \\ 0 & -Z_{21} \end{bmatrix}$
	[A]	$\begin{bmatrix} 0 & A_{12} \\ 1 & A_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & -A_{11} \\ 0 & -A_{21} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

La matriz de correlación para la matriz $ABCD$ puede relacionarse con la figura de ruido,

$$F = 1 + \frac{\bar{Y} [C_A] \bar{Y}^\dagger}{2kT \operatorname{Re} (Y_G)} \quad (122)$$

donde

$$\bar{Y} = \begin{bmatrix} Y_G \\ 1 \end{bmatrix} \quad (123)$$

En casos donde la matriz de correlación no puede derivarse teóricamente, las mediciones de ruido proporcionarán la información requerida. Tales mediciones normalmente son hechas determinando la resistencia de ruido equivalente R_n , la admitancia óptima de la fuente Y_{opt} y la figura del ruido mínima F_{min} .

Con estas cantidades la representación en cascada de la matriz de correlación se obtiene mediante

$$[C_A] = 2kT \begin{bmatrix} R_n & \frac{F_{min} - 1}{2} - R_n Y_{opt}^* \\ \frac{F_{min} - 1}{2} - R_n Y_{opt} & R_n |Y_{opt}|^2 \end{bmatrix} \quad (124)$$

El método de la matriz de correlación de ruido constituye una fácil y rigurosa técnica para el manejo de ruido en redes. Esta técnica permite calcular el ruido total para redes complicadas combinando las matrices de ruido de los subcircuitos [1] [10].

De los parámetros de la matriz C_A es posible obtener los parámetros de ruido

$$[C_A] = \begin{bmatrix} C_{uu} & C_{ui} \\ C_{iu} & C_{ii} \end{bmatrix} \quad (125)$$

$$Y_{opt} = \sqrt{\frac{C_{ii}^*}{C_{uu}^*} - \left[\text{Im} \left(\frac{C_{ui}^*}{C_{uu}^*} \right) \right]^2} + j \text{Im} \left(\frac{C_{ui}^*}{C_{uu}^*} \right) \quad (126)$$

$$F_{min} = 1 + \frac{C_{ui}^* + C_{uu}^* Y_{opt}^*}{kT} \quad (127)$$

$$R_n = C_{uu} \quad (128)$$

2.6 Acoplamiento de Impedancias

La idea básica del acoplamiento de impedancias se muestra en la siguiente figura

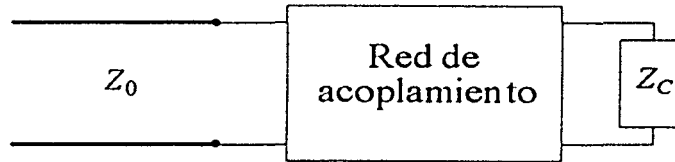


Figura 2.19 Red de acoplamiento de impedancias.

la cual muestra una red de acoplamiento conectada entre una impedancia de carga y una línea de transmisión.

La red de acoplamiento es idealmente sin pérdidas, para evitar la disipación de potencia innecesaria y generalmente es diseñada para que la impedancia vista dentro la red de acoplamiento sea igual a Z_0 . De tal forma que las reflexiones son eliminadas de la línea de transmisión y la máxima potencia sea entregada a la carga, además de mejorar la relación señal a ruido del sistema [2].

El acoplamiento de impedancias usa elementos sin pérdidas para moverse desde un punto determinado de impedancia (o admitancia) hacia el centro de la carta Smith donde $Z/Z_0 = Y/Y_0 = 1$. Este movimiento se sugiere llevar a cabo con el menor número de elementos posible.

Los circuitos de acoplamiento pueden ser una combinación de elementos concentrados así como de elementos distribuidos. Dado que muchas soluciones son posibles, es importante encontrar las más simples de tal manera que se apliquen las consideraciones prácticas en cuanto al mejor diseño del circuito [1].

La carta Smith provee una ayuda gráfica muy útil en el análisis de estos problemas.

La carta Smith consiste en la representación gráfica, en el plano del coeficiente de reflexión, de la resistencia y la reactancia normalizadas. Esta herramienta gráfica permite la obtención de diversos parámetros de las líneas de transmisión y la resolución de problemas de acoplamiento de impedancias [2].

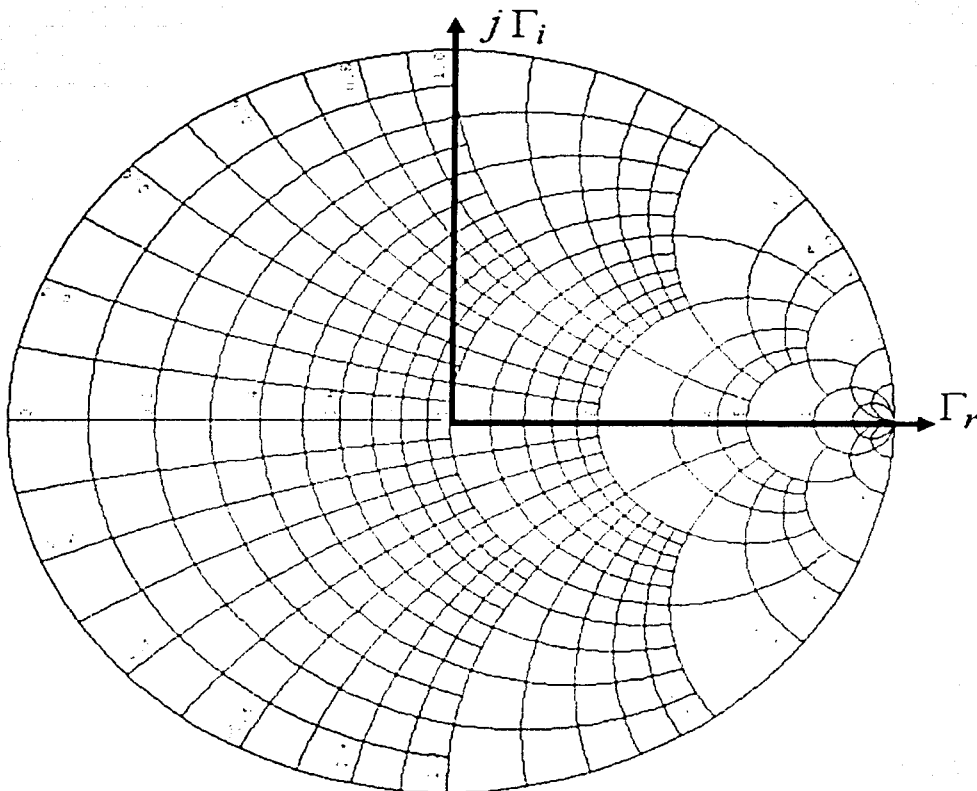


Figura 2.20 Carta Smith.

La construcción de la carta de Smith parte de la expresión del coeficiente de reflexión en la carga, Γ , que se puede expresar en forma de módulo y fase o como parte real e imaginaria

$$\Gamma = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0} = |\Gamma| e^{j\theta} = \Gamma_r + j\Gamma_i \quad (129)$$

La impedancia de carga Z_C , normalizada con respecto a la impedancia característica de la línea Z_0 , también puede escribirse en sus partes real e imaginaria

$$\frac{Z_C}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = r_c + jx_c \quad (130)$$

donde r_c y x_c son la resistencia y la reactancia de la carga normalizadas, respectivamente.

A partir de (129) y (130) se pueden obtener las partes real e imaginaria de Γ .

$$\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i = \frac{r_c + jx_c - 1}{r_c + jx_c + 1} = \frac{r_c^2 - 1 + x_c^2}{(r_c + 1)^2 + x_c^2} + j \frac{2x_c}{(r_c + 1)^2 + x_c^2} \quad (131)$$

Tomando las dos ecuaciones contenidas en (131) para las partes real e imaginaria y por eliminación de r o x , pueden obtenerse las siguientes ecuaciones:

$$\left(\Gamma_r - \frac{r_c}{1 + r_c} \right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1 + r_c} \right)^2 \quad (132)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x_c} \right)^2 = \frac{1}{x_c^2} \quad (133)$$

Si se representa la ecuación (132) sobre el plano (Γ_r, Γ_i) para valores de r_c constante, las gráficas obtenidas son círculos de radio $1/(1 + r_c)$ centrados en el eje real en los puntos $\Gamma_r = r_c/(1 + r_c)$ y $\Gamma_i = 0$.

Los distintos valores de r_c dan lugar a círculos de radio diferente con centro en distintas posiciones del eje real. La ecuación (133), para valores de x_c constante, también describe círculos de radio $1/|x_c|$, centrados en $\Gamma_r = 1$ y $\Gamma_i = 1/x_c$.

2.6.1 Acoplamiento para Máxima Ganancia

En un sistema de comunicaciones, los circuitos que se encuentran desacoplados dan como resultado pérdidas. Estas pérdidas debidas al desacoplamiento disminuyen la ganancia del sistema total. Un resultado directo de estas pérdidas es la degradación de la relación señal a ruido del sistema.

El acoplamiento de impedancias mejora la ganancia del sistema eliminando las ondas reflejadas no deseadas, ya que la máxima potencia se obtendrá cuando la impedancia de carga sea el complejo conjugado de la impedancia de fuente.

La figura 2.21 muestra un circuito amplificador que consta del dispositivo activo y de las redes de acoplamiento a la entrada y a la salida.

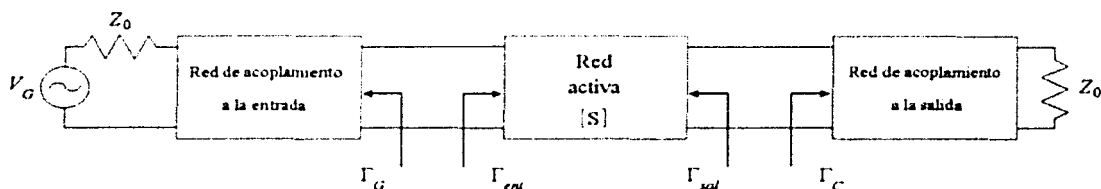


Figura 2.21 Amplificador con redes de acoplamiento.

cuya ganancia se define por

$$G = \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_G|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_C|^2}{|1 - \Gamma_{sal}\Gamma_C|^2} \quad (134)$$

donde los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida del transistor se definen mediante

$$\Gamma_{ent} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_C}{1 - S_{22}\Gamma_C} \quad (135)$$

$$\Gamma_{sal} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} \quad (136)$$

Para este caso la máxima ganancia se obtiene cuando estas secciones proporcionan un acoplamiento por medio del complejo conjugado entre la fuente del amplificador o la impedancia de carga y el transistor.

Se sabe que la máxima transferencia de potencia de la red de entrada al transistor ocurrirá cuando

$$\Gamma_{ent} = \Gamma_G^* \quad (137)$$

y la máxima transferencia de potencia del transistor a la red de salida ocurrirá cuando

$$\Gamma_{sal} = \Gamma_C^* \quad (138)$$

entonces, asumiendo que las redes de acoplamiento son sin pérdidas, estas condiciones aumentarán al máximo la ganancia total de transducción.

De (134) la máxima ganancia está dada mediante

$$G_{m\acute{a}x} = \frac{1}{|1 - \Gamma_C|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_C|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_C|^2} \quad (139)$$

en el caso general de un transistor bilateral, Γ_{ent} es afectada por Γ_{sal} y viceversa, de tal manera que las redes de entrada y salida deben de acoplarse simultáneamente.

Usando (137) y (138) en (135) y (136) se obtienen las ecuaciones necesarias

$$\Gamma_C^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_C}{1 - S_{22}\Gamma_C} \quad (140)$$

$$\Gamma_C^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_C}{1 - S_{11}\Gamma_C} \quad (141)$$

rescribiendo estas ecuaciones

$$\Gamma_C = S_{11}^* + \frac{S_{12}^*S_{21}^*}{1/\Gamma_C^* - S_{22}^*} \quad (142)$$

$$\Gamma_C^* = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_C}{1 - S_{11}\Gamma_C} \quad (143)$$

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

sustituyendo esta expresión en Γ_C^* , utilizando $\Delta(S_{11}^*S_{22}^* - S_{12}^*S_{21}^*) = |\Delta|^2$ y resolviendo para Γ_C

$$(S_{11} - \Delta S_{22}^*)\Gamma_C^2 + (|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - 1)\Gamma_C + (S_{11}^* - \Delta S_{22}^*) = 0 \quad (144)$$

la solución de la ecuación cuadrática es

$$\Gamma_C = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|}}{2C_1} \quad (145)$$

para Γ_C la solución es

$$\Gamma_C = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|}}{2C_2} \quad (146)$$

donde las variables B_1 , B_2 , C_1 y C_2 están definidas por [2]

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (147)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (148)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (149)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (150)$$

2.6.2 Estabilidad

Si el transistor en la red de microondas es unilateral, el coeficiente de transmisión en inversa es igual a 0 y es inherentemente estable, sin embargo, la mayoría de los dispositivos no presentan la propiedad de ser unilaterales y esto es especialmente notorio a frecuencias altas.

Esta característica hace que el transistor pueda volverse inestable a frecuencias donde su realimentación interna es suficientemente grande. En tales condiciones su ganancia se hace infinita y el transistor entra en un estado de oscilación.

El diseño de amplificadores para microondas se ve restringido por el número de transistores que pueden ser utilizados al seleccionar solamente dispositivos unilaterales, ya que en ocasiones precisamente los no unilaterales son los que presentan características deseables como alta frecuencia de transición, alta ganancia y baja figura de ruido [8], [12].

Al considerar la estabilidad del circuito, la oscilación es posible si la impedancia del puerto de entrada o de salida presenta una parte real negativa, lo que implica que la magnitud del coeficiente de reflexión a la entrada o a la salida sea mayor a la unidad, esto es, $|\Gamma_{ent}| > 1$ o $|\Gamma_{sat}| > 1$.

Como Γ_{ent} y Γ_{sat} dependen de las redes de acoplamiento en la fuente y la carga, la estabilidad del circuito depende de Γ_G y Γ_C presentados por las redes de acoplamiento.

Por lo tanto, se definen dos tipos de estabilidad

- Estabilidad incondicional
el circuito es incondicionalmente estable si

$$|\Gamma_{ent}| < 1 \quad \text{y} \quad |\Gamma_{sat}| < 1 \quad (151)$$

para todas las impedancias de carga y fuentes pasivas.

- Estabilidad condicional

el circuito es condicionalmente estable si

$$|\Gamma_{ent}| < 1 \quad \text{y} \quad |\Gamma_{sat}| < 1 \quad (152)$$

para un cierto intervalo de impedancias de carga y fuentes pasivas.

Dados los parámetros S del dispositivo se pueden dibujar las gráficas de los círculos de estabilidad en la entrada y en la salida sobre la carta Smith, obteniendo de esta forma los puntos en los que Γ_{ent} y Γ_{sat} son iguales a uno, para determinar las áreas dentro de la carta Smith que representan las regiones de estabilidad [2].

Si el circuito es incondicionalmente estable, los círculos de estabilidad se ubicarán fuera o encerrarán totalmente la carta Smith. Matemáticamente

$$|S_{11}| < 1 \quad \text{y} \quad |S_{22}| < 1 \quad (153)$$

Si

$$|S_{11}| > 1 \quad (154)$$

o

$$|S_{22}| > 1 \quad (155)$$

el dispositivo es condicionalmente estable, ya que siempre se tendrá una impedancia de fuente o de carga que conducirían a $|\Gamma_G| = 0$ o $|\Gamma_C| = 0$ produciendo que $|\Gamma_{ent}| > 1$ o $|\Gamma_{sat}| > 1$.

Alternativamente, es posible mostrar que el dispositivo será incondicionalmente estable si las siguientes condiciones necesarias y suficientes son cumplidas

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (156)$$

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (157)$$

2.6.3 Redes de Entrada para Diseños a Bajo Ruido

El amplificador de bajo ruido es un bloque importante en un sistema de recepción. Determina la figura de ruido y la relación de onda estacionaria en la entrada del sistema, ya que el amplificador de bajo ruido es el primer bloque al cual alimenta la señal de la antena.

Generalmente no es posible obtener mínimo ruido y máxima ganancia simultáneamente, por lo cual es necesario realizar algunas compensaciones.

De la ecuación (88), la figura de ruido de un bipuerto puede ser expresada mediante

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_G} |Y_G - Y_{opt}|^2 \quad (158)$$

donde

$Y_G = G_G + jB_G$ es la admitancia de la red de entrada presentada al transistor.

Y_{opt} es la admitancia óptima que resulta en la figura de ruido mínima.

F_{min} es la figura de ruido mínima.

R_n es la resistencia equivalente de ruido.

En lugar de las admitancias Y_G y Y_{opt} , se pueden utilizar los coeficientes de reflexión Γ_G y Γ_{opt}

$$Y_G = \frac{1}{Z_0} \frac{1 - \Gamma_G}{1 + \Gamma_G} \quad (159)$$

$$Y_{opt} = \frac{1}{Z_0} \frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}} \quad (160)$$

donde Γ_G es el coeficiente de reflexión del generador [2].

F_{min} representa la figura de ruido mínima del dispositivo cuando el dispositivo es presentado a la red de entrada que transforma la impedancia de la fuente, típicamente 50Ω , a una impedancia representada por el coeficiente de reflexión Γ_{opt} .

Será entonces necesario diseñar una red de entrada que presentará Γ_{opt} al dispositivo con las mínimas pérdidas asociadas del circuito.

La figura de ruido del amplificador completo es la suma de la figura de ruido del dispositivo más las pérdidas de la red de entrada que precede al dispositivo. La figura de ruido del dispositivo es igual a la F_{min} únicamente cuando el dispositivo es presentado con Γ_{opt} . Si el coeficiente de reflexión de la red de entrada es diferente a Γ_{opt} , entonces la figura de ruido del dispositivo será mayor que F_{min} .

2.7 Amplificador Cascodo

En el análisis de un amplificador de una sola etapa, puede mostrarse que el límite de la frecuencia superior del amplificador es generalmente determinada por el polo a la entrada del circuito. El ancho de banda puede aumentarse al disminuir la resistencia del generador o la ganancia de voltaje (lo cual reduce la capacitancia de Miller)[9].

Si ninguno de estos métodos es factible, existe la posibilidad de obtener las especificaciones de ganancia y ancho de banda utilizando un amplificador de dos etapas consistiendo de un transistor en configuración emisor común (o drenaje común) seguido de un base común (o compuerta común).

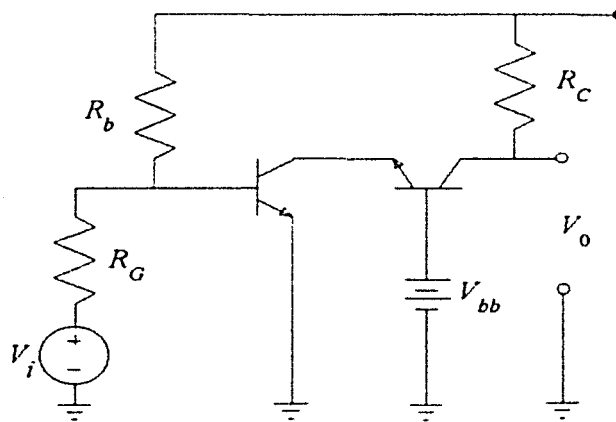


Figura 2.22 Amplificador cascodo.

Esta configuración es conocida como amplificador cascodo. La configuración base común presenta una resistencia de entrada muy pequeña de aproximadamente r_{π}/β y una ganancia de corriente unitaria.

Debido a que la resistencia de entrada de esta configuración se comporta como la resistencia de carga para la primera etapa, la ganancia de voltaje de la primera etapa será de magnitud pequeña. Esto significa que el valor de la capacitancia de Miller para la primera etapa será muy pequeña pero el ancho de banda se verá incrementado.

La impedancia de entrada de la primera etapa es r_{π} , de tal manera que la ganancia de voltaje de la primera etapa será

$$A_{v1} \approx \frac{-r_{\pi_1}}{r_{\pi_1} + R_G} g_{m1} \frac{r_{\pi_2}}{\beta}$$

Como la corriente del colector en directa es la misma para ambas etapas y asumiendo que las ganancias de corriente de los transistores son iguales, se tiene que

$$A_{v1} = \frac{-r_{\pi}}{r_{\pi} + R_G}$$

La ganancia de voltaje de la primera etapa es menor que la unidad. La corriente de base del primer transistor es

$$I_b = \frac{V_i}{r_{\pi} + R_G}$$

Dado que la ganancia de corriente de la primera etapa es β y de la segunda es aproximadamente 1, la corriente a la salida es

$$I_o \approx -\beta I_b = \frac{-\beta V_i}{r_{\pi} + R_G}$$

y el voltaje a la salida es

$$V_o = I_o R_C = \frac{-\beta R_C V_i}{r_{\pi} + R_G}$$

donde la ganancia de voltaje del circuito cascodo

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-\beta R_C}{r_{\pi} + R_G}$$

es muy similar a la obtenida con un amplificador de una sola etapa, pero como la primera etapa presenta una ganancia no mayor a la unidad, el ancho de banda es incrementado aun y cuando se utilice una resistencia de fuente de un gran valor.

La segunda etapa, cuya ganancia es mayor a la unidad, tiene una impedancia de entrada pequeña. El ancho de banda para esta etapa puede ser determinado mediante el modelo de señal pequeña mostrado en la figura 2.23.

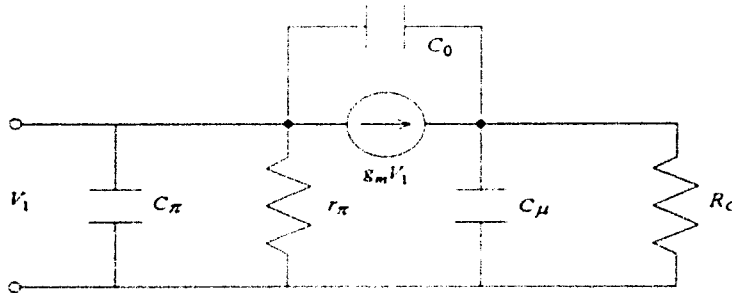


Figura 2.23 Modelo de señal pequeña para la etapa de salida.

La ganancia de voltaje a frecuencia media es

$$A_{v2} = \frac{V_o}{V} = g_m R_C$$

Si la ganancia de voltaje es grande, el circuito equivalente de señal pequeña puede ser reemplazado por el de la figura 2.23

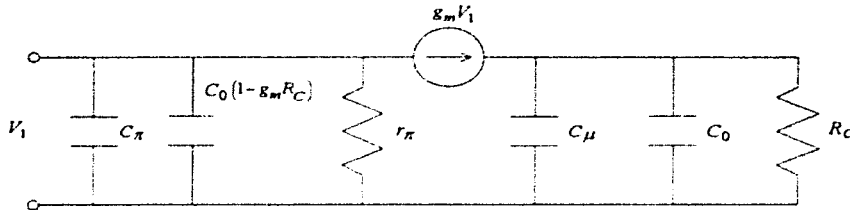


Figura 2.24 Circuito de señal pequeña equivalente.

Como esta etapa no es inversora, la capacitancia de Miller equivalente es negativa, reduciendo la capacitancia de entrada y como la impedancia equivalente de entrada es r_{π}/β , el ancho de banda de esta etapa será determinada por la capacitancia a la salida.

La magnitud del polo a la salida es

$$\omega_p = \frac{1}{R_C (C_C + C_{\mu})}$$

con lo que se obtiene una mejor respuesta en frecuencia.

3 Teoría sobre el Acoplamiento Simultáneo

Al diseñar un amplificador a bajo ruido generalmente es difícil obtener la figura de ruido mínima y una buena ROE a la entrada simultáneamente, ya que los valores de Γ_{opt} y Γ_G son diferentes. Además el acoplamiento a la entrada y a la salida del FET a menudo resulta en inestabilidad del amplificador.

Estos dos problemas pueden resolverse aprovechando las ventajas que nos brinda la realimentación. Una aplicación particularmente importante es el uso de la realimentación negativa para controlar la ganancia así como las impedancias de entrada y salida de un amplificador.

El efecto de la realimentación negativa en los amplificadores permite obtener un mayor ancho de banda con pequeñas variaciones de ganancia. Asimismo, al reducir la ganancia máxima del transistor se tiene una mejor estabilidad del circuito.

Sin embargo, para nuestro caso, la mayor ventaja se tiene al modificar los valores de Γ_{opt} y Γ_G debido a que al seleccionar adecuadamente la realimentación se puede hacer coincidir dichos valores para obtener un acoplamiento simultáneo de ganancia y ruido. Cabe señalar que se busca que la figura de ruido no sea modificada sustantivamente, sacrificando en mayor medida la ganancia, sin embargo, dado que se tienen dos etapas, la ganancia es bastante aceptable.

De esta forma puede obtenerse un amplificador con baja figura de ruido, alta ganancia y dado que se acopla simultáneamente para ganancia y ruido, se tiene también una baja ROE en la entrada.

Los métodos más comunes de aplicar la realimentación negativa por medio de las configuraciones en realimentación serie y derivación son mostradas en la figura 3.1

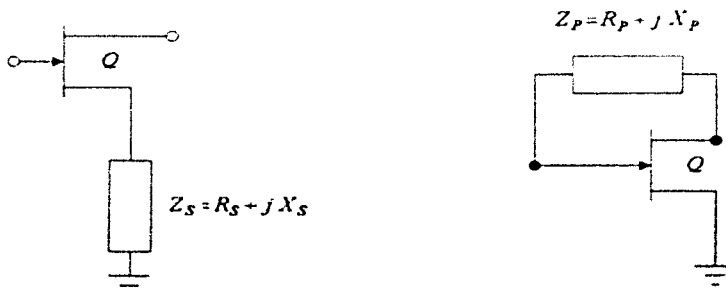


Figura 3.1 Realimentación en serie y en derivación.

Uno de los problemas básicos que existen en el diseño amplificadores a bajo ruido es la significativa diferencia entre la impedancia de fuente presentada al transistor para óptimo ruido y máxima ganancia.

Las redes de realimentación pueden transformar la impedancia de entrada y la impedancia óptima de la fuente a fin de lograr el acoplamiento simultáneo. Sin embargo, la realimentación reactiva cambiará la mínima figura de ruido así como la impedancia óptima de la fuente; además de la ganancia y del factor de estabilidad del circuito.

La presencia de una resistencia en la realimentación en derivación aumentará la conductancia equivalente de ruido G'_n . En contraste, la resistencia equivalente de ruido R'_n puede hacerse menor o igual a resistencia de ruido R_n a través de la elección correcta de la red de realimentación en derivación.

El valor de la resistencia de realimentación representa un compromiso práctico entre la *ROE*, la ganancia y el desempeño de la figura de ruido para la etapa de la entrada del amplificador.

El acoplamiento simultáneo para mínimo ruido y máxima ganancia puede obtenerse utilizando una apropiada realimentación en el dispositivo activo [4],[7],[13].

4 Diseño del Amplificador

El diseño de un amplificador de bajo ruido (*ABR*) implica un desafío considerable debido a sus requerimientos simultáneos de alta ganancia, figura de ruido mínima, buena relación de onda estacionaria a la entrada y a la salida, así como una estabilidad incondicional.

4.1 Especificaciones de Diseño

Las especificaciones de diseño del amplificador son:

- Intervalo de frecuencia de 1.4 a 1.545 GHz
- Figura de ruido menor a 0.5 *dB*
- Ganancia de potencia mayor a 25 *dB*
- Relaciones de onda estacionaria menores a 2.0

Las especificaciones anteriores son posibles de obtener en parte mediante una selección cuidadosa del transistor y teniendo en mente las posibles compensaciones de los parámetros. La figura de ruido mínima y el acoplamiento a la entrada pueden ser obtenidos simultáneamente al usar circuitos de realimentación.

4.2 Selección del Transistor

La selección del transistor es el primer y más importante paso en el diseño de un *ABR*. El transistor debe exhibir una alta ganancia y una baja figura de ruido.

Examinar la hoja de datos es un buen punto de partida para la evaluación del transistor en el diseño del *ABR*. La hoja de datos deberá contener los parámetros de ruido que son esenciales para el diseño a bajo ruido.

Para el diseño del actual amplificador se utilizó un transistor *GaAsFET* de tecnología de alta movilidad de electrones pseudomórfico *PHEMT ATF-34143* de Hewlett Packard, el cual ofrece una figura de ruido baja, haciéndolo idóneo para su utilización en la primera etapa de los amplificadores para microondas de bajo ruido. El anexo A presenta los datos técnicos del *ATF-34143*, que opera en un intervalo de frecuencias de 0.5 a 18 GHz.

El diseño emplea un circuito en configuración cascodo, el cual consiste en un transistor fuente común seguido por un transistor compuerta común, el cual es mostrado en figura 3.2.

Este circuito tiene muchas ventajas por encima de un circuito de un solo transistor. La configuración cascode ofrece una mejor respuesta en frecuencia debido a la reducción de la capacitancia de Miller. Tiene un coeficiente de transmisión en inversa muy bajo, con lo cual se consigue que la ganancia en la trayectoria de realimentación no sea lo suficientemente grande para provocar oscilación y generalmente proporciona una ganancia superior.

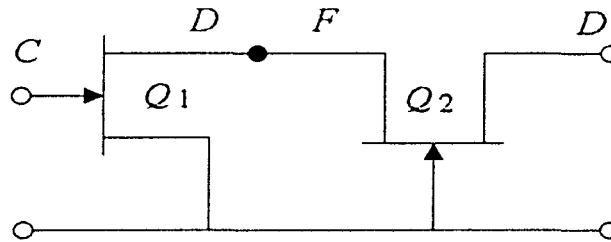


Figura 3.2 Configuración cascode.

Son necesarios los parámetros de transmisión de $Q1$ y $Q2$ en sus respectivas configuraciones para analizar el circuito como un solo bipuerto. Los parámetros de dispersión para este dispositivo en la configuración de fuente común, provistas por el fabricante para $I_{DF} = 60\text{mA}$ y $V_{DF} = 4\text{V}$ a la frecuencia de 1.5GHz son

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0.78 \angle -111^\circ \\ S_{12} &= 0.06 \angle 38^\circ \\ S_{21} &= 8.646 \angle 103^\circ \\ S_{22} &= 0.21 \angle -114^\circ \end{aligned}$$

Interpolando a la frecuencia de 1.4885GHz se tienen los siguientes parámetros S

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0.779 \angle -110.3^\circ \\ S_{12} &= 0.059 \angle 38.19^\circ \\ S_{21} &= 8.675 \angle 103.5^\circ \\ S_{22} &= 0.209 \angle -113.3^\circ \end{aligned}$$

La información contenida en estos parámetros es suficiente para determinar la representación por parámetros $ABCD$ de la red. El anexo B muestra las relaciones para la conversión de parámetros entre bipuertos.

Es posible derivar los parámetros $ABCD$ para $Q1$ directamente de estas relaciones, mientras que los parámetros de $Q2$ deben encontrarse convirtiendo los parámetros del transistor a la configuración compuerta común.

La conversión de fuente común a compuerta común está dada por los parámetros eléctricos mediante la siguiente relación

$$[Y_n] = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22} & -(Y_{12} + Y_{22}) \\ -(Y_{21} + Y_{22}) & Y_{22} \end{bmatrix} \quad (161)$$

Usando estas relaciones y aplicando la conversión a parámetros $ABCD$ se tiene

$$A_1 = 0.035 \angle -135.8^\circ$$

$$B_1 = 4.228 \angle -153.9^\circ$$

$$C_1 = 0.002 \angle -79.99^\circ$$

$$D_1 = 0.067 \angle -63.88^\circ$$

$$A_2 = 0.035 \angle 42.83^\circ$$

$$B_2 = 4.122 \angle 24.62^\circ$$

$$C_2 = 0.002 \angle 98.61^\circ$$

$$D_2 = 0.976 \angle 3.14^\circ$$

A partir la multiplicación de matrices (49) se obtiene la matriz de transmisión equivalente del bipuerto

$$A = 0.009 \angle -59.93^\circ$$

$$B = 4.244 \angle -149.6^\circ$$

$$C = 0.0001 \angle 11.34^\circ$$

$$D = 0.074 \angle -60.13^\circ$$

El resultado después de convertir a parámetros de dispersión es

$$S_{11} = 0.984 \angle -84.34^\circ$$

$$S_{12} = 0.004 \angle 67.92^\circ$$

$$S_{21} = 17.21 \angle 101.4^\circ$$

$$S_{22} = 0.966 \angle -14.69^\circ$$

Se observa que la magnitud del coeficiente de transmisión en inversa, S_{12} , ha sido significativamente reducida comparado al de un solo transistor.

Los parámetros de ruido originales para el transistor en configuración fuente común son

$$F_{min[dB]} = 0.198$$

$$\Gamma_{opt} = 0.691 \angle 52.58^\circ$$

$$R_{n/50} = 0.100$$

De (88)

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

una forma alternativa de representar la figura de ruido es mediante la siguiente ecuación

$$F = 1 + \frac{G_n}{G_G} + \frac{R_n}{G_G} |Y_G + Y_{cor}|^2 \quad (162)$$

la cual involucra los parámetros de correlación.

Las relaciones que hacen a estas ecuaciones equivalentes son

$$G_n = R_n (G_{opt}^2 - G_{cor}^2) \quad (163)$$

$$G_{cor} = \frac{F_{\min} - 1}{2R_n} - G_{opt} \quad (164)$$

$$B_{cor} = -B_{opt} \quad (165)$$

donde

$$Y_{opt} = G_{opt} + j B_{opt} \quad (166)$$

y

$$Y_{cor} = G_{cor} + j B_{cor} \quad (167)$$

Para la configuración compuerta común es necesario derivar de estas expresiones los parámetros equivalentes de ruido, a partir de los parámetros S y de ruido de la configuración fuente común.

Con los elementos de la matriz de transformación $[n]$ para la conversión a compuerta común (103) y de las relaciones de conversión (106), (107) y (108) los parámetros de ruido del transistor compuerta común son:

$$\begin{aligned} F_{\min}(dB) &= 0.199 \\ \Gamma_{opt} &= 0.666 \angle 43.91^\circ \\ R_{n/50} &= 0.095 \end{aligned}$$

Utilizando el método de las matrices de correlación se obtienen los parámetros de ruido para la configuración cascode.

De la ecuación (118) para la conexión en cascada se tiene

$$[C_A] = [A_1][C_{A2}][A_1]^+ + [C_{A1}]$$

la cual involucra las matrices de correlación del primer bipuerto C_{A1} y del segundo bipuerto C_{A2} , así como la matriz $ABCD$ del primer bipuerto.

Los elementos de la matriz C_A determinan los parámetros de ruido del bipuerto equivalente.

Utilizando (124) para encontrar C_{A1} y C_{A2} , resolviendo (118) y transformando por medio de (126 - 128) se obtienen los siguientes parámetros de ruido para la configuración cascodo

$$\begin{aligned} F_{min[dB]} &= 0.215 \\ \Gamma_{opt} &= 0.675 \angle 53.03^\circ \\ R_{n/50} &= 0.101 \end{aligned}$$

Es posible apreciar que los parámetros de ruido iniciales permanecen casi inalterados, lo cual demuestra que la característica de ruido de un sistema en cascada depende principalmente de las contribuciones de la primera etapa.

4.3 Acoplamiento Simultáneo

El diseño para el acoplamiento simultáneo presenta varios métodos [7],[10],[11], pero la gran mayoría implican el trazado de Γ_G y Γ_{opt} en función de la realimentación serie y/o en derivación.

Es necesario entonces, seleccionar una combinación de elementos pasivos en realimentación que transformen Γ_G y Γ_{opt} hacia la misma región sin causar un aumento significativo de la figura de ruido mínima.

En este caso se utiliza una realimentación en derivación formada por una resistencia, ya que este tipo de realimentación ofrece una mejor estabilidad.

El diagrama básico del ABR cascodo con realimentación, el cual consiste en el amplificador cascodo y la realimentación en derivación, se muestra en la figura 3.3.

A partir de este circuito es posible el acoplamiento simultáneo de Γ_{opt} y Γ_G eligiendo mesuradamente el valor de la red de realimentación.

La figura 3.4 muestra el trazado de Γ_{opt} y Γ_G en función de la red de realimentación a la frecuencia de 1.4885 GHz.

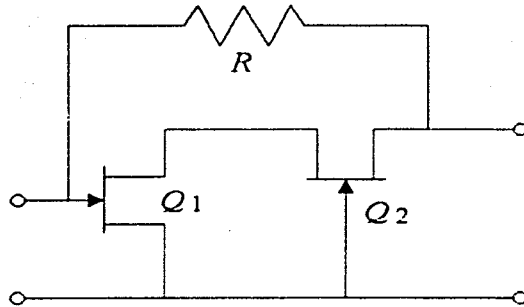


Figura 3.3 Amplificador cascode con realimentación

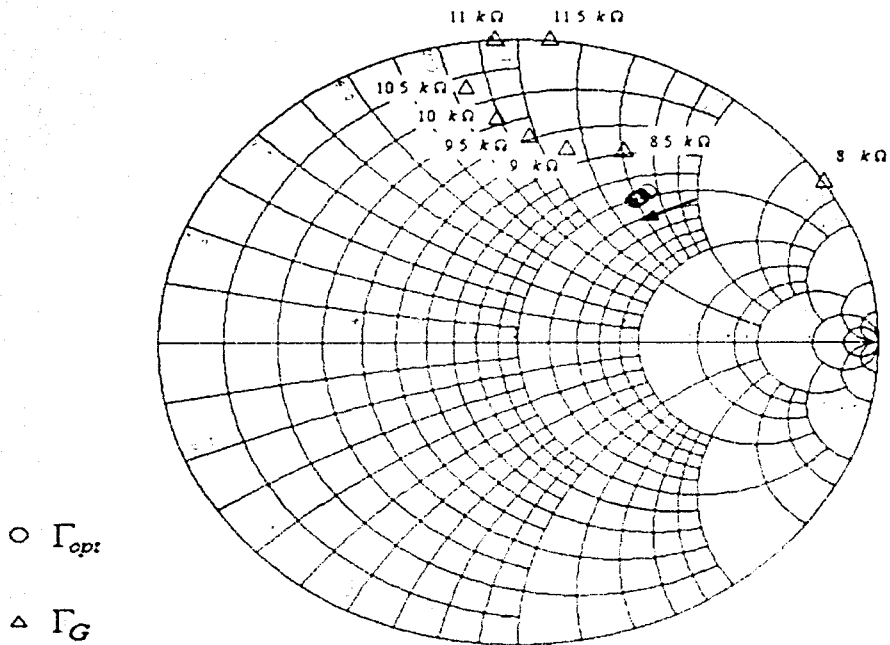


Figura 3.4 Γ_{opt} y Γ_G en función de la red de realimentación.

Es interesante hacer notar que incluso en el caso de un valor muy grande de la resistencia de realimentación, Γ_G cambia significativamente, mientras que Γ_{opt} permanece casi inalterado cuando el valor de la resistencia varía. Cuando la resistencia disminuye, Γ_G se acerca a Γ_{opt} . Esto significa que el acoplamiento simultáneo de ruido y ganancia es posible sin adicionar el ruido de la resistencia de realimentación.

Aunque Γ_G y Γ_{opt} están lo suficientemente cerca, al diseñar la red de entrada para máxima ganancia, no resultaría una figura de ruido mínima.

Debido a que esta técnica es más apropiada para la tecnología monolítica que para la híbrida; ya que el nivel de impedancia del dispositivo puede seleccionarse al variar la dimensión de la compuerta, de tal manera que la red de realimentación adecuada para el acoplamiento simultáneo es fácil de encontrar; será necesario hacer uso de otras técnicas que ayuden en el diseño del amplificador.

La técnica de carga resistiva en ocasiones se usa para mejorar la estabilidad y junto con la realimentación negativa es posible modificar los parámetros del bipuerto de tal manera que se obtenga una ganancia constante, baja ROE y por supuesto el acoplamiento simultáneo [4].

Los tipos de carga resistiva son

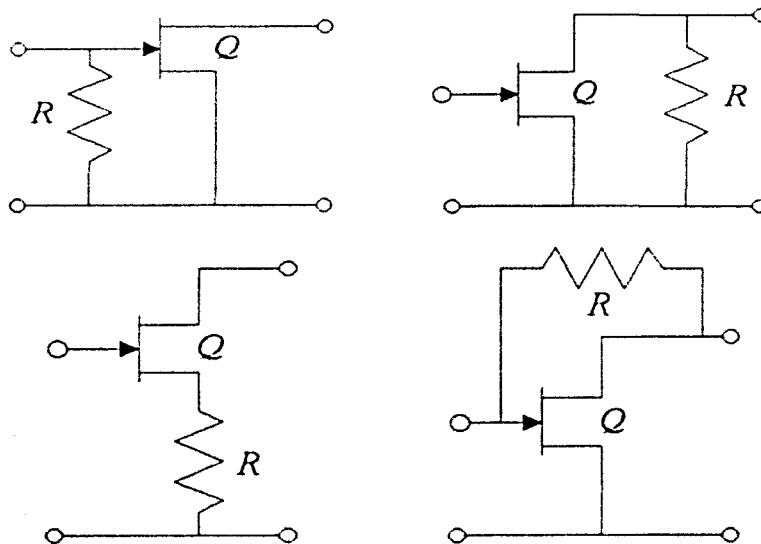


Figura 3.5 Diferentes tipos de carga resistiva.

que para el diseño del *ABR*, solo se utilizarán las resistencias a la salida, a manera de que los parámetros de ruido del bipuerto no se modifiquen drásticamente, debido a que la resistencia representa una fuente de ruido y tiene mayor influencia en la primera etapa.

Realizando el análisis de estabilidad y obteniendo los valores de Γ_G y Γ_{opt} en la implementación de los dos tipos diferentes de carga resistiva se observó que el desempeño de este circuito puede ser mejorado agregando ambas resistencias en serie y en derivación a la salida del bipuerto. así como la adición de una capacitancia en la red de realimentación tal y como se muestra en la siguiente figura.

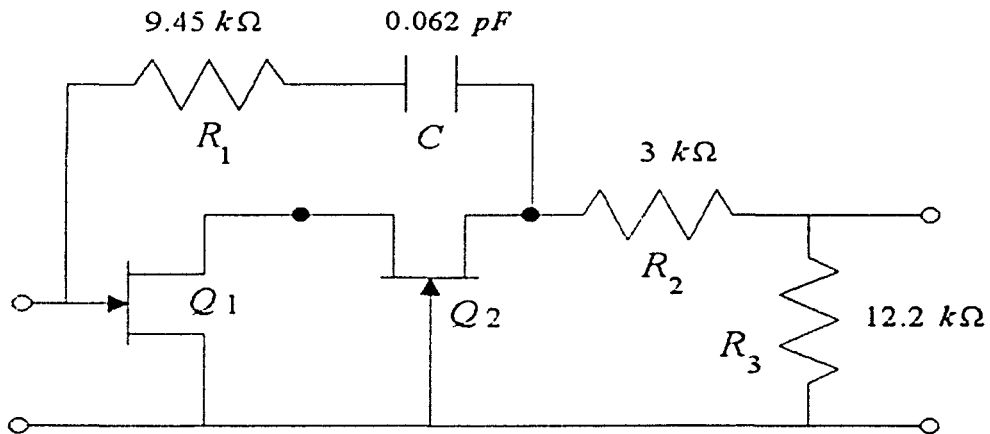


Figura 3.6 Amplificador con realimentación y carga resistiva.

A partir de los valores de los elementos de realimentación y de carga resistiva mostrados en la figura 3.6, se procede a obtener los parámetros eléctricos y de ruido del bipuerto equivalente.

Para la conexión en derivación conformada por la configuración cascode y la red de realimentación mostrada en la figura 3.7, es necesario trabajar con los parámetros de admitancia de ambos bipuertos.

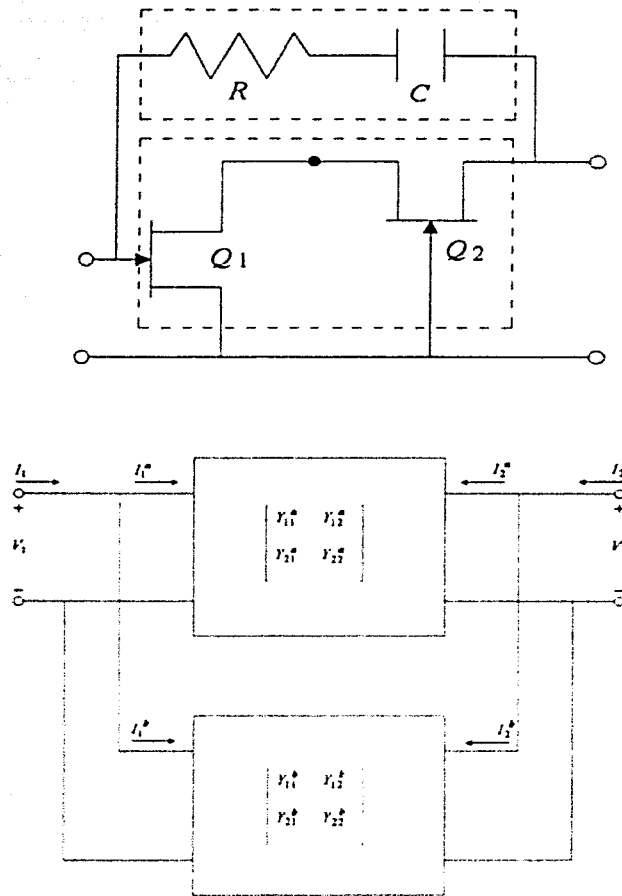


Figura 3.7 Conexión en derivación usando parámetros Y .

Convirtiendo los parámetros $ABCD$ o S de la configuración cascodo a parámetros Y^a y obteniendo la matriz Y^b de la red de realimentación donde

$$Y_{11}^b = Y_{22}^b = 1 / \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right)$$

$$Y_{12}^b = Y_{21}^b = -1 / \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right)$$

la matriz Y equivalente es

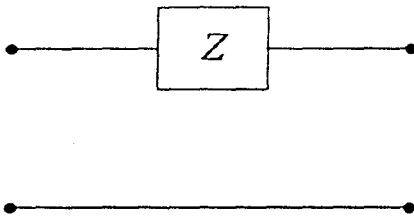
$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}^a + Y_{11}^b & Y_{12}^a + Y_{12}^b \\ Y_{21}^a + Y_{21}^b & Y_{22}^a + Y_{22}^b \end{bmatrix} \quad (168)$$

convirtiendo a parámetros $ABCD$ se tiene

$$\begin{aligned} A &= 0.009 \angle -62.51^\circ \\ B &= 4.246 \angle -149.6^\circ \\ C &= 7e-05 \angle 6.77^\circ \\ D &= 0.074 \angle -60.45^\circ \end{aligned}$$

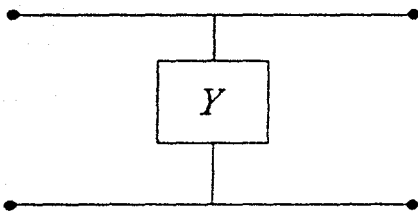
Para obtener la matriz $ABCD$ equivalente de la red activa, es necesario obtener la matriz $ABCD$ de cada uno de los elementos que integran el circuito y aplicar el producto de las matrices individuales.

Las matrices $ABCD$ de las resistencia de carga son



$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{impedancia}} = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Figura 3.9 Circuito en serie.



$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{admitancia}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$$

Figura 3.10 Circuito en derivación.

multiplicando las matrices de transmisión se tiene

$$ABCD_{\text{tot}} = ABCD_{\text{trans y realim}} \cdot ABCD_{R \text{ serie}} \cdot ABCD_{R \text{ derivación}}$$

Finalmente los parámetros de dispersión quedan de la siguiente forma

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0.985 \angle -84.34^\circ \\ S_{12} &= 0.004 \angle 67.92^\circ \\ S_{21} &= 17.21 \angle 101.4^\circ \\ S_{22} &= 0.966 \angle -14.69^\circ \end{aligned}$$

Resolviendo la ecuaciones (145) y (146) para obtener las redes a máxima ganancia

$$\begin{aligned} \Gamma_G &= 0.585 \angle 54.79^\circ \\ \Gamma_C &= 0.875 \angle 1.79^\circ \end{aligned}$$

El análisis de ruido se presenta a continuación.

Los parámetros de ruido para el circuito cascodo con realimentación involucran las matrices de correlación de ambos bipuertos, tal y como se indicó en (116)

$$[C_Y] = [C_{Y1}] + [C_{Y2}]$$

La matriz de correlación para la red de realimentación C_{Y2} es obtenida a partir de (120), mientras que la matriz C_{Y1} del amplificador cascodo puede ser encontrada por medio de su matriz C_A y de la matriz de transformación $T_{\alpha\beta}$, mediante la siguiente operación

$$[C_{Y1}] = [T_{AY}] [C_A] [T_{AY}]^+$$

Al evaluar la matriz de correlación para la conexión en derivación es necesario aplicar de nueva cuenta la operación de transformación para dejar la matriz de correlación en su representación por matriz $ABCD$ mediante

$$[C_A] = [T_{YA}] [C_Y] [T_{YA}]^+$$

Para la conexión en cascada del circuito cascodo y la realimentación en derivación con las resistencias de carga, será necesario emplear las matrices $ABCD$ de los bipuertos equivalentes en contribución con las matrices de correlación.

La matriz de correlación equivalente para el circuito de la figura 3.11 utiliza la matriz de correlación de los bipuertos 1 y 2, así como la matriz $ABCD$ del bipuerto 1.

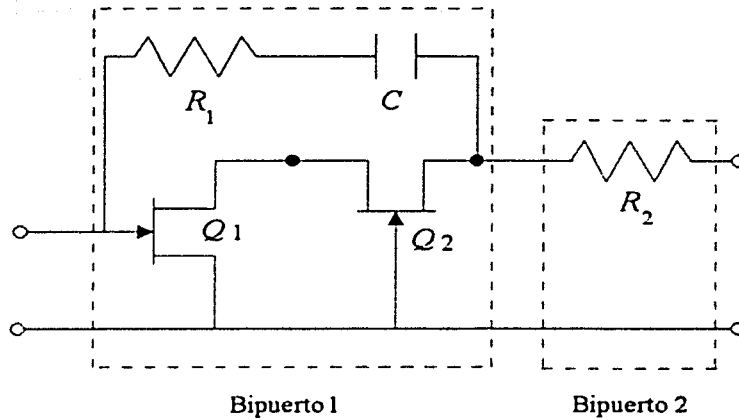


Figura 3.11 Circuito para la primera conexión en cascada.

$$[C_A] = [A_1] [C_{A2}] [A_1]^+ + [C_{A1}]$$

Mientras que la matriz de correlación de la red activa está en función de las matrices C_A , C_{A3} y de la matriz $ABCD$ del bipuerto 3.

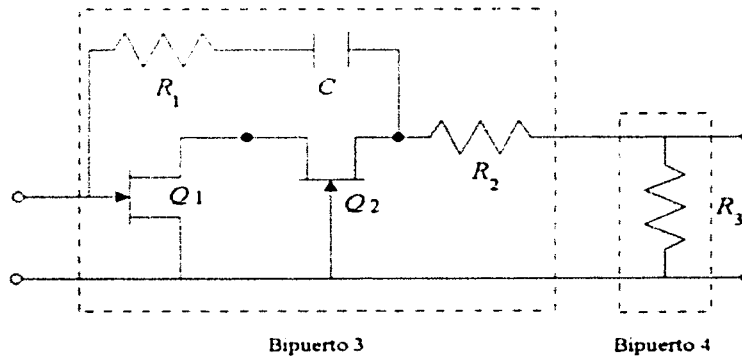


Figura 3.12 Circuito para la segunda conexión en cascada.

$$[C_{A_{tot}}] = [A_3] [C_{A3}] [A_3]^+ + [C_A]$$

De los parámetros de la matriz $C_{A_{tot}}$ se obtienen los parámetros de ruido finales por medio de (126) (127) y (128)

$$\begin{aligned} F_{min[dB]} &= 0.296 \\ \Gamma_{opt} &= 0.585 \angle 54.81^\circ \\ R_{n/50} &= 0.102 \end{aligned}$$

Comparando los valores de Γ_G y Γ_{opt}

$$\begin{aligned} \Gamma_G &= 0.585 \angle 54.79^\circ \\ \Gamma_{opt} &= 0.585 \angle 54.81^\circ \end{aligned}$$

es posible observar que el ajuste apropiado de los elementos de realimentación, conlleva a la condición simultánea para máxima ganancia y mínimo ruido.

Además de que los parámetros de ruido iniciales solo sufrieron de una pequeña alteración en sus valores, siendo el caso específico de F_{min} que aumentó poco menos de 0.1 dB.

4.4 Estabilización

Una vez determinados los parámetros del amplificador es necesario realizar el análisis de estabilidad para todo el intervalo de frecuencias del transistor, con el fin de asegurar que no se presenten oscilaciones debidas a la presencia de condiciones en la red que para ciertas frecuencias ubiquen al circuito en una región de inestabilidad.

Resolviendo (156) y (157) las gráficas de $|\Delta|$ y K se presentan a continuación

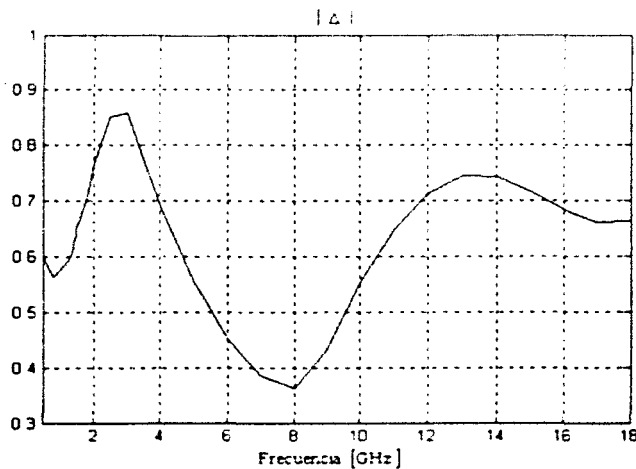


Figura 3.13a Factor de estabilidad.

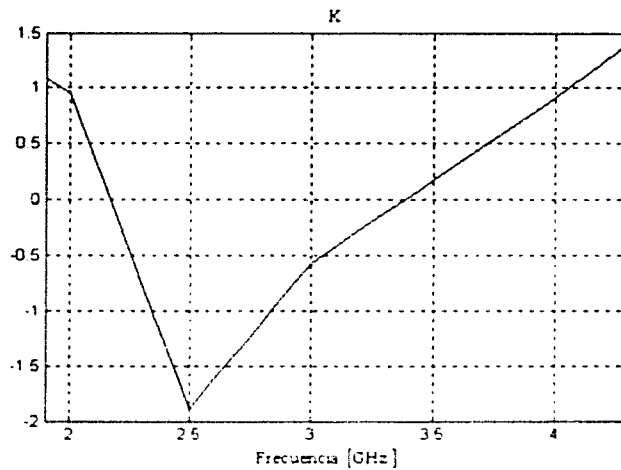
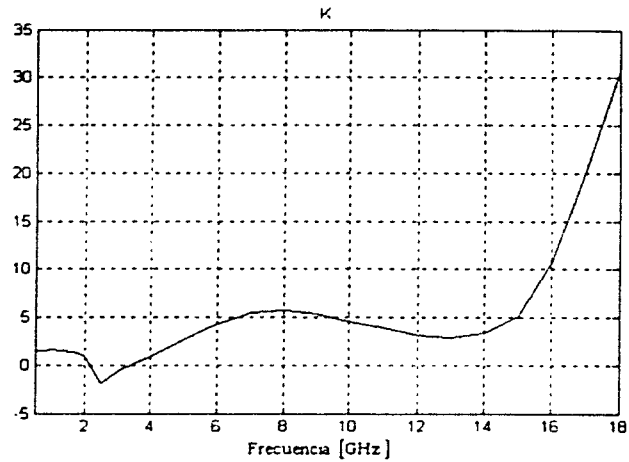


Figura 3.13b Factores de estabilidad.

De las gráficas es posible observar que el factor de estabilidad es menor a uno en el intervalo de frecuencias de 1.95 a 4.06 GHz, por lo que será necesario proponer una red de estabilización.

La figura 3.14 muestra el circuito con la red de estabilización formado por una resistencia en serie con un *stub* de longitud $\lambda/4$ en corto.

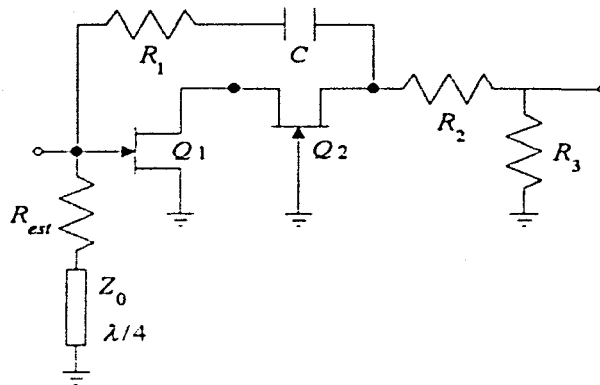


Figura 3.14 Circuito con red de estabilización.

El propósito de este arreglo es modificar la parte real de la impedancia de entrada al transistor por medio de la resistencia sin afectar los parámetros de ruido en el intervalo de frecuencias de diseño. La característica del *stub* en corto es presentar un valor de impedancia muy grande a la frecuencia de diseño, mientras que a las demás frecuencias presenta una impedancia muy baja.

Determinando los valores de $|\Delta|$ y K con la red de estabilización

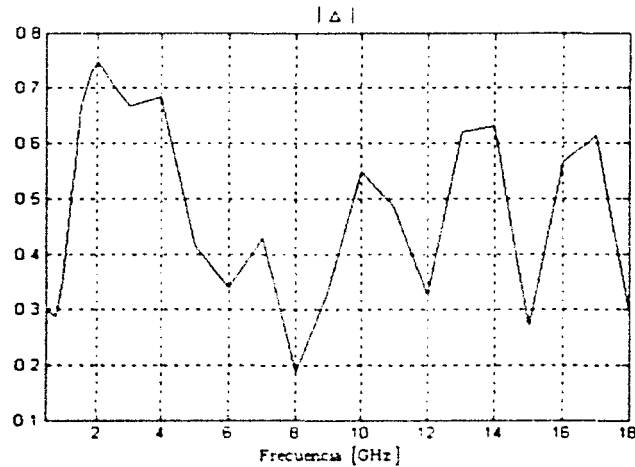


Figura 3.15a Factores de estabilidad del circuito equivalente.

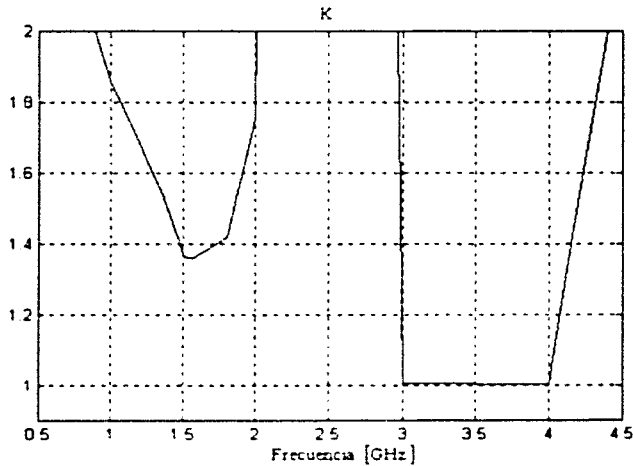
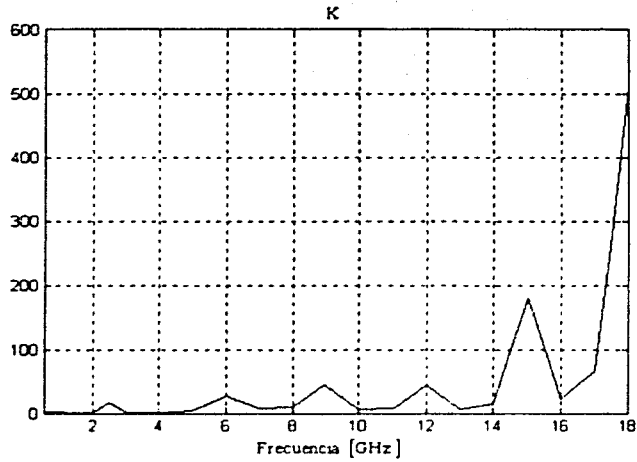


Figura 3.15b Factores de estabilidad del circuito equivalente.

Se observa que el amplificador cumple con las condiciones de estabilidad para todo el intervalo de frecuencias del transistor.

4.5 Redes de Acoplamiento

Con base en la carta Smith, se proponen las redes de acoplamiento correspondientes a la entrada y salida del circuito para la frecuencia de 1.4885 GHz.

Las redes de acoplamiento estarán compuestas por *stubs* abiertos en derivación y por líneas de transmisión en serie con una impedancia característica de 50Ω , para lograr un perfecto acoplamiento a la frecuencia de diseño.

Para la red de entrada, primeramente se convierte Z_G que es la impedancia representada por el coeficiente de reflexión Γ_G , vista a través de la red de acoplamiento hacia la impedancia de la fuente Z_0 , en la admitancia normalizada Y_G .

Moviéndose del centro de la carta Smith con un *stub* abierto de longitud 0.154λ y una línea de transmisión en serie de 0.249λ se llega al valor de Y_G tal y como se muestra en la figura 3.16.

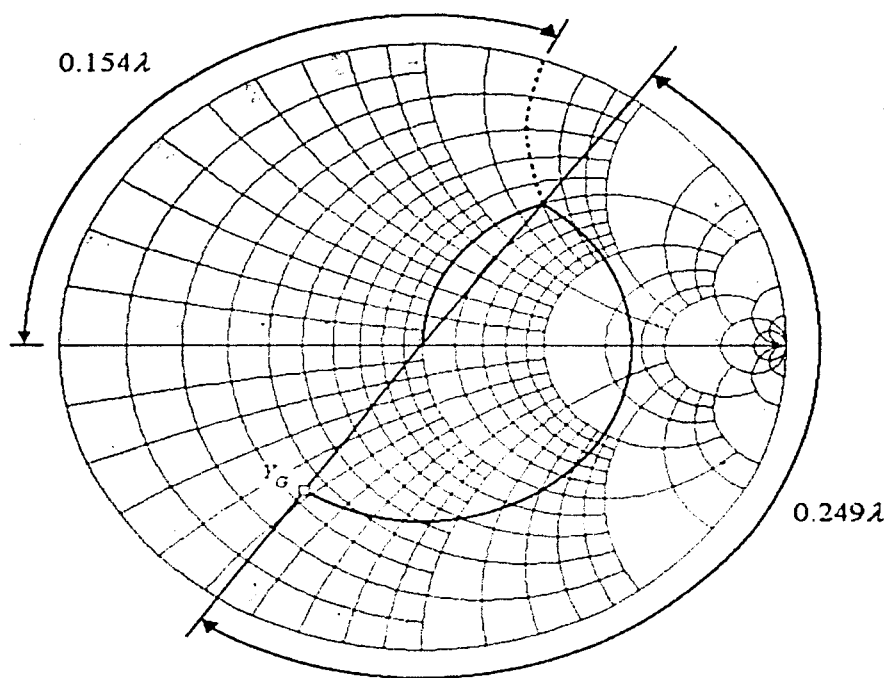


Figura 3.16 Determinación de la red de entrada.

Para el caso de la red de salida, figura 3.17, se dibuja en la carta Smith el valor de la admitancia normalizada Y_C y se encuentran los valores de los elementos de manera similar a la red de entrada.

Las longitudes del *stub* abierto en derivación y de la línea de transmisión en serie son 0.208λ y 0.286λ , respectivamente.

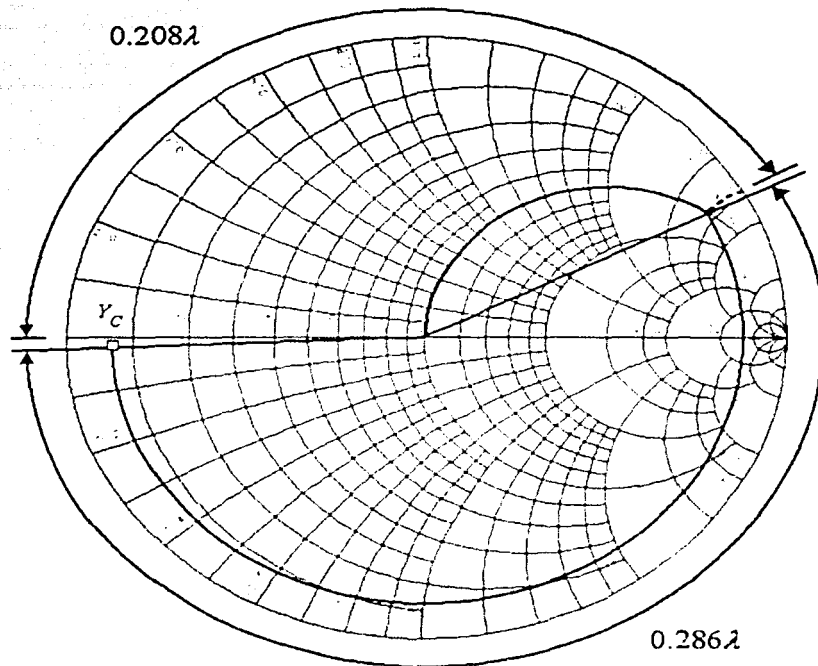


Figura 3.17 Determinación de la red de salida.

Una vez determinadas las redes de acoplamiento, se obtienen los parámetros totales del amplificador para realizar el análisis de estabilidad, ganancia y figura de ruido del circuito resultante.

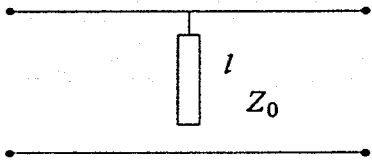
Como primer paso, se determinará la impedancia de salida presentada al transistor para evaluar la figura de ruido.

Mediante el producto de las matrices $ABCD$ de cada elemento de la red de entrada y de la red de estabilización es posible encontrar la impedancia de salida.

La matriz equivalente de la red presentada al transistor es

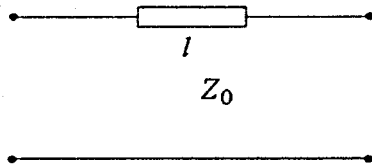
$$ABCD_{eq} = ABCD_{stab} ABCD_{línea} ABCD_{red\ estab}$$

donde las matrices $ABCD$ para cada elemento se muestran a continuación



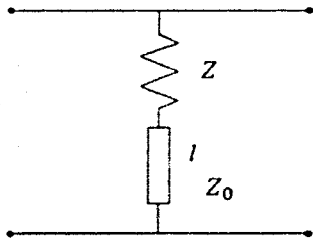
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{stub} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_0} \tan \beta l & 1 \end{bmatrix}$$

Figura 3.18 Stub abierto en derivación.



$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{línea} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & j Z_0 \sin \beta l \\ j \frac{1}{Z_0} \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix}$$

Figura 3.19 Línea de transmisión.



$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{red\ est} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_{est}} \tan \beta l & 1 \end{bmatrix}$$

Figura 3.20 Red de estabilización.

La impedancia de salida Z_{sal} se define por

$$Z_{sal} = \frac{DZ_G + B}{CZ_G + A}$$

donde Z_G es la impedancia del generador.

De (158) la figura de ruido del amplificador es

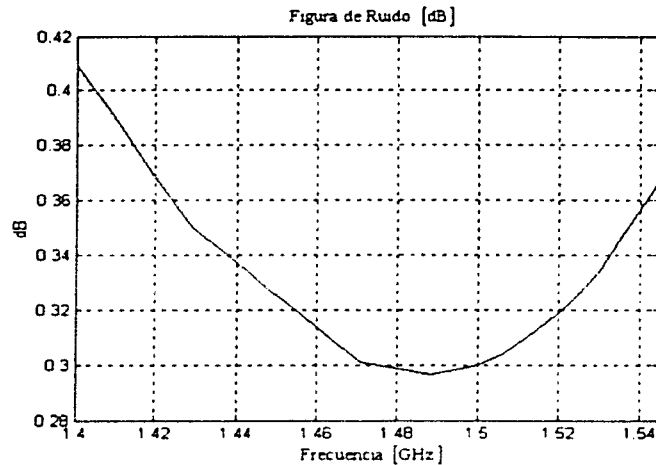


Figura 3.21 Figura de ruido del amplificador.

cuyo valor a la frecuencia de diseño es F_{min}

Para las relaciones de onda estacionaria, es necesario obtener los parámetros ABCD del amplificador mediante la multiplicación de las matrices de la red de entrada, la red de estabilización, la red activa y la red de salida.

Las relación de onda estacionaria a la salida es

$$\Gamma_{sal} = \frac{Z_C - Z_{sal}}{Z_C + Z_{sal}} \quad (169)$$

$$ROE_{sal} = \frac{1 + |\Gamma_{sal}|}{1 - |\Gamma_{sal}|} \quad (170)$$

mientras que la relación de onda estacionaria a la entrada es

$$\Gamma_{ent} = \frac{Z_{ent} - Z_G}{Z_{ent} + Z_G} \quad (171)$$

$$ROE_{ent} = \frac{1 + |\Gamma_{ent}|}{1 - |\Gamma_{ent}|} \quad (172)$$

donde la impedancia de entrada se define mediante

$$Z_{ent} = \frac{AZ_C + B}{CZ_C + D}$$

y Z_C es la impedancia de la carga.

Las figuras 3.22 y 3.23 muestran las relaciones de onda del amplificador

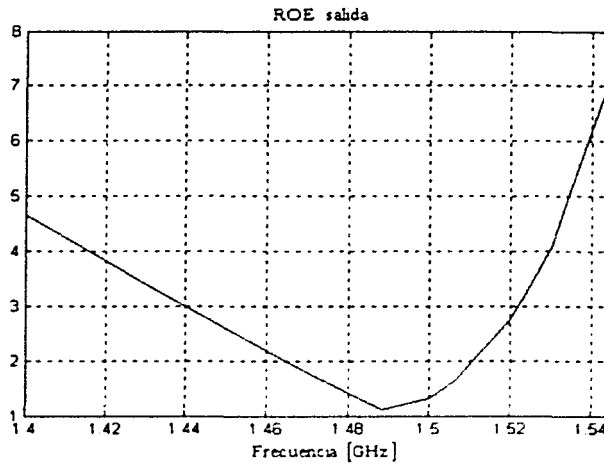


Figura 3.22 Relación de onda estacionaria a la salida.

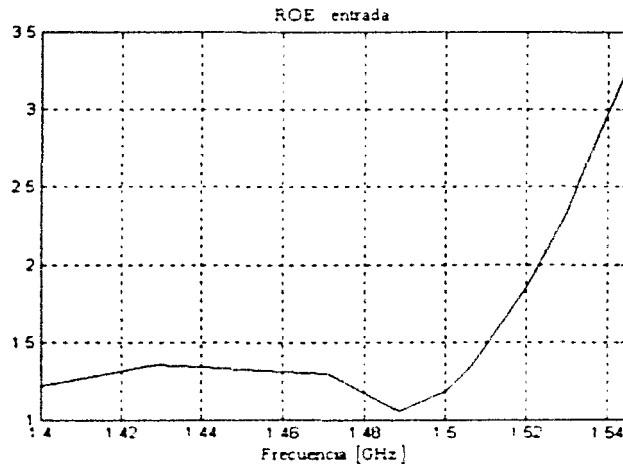


Figura 3.23 Relación de onda estacionaria a la entrada.

de estas figuras es posible observar que las relaciones de onda son mayores a 2.0, siendo el caso específico a la salida donde se presentan valores mayores a 6.0 en las frecuencias que limitan el intervalo de diseño.

La ROE a la salida puede ser mejorada al proponer una transformador $\lambda/4$ para acoplar el amplificador con la carga. Antes de calcular los parámetros del transformador es necesario modificar la impedancia de salida del amplificador, ya que esta línea de transmisión solo acopla resistencias.

La impedancia de salida del amplificador es

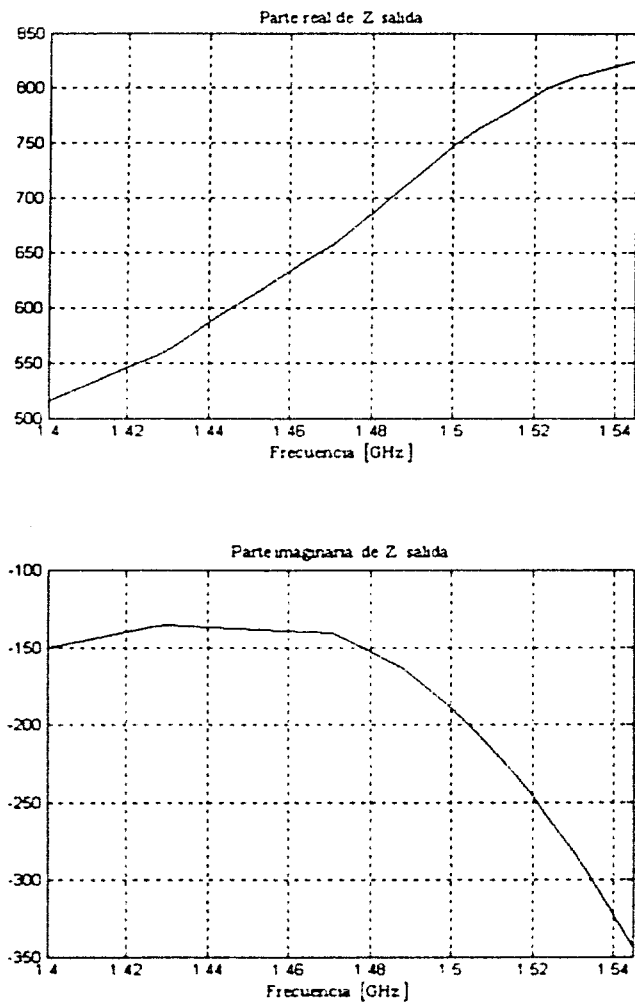


Figura 3.24 Valor de la impedancia de salida.

Al colocar una inductancia de 17.6 nH en serie con la salida del amplificador se cancela la parte imaginaria de Z_{sal} a la frecuencia de diseño y entonces es posible utilizar el transformador $\lambda/4$.

Obteniendo el valor de la impedancia característica de la línea a partir de (53)

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_C}$$

Las siguientes figuras muestran el diseño del amplificador, así como sus parámetros.

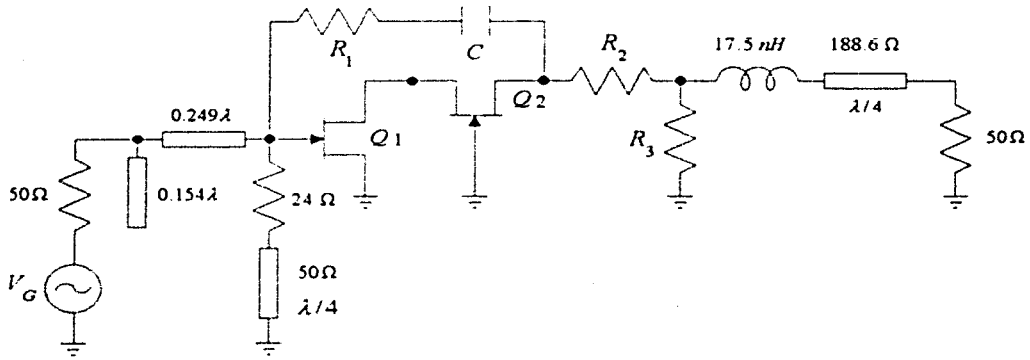


Figura 3.25 Circuito con transformador de longitud $\lambda/4$.

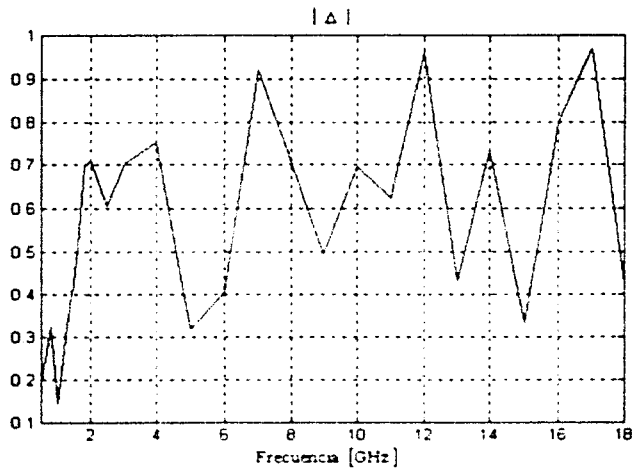


Figura 3.26 Factor de estabilidad.

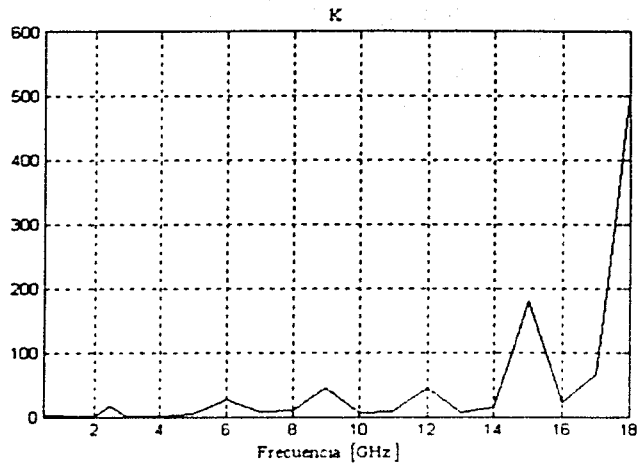


Figura 3.27 Factor de estabilidad.

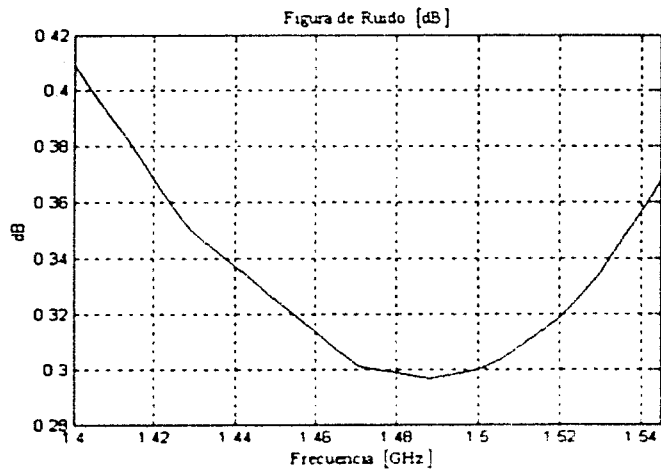


Figura 3.28 Figura de Ruido.

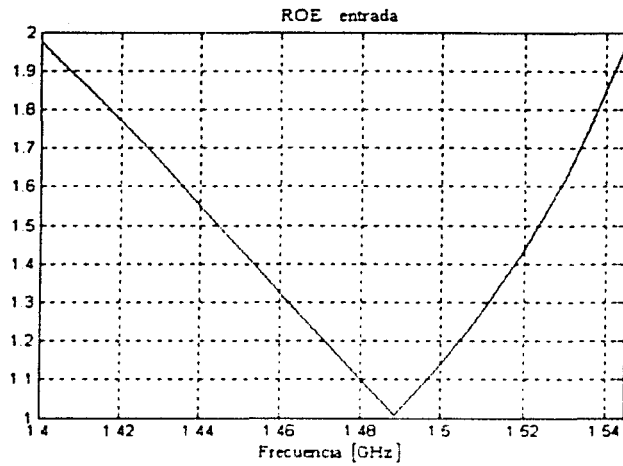


Figura 3.29 *ROE* a la entrada.

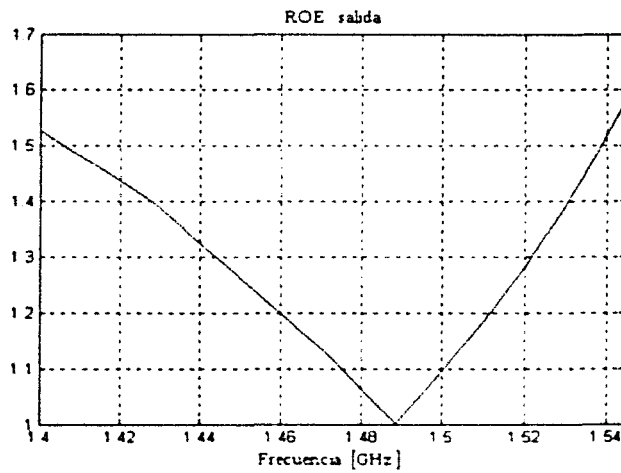


Figura 3.30 *ROE* a la salida.

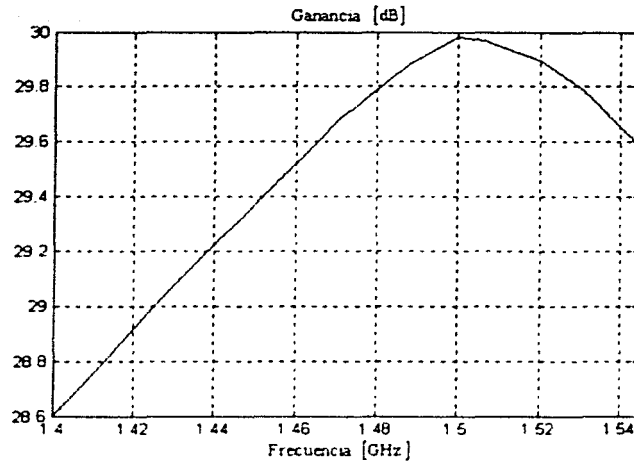


Figura 3.31 Coeficiente de Ganancia.

El coeficiente de ganancia se evalúa mediante

$$G = \frac{4 |Z_C| \operatorname{Re}(Z_G)}{|AZ_C + B + CZ_C Z_G + DZ_G|^2}$$

donde los parámetros $ABCD$ corresponden al circuito final del amplificador y las impedancias Z_G y Z_C son las impedancias del generador y de la carga, respectivamente.

La ROE a la entrada puede ajustarse a la especificación de diseño al optimizar los parámetros del *stub* y de las líneas.

4.6 Optimización de Parámetros

La optimización es el proceso que consiste en ajustar los diferentes parámetros de los elementos que conforman el circuito, en este caso la red de acoplamiento, para obtener la respuesta del circuito que proporcione los mejores valores en los parámetros del amplificador.

Este proceso iterativo comprende la minimización o maximización de una función dada

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

donde x_n son los valores de los parámetros de los elementos que al ser optimizados proveerán una respuesta en el circuito que sea lo más cercana a la especificada.

La optimización de la red de entrada tiene como propósito el minimizar la ROE y la figura de ruido en el intervalo de frecuencias, principalmente a la frecuencia de diseño. El comando *fmins* del programa MatLab minimiza una función de varias variables entregando un vector que es un minimizador local de la función local cercana al vector de parámetros iniciales.

Optimizando el circuito de acoplamiento y recalculando los valores de la inductancia y el transformador se tienen las siguientes gráficas

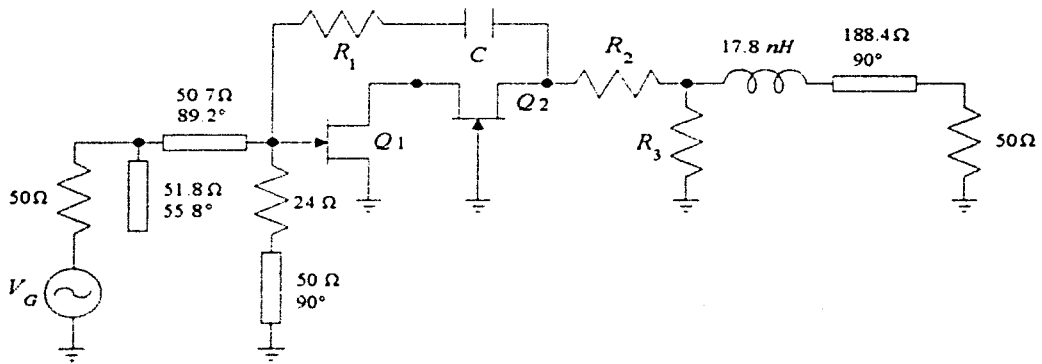


Figura 3.32 Amplificador con parámetros optimizados.

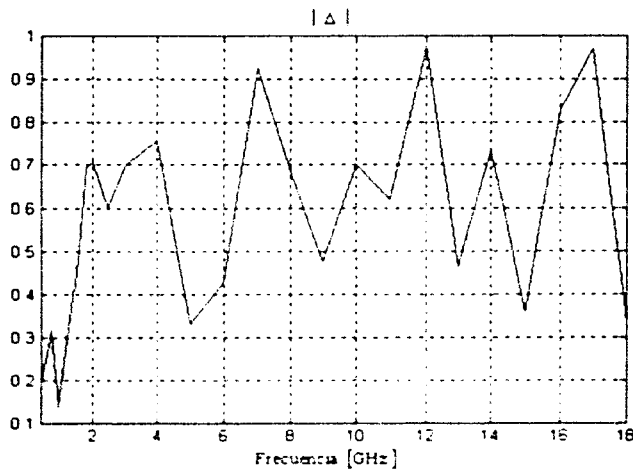


Figura 3.33 Factor de estabilidad.

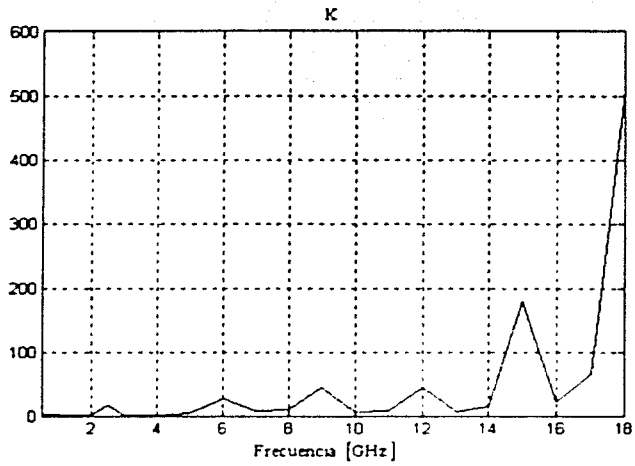


Figura 3.34 Factor de estabilidad.

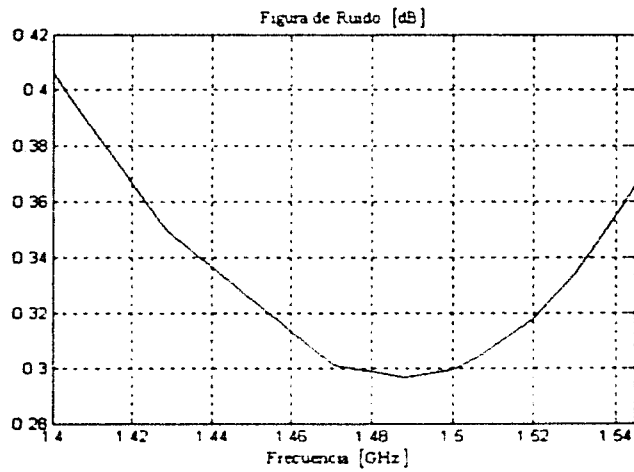


Figura 3.35 Figura de Ruido.

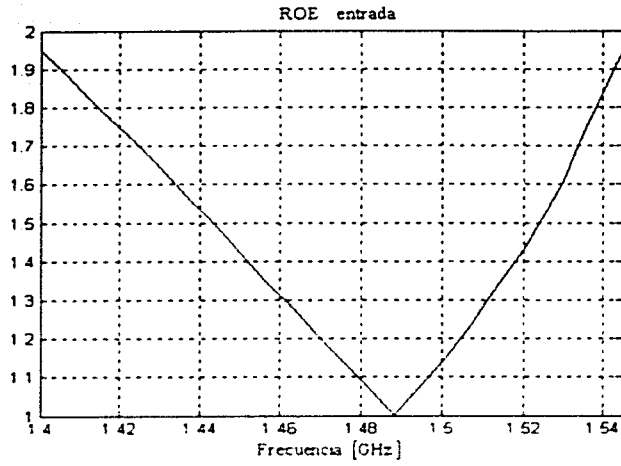


Figura 3.36 ROE a la entrada.

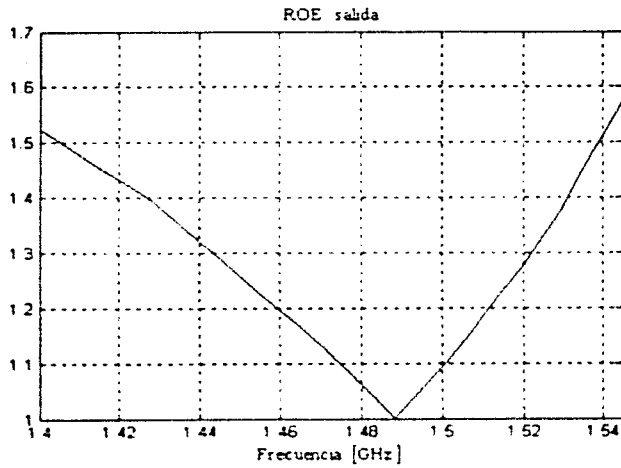


Figura 3.37 ROE a la salida.

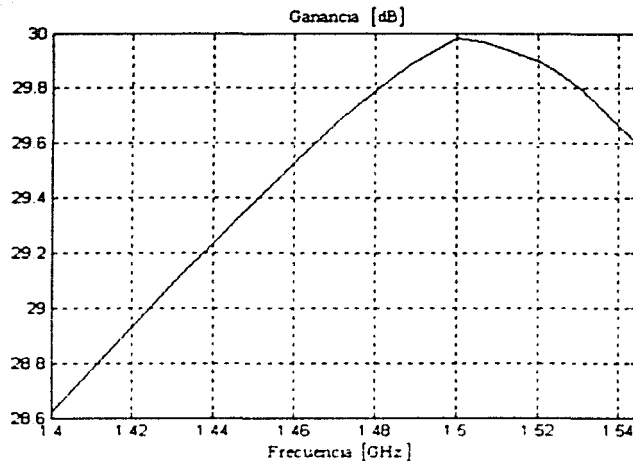


Figura 3.38 Coeficiente de Ganancia.

De los resultados anteriores puede observarse que el circuito es estable incondicionalmente para todo el intervalo de frecuencias del transistor. Además de tener buenas características en lo referente a los parámetros del amplificador, ya que se ubican dentro de las especificaciones propuestas.

4.7 Redes de Polarización

El propósito de las redes de polarización es seleccionar el punto de operación apropiado y mantenerlo constante sobre las variaciones de los parámetros del transistor y de la temperatura.

Para el caso del amplificador cascode, ambos transistores requieren del mismo punto de operación que es $I_D = 60 \text{ mA}$ y $V_{DF} = 4 \text{ V}$.

El voltaje de polarización para la configuración fuente común es introducido en la compuerta del transistor a través de la red de estabilización en el extremo del *stub* en corto por un circuito divisor de tensión. Para la configuración en compuerta común, el voltaje se introduce mediante un divisor de tensión y una resistencia de 50Ω a través de la compuerta del transistor.

El voltaje al drenaje del transistor es alimentado por una resistencia de 66.7Ω y un *stub* de longitud $\lambda/4$ con una impedancia de 100Ω .

Los capacitores de 1000 pF tienen como objetivo el desacoplar las fuentes de alimentación.

En la figura 3.39 se muestra el amplificador con las redes de polarización.

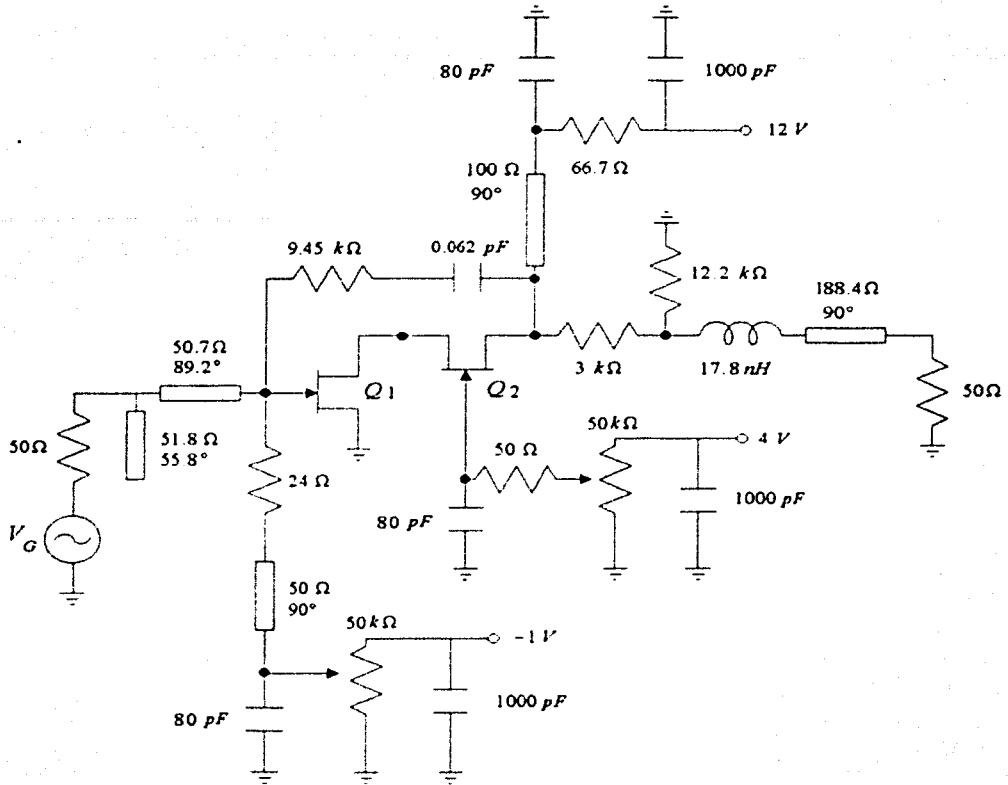


Figura 3.39 Amplificador con circuitos de polarización.

5 Conclusiones

En este trabajo se presenta el diseño y los resultados de un Amplificador de bajo ruido (*ABR*) de tecnología *PHEMT*, para el intervalo de 1.4 a 1.545 GHz.

El diseño se basa en una técnica de acoplamiento simultáneo de ganancia y ruido en una configuración cascodo. El fin de esta técnica es encontrar una red de realimentación apropiada que modifique los parámetros *S* y los parámetros de ruido del dispositivo de tal manera que el acoplamiento de ruido proporcione una baja relación de onda estacionaria (*ROE*) a la entrada.

Al diseñar un *ABR* con un *FET* en configuración fuente común a una sola etapa, el acoplamiento para una figura de ruido mínima da lugar a una alta *ROE* de entrada. Esto se debe a que el óptimo coeficiente de reflexión para la mínima figura de ruido (Γ_{opt}) es generalmente muy diferente al acoplamiento para máxima ganancia (Γ_G).

Si se logra que Γ_{opt} y Γ_G coincidan, es posible obtener tanto una figura de ruido mínima (F_{min}) como un bajo nivel de *ROE* simultáneamente. Para lograr el objetivo, se propuso un acoplamiento de ruido y ganancia, así como de entrada y salida simultáneo con buena estabilidad, combinando las ventajas de la configuración cascodo y de la realimentación en derivación.

La implementación de la configuración cascodo permite que ambos transistores utilicen la misma corriente y así eliminar la necesidad de capacitores de acoplamiento entre etapas. Esta configuración presenta un coeficiente de transmisión en inversa de un valor muy bajo, con lo que consigue que la ganancia en la trayectoria de realimentación no sea lo suficientemente grande para provocar oscilaciones, mientras que los parámetros de ruido permanecen casi inalterados, confirmando que la característica de ruido de un sistema en cascada depende principalmente de las contribuciones de la primera etapa.

La introducción de la red de realimentación en derivación, además de mejorar la estabilidad, permite que los coeficientes para mínimo ruido y máxima ganancia coincidan al encontrar un valor adecuado en sus elementos. Al utilizar valores de resistencia grandes ($> 10\text{ k}\Omega$) Γ_G cambia significativamente, mientras que Γ_{opt} no presenta cambios. Cuando la resistencia disminuye, Γ_G se acerca a Γ_{opt} . Aunque para valores de resistencia menores a $5\text{ k}\Omega$ también es posible el acoplamiento simultáneo, esto no es muy práctico, ya que la ganancia disminuye y el ruido generado por el pequeño valor de resistencia aumenta.

Para el caso de este amplificador, la red de realimentación en derivación no era suficiente para lograr el acoplamiento simultáneo. Aunque los coeficientes para mínimo ruido y máxima ganancia estaban lo suficientemente cerca, no resultaba una figura

de ruido mínima cuando se diseñaba la red de entrada, por lo que se utilizó la técnica de carga resistiva a la salida para hacer coincidir ambos coeficientes y lograr el acoplamiento simultáneo.

Una vez evaluados los parámetros de ruido, se realizó el análisis de estabilidad, dando como resultado una estabilidad condicional. Fue necesario diseñar una red compuesta por una resistencia en serie con un *stub* de longitud $\lambda/4$ para modificar la parte real de la impedancia de entrada al transistor por medio de la resistencia sin afectar los parámetros de ruido en el intervalo de frecuencias de diseño.

El diseño de las redes de acoplamiento es necesario para alcanzar las especificaciones deseadas de diseño. Los dispositivos no acoplados pueden causar una gran cantidad de potencia reflejada, un mal desempeño en el ruido y una ganancia baja. Para un *ABR*, la potencia reflejada causada por un mal acoplamiento a la entrada puede viajar de regreso a la antena y ser radiada. Este acoplamiento también puede reducir la ganancia del *ABR* y causar que el sistema tenga un desempeño de ruido no óptimo.

En cuanto a la red de salida, conformada por un *stub* y una línea de transmisión, fue necesario sustituirla con un transformador de longitud $\lambda/4$ para mejorar la *ROE* en el intervalo de frecuencias determinado. Este tipo de circuitos es auxiliar en el acoplamiento de impedancias. Una característica de este transformador es que solo puede acoplar una resistencia, por lo que la inclusión de la inductancia busca la cancelación de la parte imaginaria de la impedancia de salida del amplificador.

La optimización de las longitudes e impedancias características de las líneas y los *stubs* permitió que las especificaciones de diseño del amplificador se alcanzaran.

Las redes de polarización se diseñaron con el fin de influir lo menos posible en los parámetros del amplificador. Introduciendo los voltajes a la compuerta y al drenaje de los transistores mediante el uso de *stubs* en corto de longitud $\lambda/4$ permite desconectar las fuentes de alimentación.

A partir de la caracterización de redes de microondas por medio de la teoría de bipuertos es factible el análisis y diseño de circuitos y sistemas de microondas. Este diseño fue simulado basándose en la teoría de bipuertos, líneas de transmisión, teoría de ruido y acoplamiento de impedancias. Para la simulación numérica del amplificador, se desarrolló un programa en Matlab, que ofrece ser una herramienta de programación de alto desempeño.

El amplificador a bajo ruido para la banda L en el intervalo de frecuencias de diseño presentó las siguientes especificaciones, una figura de ruido menor a los 0.3 dB , una ganancia mayor a 25 dB y relaciones de onda estacionaria menores a 2.0. Dichos resultados satisfacen las especificaciones de diseño.

Referencias

- [1] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, U. L. Rohde, *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*, John Wiley and Sons, 1990.
- [2] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley, 1990.
- [3] H. Rothe, W. Dahlke, "Theory of Noisy Fourpoles", Proc. IRE, Vol. 44, Junio 1956, pp. 811-818.
- [4] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J. 1984.
- [5] K. Hartmann, M. J. O. Strutt, "Changes of the Four Noise Parameters Due to General Changes of Linear Two-Port Circuits", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. Ed-20, No. 10, Octubre 1973, pp. 874-877.
- [6] S. Iversen, "The Effect of Feedback on Noise Figure", Proc. IRE, Vol. 63, Junio 1975, pp. 540-542.
- [7] L. Besser, "Stability Consideration of Low-Noise Transistor Amplifiers with Simultaneous Noise and Power Match", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Int Microwave Symp. Dig., 1975, pp. 327-329.
- [8] H. Fukui, *Low-Noise Microwave Transistors and Amplifiers*, IEEE Press, 1981.
- [9] J. Smith, *Modern Communication Circuits*, McGraw-Hill, 1986.
- [10] H. Hillbrand, P. H. Russer, "An Efficient Method for Computer Aided Noise Analysis of Linear Amplifier Networks", IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS-23, No. 4, Abril 1976, pp. 235-238.
- [11] B. K. Ko, K. Lee, "A New Simultaneous Noise and Input Power Matching Technique for Monolithic LNA's Using Cascode Feedback", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 9, Septiembre 1997, pp. 1627-1630.
- [12] R. S. Carson, *High-Frequency Amplifiers*, John Wiley and Sons, 1982.
- [13] K. B. Niclas, "Noise in Broad-Band GaAs MESFET Amplifiers with Parallel Feedback", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 30 No. 1, Enero 1982, pp. 63-70.
- [14] C.D. Motchenbacher, F.C. Fitchen, *Low-Noise Electronic Design*, John Wiley and Sons, 1972.

- [15] Fazal Ali, Aditya Gupta, *HEMTs & HBTs: Devices, Fabrication and Circuits*, Artech House, 1991.
- [16] T. Nakamura, H. Nishizawa, "Recent Progress In Bipolar Transistor Technology" *IEEE Transactions On Electron Devices*. Vol. 42. No. 3. Marzo 1995, pp. 390-399.
- [17] H. H. Hosack, P. K. Mozumder , G. P. Pollack, "Recent Advances In Process Synthesis for Semiconductor Devices" *IEEE Transactions On Electron Devices*. Vol. 45. No. 3. Marzo 1998, pp. 626-634.
- [18] Singh, Jasprit. *Semiconductor Devices: An Introduction*, McGraw-Hill. New York. 1994.
- [19] J.D. Cressler, "Re-Engineering Silicon-Si-Ge Heterojunction Bipolar Technology" *IEEE Spectrum*, 32(3):49-55, Marzo. 1995.



Anexo A

Low Noise Pseudomorphic HEMT in a Surface Mount Plastic Package

Technical Data

ATF-34143

Features

- Low Noise Figure
- Excellent Uniformity in Product Specifications
- Low Cost Surface Mount Small Plastic Package SOT-343 (4 lead SC-70)
- Tape-and-Reel Packaging Option Available

Specifications

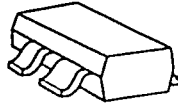
1.9 GHz; 4 V, 60 mA (Typ.)

- 0.5 dB Noise Figure
- 17.5 dB Associated Gain
- 20 dBm Output Power at 1 dB Gain Compression
- 31.5 dBm Output 3rd Order Intercept

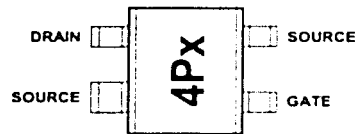
Applications

- Low Noise Amplifier for Cellular/PCS Base Stations
- LNA for WLAN, WLL/RLL, LEO, and MMDS Applications
- General Purpose Discrete PHEMT for Other Ultra Low Noise Applications

Surface Mount Package SOT-343



Pin Connections and Package Marking



Note: Top View. Package marking provides orientation and identification.

4P = Device code

x = Date code character. A new character is assigned for each month, year.

Description

Agilent's ATF-34143 is a high dynamic range, low noise, PHEMT housed in a 4-lead SC-70 (SOT-343) surface mount plastic package.

Based on its featured performance, ATF-34143 is suitable for applications in cellular and PCS base stations, LEO systems, MMDS, and other systems requiring super low noise figure with good intercept in the 450 MHz to 10 GHz frequency range.

ATF-34143 Absolute Maximum Ratings^[1]

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum
V_{DS}	Drain - Source Voltage ^[2]	V	5.5
V_{GS}	Gate - Source Voltage ^[2]	V	-5
V_{GD}	Gate Drain Voltage ^[2]	V	-5
I_D	Drain Current ^[2]	mA	I_{DSS} ^[3]
P_{diss}	Total Power Dissipation ^[4]	mW	725
$P_{in\ max}$	RF Input Power	dBm	17
T_{CH}	Channel Temperature	°C	160
T_{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to 160
θ_{jc}	Thermal Resistance ^[5]	°C/W	165

Notes:

1. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
2. Assumes DC quiescent conditions.
3. $V_{GS} = 0$ volts.
4. Source lead temperature is 25°C. Derate 6 mW/°C for $T_L > 40^\circ\text{C}$.
5. Thermal resistance measured using 150°C Liquid Crystal Measurement method.
6. Under large signal conditions, V_{GS} may swing positive and the drain current may exceed I_{DSS} . These conditions are acceptable as long as the maximum P_{diss} and $P_{in\ max}$ ratings are not exceeded.

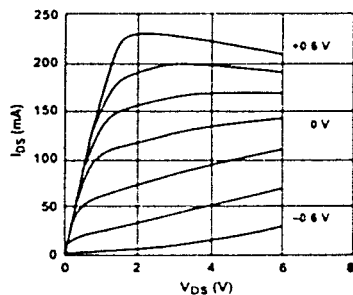


Figure 1. Typical/Pulsed I-V Curves^[6].
($V_{GS} = -0.2\text{V}$ per step)

Product Consistency Distribution Charts^[7]

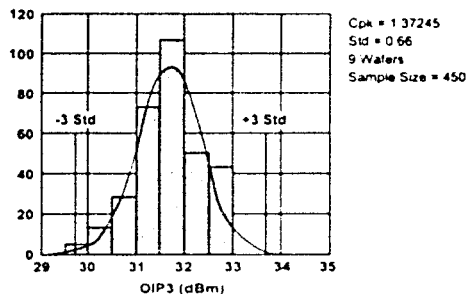


Figure 2. OIP3 @ 2 GHz, 4 V, 60 mA.
LSL=29.0, Nominal=31.8, USL=35.0

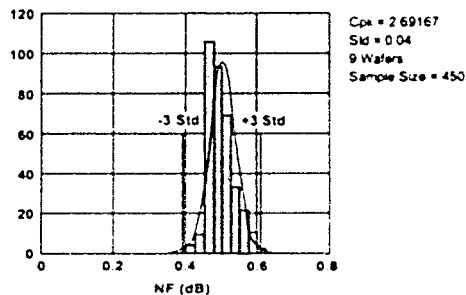


Figure 3. NF @ 2 GHz, 4 V, 60 mA.
LSL=0.1, Nominal=0.47, USL=0.8

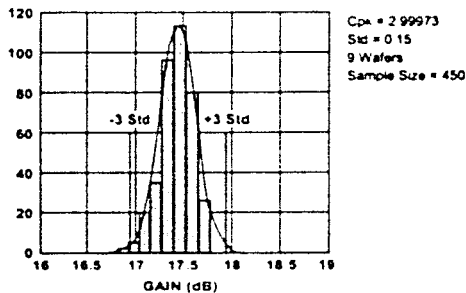


Figure 4. Gain @ 2 GHz, 4 V, 60 mA.
LSL=16.0, Nominal=17.5, USL=19.0

ATF-34143 Electrical Specifications

$T_A = 25^\circ\text{C}$. RF parameters measured in a test circuit for a typical device

Symbol	Parameters and Test Conditions		Units	Min.	Typ. ^[2]	Max.
$I_{dss}^{[1]}$	Saturated Drain Current $V_{DS} = 1.5\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$		mA	90	118	145
$V_p^{[1]}$	Pinchoff Voltage $V_{DS} = 1.5\text{ V}, I_{DS} = 10\% \text{ of } I_{dss}$		V	-0.65	-0.5	-0.35
I_d	Quiescent Bias Current $V_{GS} = 0.34\text{ V}, V_{DS} = 4\text{ V}$		mA	—	60	—
$g_m^{[1]}$	Transconductance $V_{DS} = 1.5\text{ V}, g_m = I_{dss}/V_p$		mmho	180	230	—
I_{GDO}	Gate to Drain Leakage Current $V_{GD} = 5\text{ V}$		μA			500
I_{gss}	Gate Leakage Current $V_{GD} = V_{GS} = -4\text{ V}$		μA	—	30	300
NF	Noise Figure	$f = 2\text{ GHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$	dB		0.5	0.8
		$V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 30\text{ mA}$				
		$f = 900\text{ MHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$	dB		0.4	
		$V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 30\text{ mA}$				
G_a	Associated Gain	$f = 2\text{ GHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$	dB	16	17.5	19
		$V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 30\text{ mA}$				
		$f = 900\text{ MHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$	dB		21.5	
		$V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 30\text{ mA}$				
OIP3	Output 3 rd Order Intercept Point ^[3] +5 dBm P_{out}/Tone	$f = 2\text{ GHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$	dBm	29	31.5	30
		$V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 30\text{ mA}$				
		$f = 900\text{ MHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$	dBm		31	
		$V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 30\text{ mA}$				
P_{1dB}	1 dB Compressed Intercept Point ^[3]	$f = 2\text{ GHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$	dBm		20	19
		$V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 30\text{ mA}$				
		$f = 900\text{ MHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$	dBm		18.5	

Notes:

- 1 Guaranteed at wafer probe level
- 2 Typical value determined from a sample size of 450 parts from 9 wafers
- 3 Using production test board

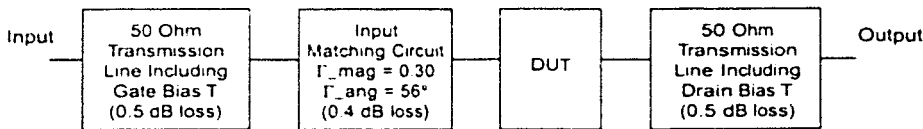


Figure 5. Block diagram of 2 GHz production test board used for Noise Figure, Associated Gain, P1dB, and OIP3 measurements. This circuit represents a trade-off between an optimal noise match and associated impedance matching circuit losses. Circuit losses have been de-embedded from actual measurements.

ATF-34143 Typical Performance Curves

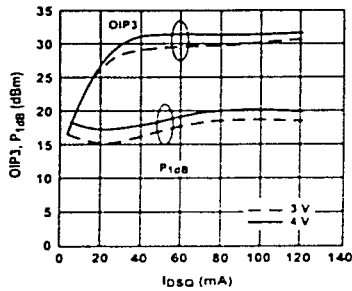


Figure 6. OIP3 and P_{1dB} vs. I_{DD} and V_{DS} Tuned for NF @ 4 V, 60 mA at 2 GHz. [1,2]

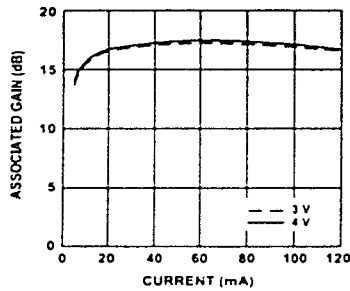


Figure 7. Associated Gain vs. Current (I_d) and Voltage (V_p) at 2 GHz. [1,2]

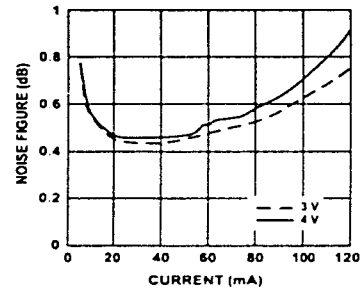


Figure 8. Noise Figure vs. Current (I_d) and Voltage (V_{DS}) at 2 GHz. [1,2]

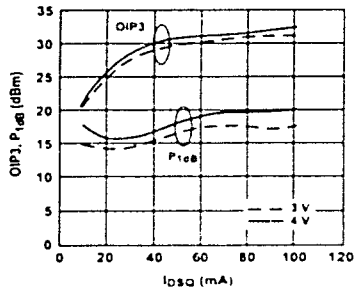


Figure 9. OIP3 and P_{1dB} vs. I_{DD} and V_{DS} Tuned for NF @ 4 V, 60 mA at 900 MHz. [1,2]

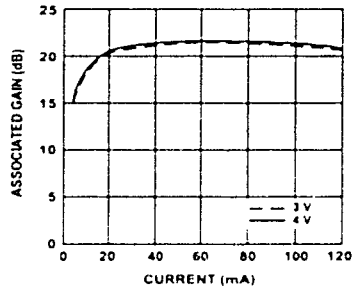


Figure 10. Associated Gain vs. Current (I_d) and Voltage (V_p) at 900 MHz. [1,2]

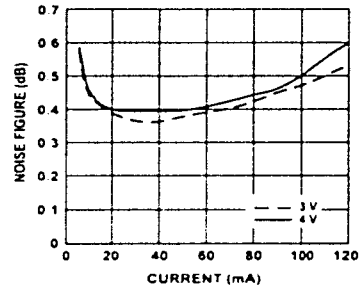


Figure 11. Noise Figure vs. Current (I_d) and Voltage (V_{DS}) at 900 MHz. [1,2]

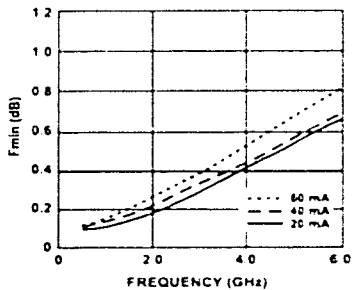


Figure 12. F_{min} vs. Frequency and Current at 4 V.

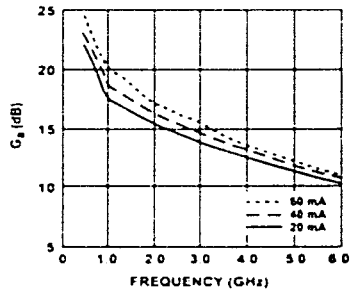


Figure 13. Associated Gain vs. Frequency and Current at 4 V.

Notes:

1. Measurements made on a fixed toned production test board that was tuned for optimal gain match with reasonable noise figure at 4 V, 60 mA bias. This circuit represents a trade-off between optimal noise match, maximum gain match, and a realizable match based on production test board requirements. Circuit losses have been de-embedded from actual measurements.

ATF-34143 Typical Performance Curves, continued

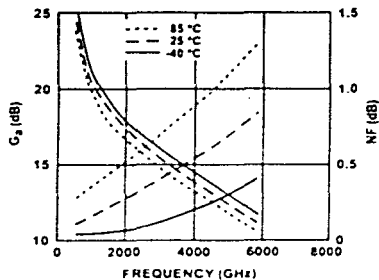


Figure 14. F_{min} and G_m vs. Frequency and Temperature at $V_{DS} = 4\text{ V}$, $I_{DS} = 60\text{ mA}$.

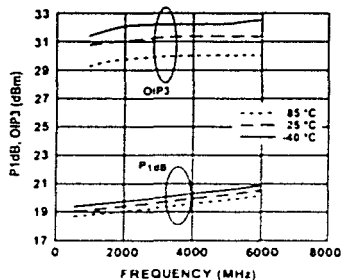


Figure 15. P_{1dB} , IP_3 vs. Frequency and Temperature at $V_{DS} = 4\text{ V}$, $I_{DS} = 60\text{ mA}$. [1]

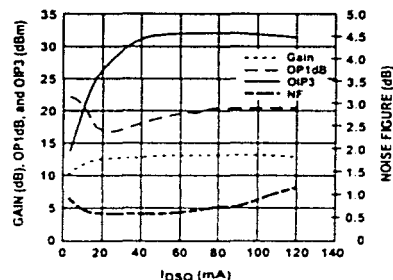


Figure 16. NF, Gain, OP_{1dB} and OIP_3 vs. I_{DSQ} at 4 V and 3.9 GHz Tuned for Noise Figure. [1]

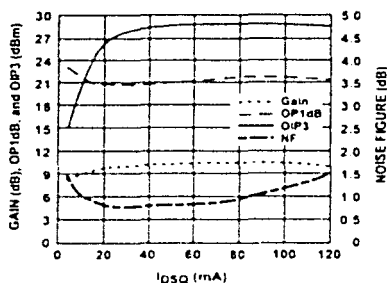


Figure 17. NF, Gain, OP_{1dB} and OIP_3 vs. I_{DS} at 4 V and 5.8 GHz Tuned for Noise Figure. [1]

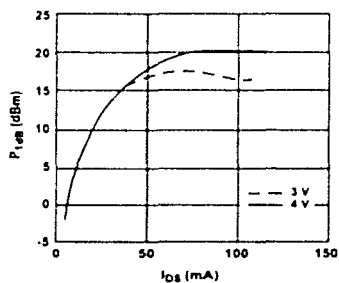


Figure 18. P_{1dB} vs. I_{DS} Active Bias Tuned for NF @ 4 V, 60 mA at 2 GHz.

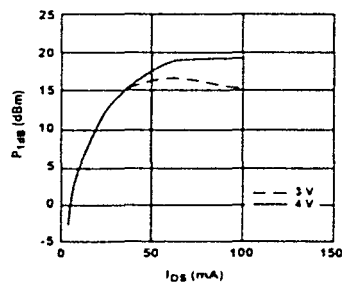


Figure 19. P_{1dB} vs. I_{DS} Active Bias Tuned for min NF @ 4 V, 60 mA at 900 MHz.

Note:

- P_{1dB} measurements are performed with passive biasing. Quiescent drain current, I_{DSQ} , is set with zero RF drive applied. As P_{1dB} is approached, the drain current may increase or decrease depending on frequency and dc bias point. At lower values of I_{DSQ} the device is running closer to class B as power output approaches P_{1dB} . This results in higher PAE (power added efficiency) when compared to a device that is driven by a constant current source as is typically done with active biasing. As an example, at a $V_{DS} = 4\text{ V}$ and $I_{DSQ} = 10\text{ mA}$, I_c increases to 62 mA as a P_{1dB} of +19 dBm is approached.

ATF-34143 Typical Scattering Parameters, $V_{DS} = 4\text{ V}$, $I_{DS} = 60\text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{12}			S_{22}		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.5	0.95	-41	21.91	12.454	150	-31.06	0.028	68	0.29	-41	26.48
0.8	0.89	-65	21.33	11.654	134	-28.18	0.039	57	0.24	-67	24.75
1.0	0.85	-83	20.46	10.549	123	-26.56	0.047	49	0.23	-84	23.51
1.5	0.78	-111	18.74	8.646	103	-24.44	0.060	38	0.21	-114	21.59
1.8	0.75	-122	17.92	7.873	95	-23.74	0.065	33	0.21	-125	20.83
2.0	0.73	-133	17.16	7.207	87	-23.22	0.069	29	0.20	-136	20.19
2.5	0.69	-151	15.78	6.149	73	-22.38	0.076	22	0.19	-155	19.08
3.0	0.67	-168	14.56	5.345	60	-21.62	0.083	15	0.19	-171	18.09
4.0	0.64	161	12.53	4.232	37	-20.54	0.094	3	0.18	162	16.53
5.0	0.63	134	10.88	3.501	16	-19.58	0.105	-10	0.19	135	15.23
6.0	0.64	111	9.49	2.983	-5	-18.79	0.115	-24	0.21	109	12.89
7.0	0.66	86	8.15	2.557	-26	-18.27	0.122	-38	0.24	84	11.22
8.0	0.69	65	6.92	2.217	-46	-17.79	0.129	-51	0.28	62	10.21
9.0	0.73	46	5.72	1.932	-65	-17.46	0.134	-65	0.33	42	9.36
10.0	0.76	28	4.73	1.723	-84	-16.95	0.142	-79	0.38	25	8.94
11.0	0.78	9	3.70	1.531	-104	-16.71	0.146	-94	0.42	7	8.23
12.0	0.81	-11	2.57	1.344	-124	-16.71	0.146	-111	0.47	-12	7.56
13.0	0.84	-30	1.20	1.148	-143	-17.02	0.141	-126	0.52	-29	6.94
14.0	0.86	-44	-0.12	0.986	-159	-17.46	0.134	-139	0.58	-43	6.37
15.0	0.87	-56	-1.21	0.870	-175	-17.59	0.132	-150	0.62	-58	5.78
16.0	0.86	-72	-2.21	0.775	168	-17.59	0.132	-163	0.65	-71	4.60
17.0	0.86	-88	-3.35	0.680	151	-17.65	0.131	-178	0.68	-86	3.79
18.0	0.89	-101	4.81	0.575	135	-18.42	0.120	169	0.71	-104	3.33

ATF-34143 Typical Noise Parameters

$V_{DS} = 4\text{ V}$, $I_{DS} = 60\text{ mA}$

Freq. GHz	F_{min} dB	Γ_{opt}		$R_{n,50}$	G_n dB
		Mag.	Ang.		
0.5	0.11	0.84	15	0.14	24.5
0.9	0.14	0.78	30	0.12	20.7
1.0	0.15	0.77	34	0.12	20.2
1.5	0.20	0.69	53	0.10	18.5
1.8	0.23	0.66	62	0.10	17.7
2.0	0.26	0.62	72	0.09	17.2
2.5	0.33	0.55	91	0.07	16.3
3.0	0.39	0.50	111	0.05	15.4
4.0	0.53	0.43	149	0.03	13.7
5.0	0.67	0.39	-173	0.04	12.3
6.0	0.81	0.39	-137	0.07	11.1
7.0	0.96	0.42	-104	0.14	10.0
8.0	1.10	0.47	-76	0.26	9.2
9.0	1.25	0.54	53	0.41	8.6
10.0	1.39	0.62	37	0.60	8.2

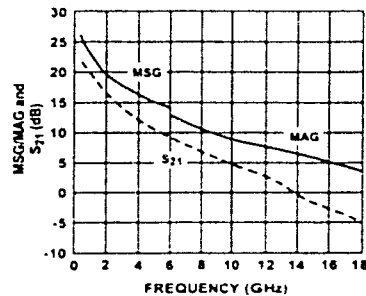


Figure 26. MSG/MAG and $|S_{21}|^2$ vs. Frequency at 4 V, 60 mA.

Notes:

- F_{min} values at 2 GHz and higher are based on measurements while the F_{min} s below 2 GHz have been extrapolated. The F_{min} values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements a true F_{min} is calculated. Refer to the noise parameter application section for more information.

Anexo B

Conversión de parámetros entre bipuertos [2]

	<i>S</i>	<i>Z</i>	<i>Y</i>	<i>ABCD</i>
<i>S</i> ₁₁	<i>S</i> ₁₁	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{A+B/Z_0 - CZ_0 - D}{A+B/Z_0 + CZ_0 + D}$
<i>S</i> ₁₂	<i>S</i> ₁₂	$\frac{2Z_{12}Z_0}{\Delta Z}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{\Delta Y}$	$\frac{2(AD-BC)}{A+B/Z_0 + CZ_0 + D}$
<i>S</i> ₂₁	<i>S</i> ₂₁	$\frac{2Z_{21}Z_0}{\Delta Z}$	$\frac{-2Y_{21}Y_0}{\Delta Y}$	$\frac{2}{A+B/Z_0 + CZ_0 + D}$
<i>S</i> ₂₂	<i>S</i> ₂₂	$\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{-A+B/Z_0 - CZ_0 + D}{A+B/Z_0 + CZ_0 + D}$
<i>Z</i> ₁₁	$Z_0 \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	<i>Z</i> ₁₁	$\frac{Y_{22}}{ Y }$	$\frac{A}{C}$
<i>Z</i> ₁₂	$Z_0 \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	<i>Z</i> ₁₂	$\frac{-Y_{12}}{ Y }$	$\frac{AD-BC}{C}$
<i>Z</i> ₂₁	$Z_0 \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	<i>Z</i> ₂₁	$\frac{Y_{21}}{ Y }$	$\frac{1}{C}$
<i>Z</i> ₂₂	$Z_0 \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	<i>Z</i> ₂₂	$\frac{-Y_{11}}{ Y }$	$\frac{D}{C}$
<i>Y</i> ₁₁	$Y_0 \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{ Z }$	<i>Y</i> ₁₁	$\frac{D}{B}$
<i>Y</i> ₁₂	$Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$\frac{-Z_{12}}{ Z }$	<i>Y</i> ₁₂	$\frac{BC-AD}{B}$
<i>Y</i> ₂₁	$Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$\frac{-Z_{21}}{ Z }$	<i>Y</i> ₂₁	$\frac{-1}{B}$
<i>Y</i> ₂₂	$Y_0 \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{ Z }$	<i>Y</i> ₂₂	$\frac{A}{B}$
<i>A</i>	$\frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$	<i>A</i>
<i>B</i>	$Z_0 \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{Z_0}{Z_{21}}$	$\frac{-1}{Y_{21}}$	<i>B</i>
<i>C</i>	$Y_0 \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{1}{Z_{21}}$	$\frac{ Y }{Y_{21}}$	<i>C</i>
<i>D</i>	$\frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	<i>D</i>

$$|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21} \quad |Y| = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21} \quad Y_0 = 1/Z_0$$

$$\Delta Z = (Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21} \quad \Delta Y = (Y_{11} + Y_0)(Y_{22} + Y_0) - Y_{12}Y_{21}$$