Universidad Nacional Autónoma de México

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES

"CUAUTITLAN"

DISEÑO DE AMPLIFICADORES EN ALTA FRECUENCIA

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A

HORACIO MELGAREJO MARTINEZ

DIRECTORES DE TESIS:

DR. HILDEBERTO JARDON AGUILAR

ING. ALEJANDRO BELSAGUY CASTILLO

CUAUTITLAN IZCALLI, EDO. DE MEX. OCTUBRE DE 1985

INDICE

Introducción 1

CAPITULO I. CIRCUITOS DE MICROONDAS

Caracterización de Redes 5
Líneas de Transmisión 7
Parámtros S 10
Medición de los Parámetros S 14
Redes Multipuertos 15
Uso de los Parámetros S 17
Cambio en el plano de referencia 19
Análisis de redes de microondas usando parámetros S 21
Carta de Smith 22
Aplicaciones de la Carta de Smith 26

CAPITULO II INTRODUCCION A LAS MICROONDAS

Parámetros de Transferencia 33
Gráficas de Flujo de Señales 37
Aplicación de las Gráficas de Flujo 39
Criterios de Estabilidad 48

CAPITULO III TRANSISTORES PARA MICROONDAS

Breve bosquejo histórico 58
Principios de operación 59
Características de los transistores que operan en microondas 59
Modelo de Ebers-Moll 63
Modelo π-Híbrido Linealizado 64
FETs de microondas. 66
Estructura Física 66

Transistor de unión de efecto de campo (JFET) 67
Transistor de efecto de campo con barrera Schottky 67
Principios de Operación 68
Voltaje Arrebatador 70
Características de los GaAs-FETs 71
Corriente de Drenador 73
Frecuencia de Corte 74
Frecuencia máxima de oscilación 74
Ganacia de Potencia 76
Ganacia de Potencia Máxima disponible 77
Ganacia de Potencia Unilateral 77
Figura de Ruido 78
Limitaciones de Potencia-Frecuencia 82
Polarización de los FETs 82
Precausiones en el manejo de los FETs 83

CAPITULO IV DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE ALTA FRECUENCIA

Introducción 85
Ganancia de potencia de transferencia 85
Círculos de ganancia constante 89
Círculos de Figura de Ruido constante 91
Ejemplos de diseño 96

CONCLUSIONES 118

APENDICE 119

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS 121

INTRODUCCION

En los años 1930s se hace evidente que cuando la longitud de onda se aproxima a las dimensiones físicas de los tubos de vacío, el tiempo de tránsito del electrón, la capacitancia y la carga inductiva entre electrodos limita la operación de los tubos de vacío a las frecuencias de microondas. Aclarando que el término frecuencias de microondas es generalmente usado para aquellas señales cuyas longitudes de onda son del orden de centímetros, ó milímetros extrictamente hablando desde 30 centímetros a 1 milímetro(1 GHz a 300 GHz).

En 1935 A. A. Heil y O. Heil sugirieron que las frecuencias de microondas fueran generadas usando los efectos del tiempo de tránsito, junto con circuitos entonados. En 1939 W. C. Hahn y G.F. Metcalf propusieron una teoría de modulación por velocidad para tubos de microondas. Cuatro meses después R.H. Varian y S.F. Varian describieron un amplificador y oscilador klystron de dos cavidades usando la modulación de velocidad. En 1944 R. Kompfner inventó el tubo de ondas progresivas de tipo helicoidal(TWT). Ya desde entonces el concepto de tubos de microondas ha derivado de los tubos de vacío convensionales como un resultado de la aplicación de nuevos principios en la amplificación y generación de energía de microondas.

Históricamente la generación y amplificación de microondas fueron efectuadas por medio de la teoría de modulación de velocidad. En años recientes, sin embargo, los dispositivos de estado sólido de microondas, tales como diodos tunel, diodos Gunn, dispositivos de transferencia de electrones (TEDs), dispositivos de avalancha y dispositivos de electrónica cuántica, tales como másers ,lasers, transistores bipolares y transistores de efecto de campo de arseniuro de galio y otros, han sido desarrollados para efectuar estas funciones.

La concepción y subsecuente desarrollo de TEDs y dispositivos de avalancha fueron acrecentando las investigaciones técnicas de las décadas pasadas. B.K. Ridley y T.B Watkins en 1961 y C. Hilsum en 1962 independientemente predijeron que el efecto de transferencia de electrones podría ocurrir en Arseniuro de Galio. En 1963 J.B. Gunn reportó su "efecto Gunn". La característica común de la mayoría de los dispositivos de estado sólido es la resistencia negativa que puede ser usada para oscilación y amplificación de señales de microondas. El progreso de los TEDs y dispositivos de avalancha ha sido tan rápido que hoy están firmemente establecidos como uno de los más importantes dispositivos de estado sólido para la generación y amplificación de señales de microondas.

Los fabricantes de dispositivos de microondas tanto activos como pasivos generalmente proporcionan los parámetros de dispersión. Estos parámetros describen la transmisión y reflexión en los diferentes puertos del dispositivo. Los coeficientes de dispersión son, por lo tanto, usados para caracterizar el comportamiento de los dispositivos y circuitos.

Los transistores son básicamente dispositivos de tres terminales, que tienen una terminal común formando los puertos de entrada y salida. Dependiendo de qué terminal es la común, se dice que un transistor bipolar está conectado en base común, en emisor común, o en colector común. Para un transistor de efecto de campo, el transistor es conectado en compuerta común, fuente común o drenador común. Los diagramas esquemáticos para estos dos tipos de transistores se muestran en las figuras siguientes.

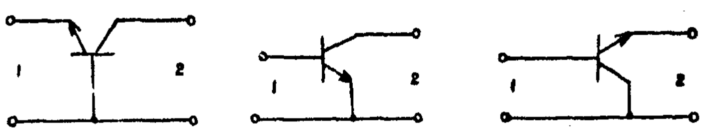


Figura I-a. Diagrama esquemático de tres métodos de conectar un transistor.

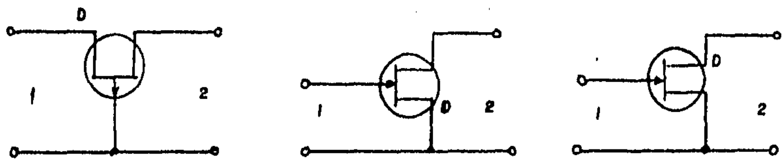


Figura I-b. Diagrama esquemático de tres métodos de conectar un FET.

Ya que a frecuencias de microondas iguales o mayores que 4 GHz, los transistores bipolares actuales para microondas ya no son operativos para la amplificación y generación, y además, considerando que el factor de ruido del FET es más bajo que el del transistor bipolar, solamente el FET es considerado aquí.

En la banda de microondas el transistor es universalmente descrito por su matriz de dispersión, ya que otras descripciones requieren mediciones a circuito abierto y corto circuito que son difíciles de establecer a estas frecuencias. Una vez obtenida la matriz de dispersión es todo lo necesario para el diseño del amplificador.

Una consideración importante en el diseño de amplificadores es el problema de estabilidad. Un amplificador puede ser incondicionalmente estable o condicionalmente estable. Las condiciones de frontera entre estos dos estados se usan como punto de partida para el diseño de amplificadores. Con objeto de cargar al transistor para que sea incondicionalmente estable a la máxima ganancia de transferencia se utiliza el acoplamiento complejo conjugado.

Una simplificación importante en el diseño de un amplificador es suponer que el transistor es un dispositivo unilateral. Realmente, en la práctica, es deseable suponer como tal al transistor, ya que un pequeño factor de retroalimentación significa que la característica de entrada del amplificador no es independiente de la carga, y la característica de salida no es independiente de las condiciones de la fuente, pero generalmente se pueden considerar estas dependencias despreciables.

En la figura siguiente se observa el amplificador multietapa típico. El diagrama ilustra etapas con tres tipos de criterios de diseño de amplificadores. Una primera etapa de bajo factor de ruido es usada, ya que el factor de ruido de la primera etapa determina el factor de ruido de todo el amplificador. El FET en la segunda etapa es operado con máxima ganancia a señal pequeña y la última es una etapa de potencia o etapa de baja intermodulación. El criterio de diseño es para máxima ganancia del amplificador a señal pequeña.

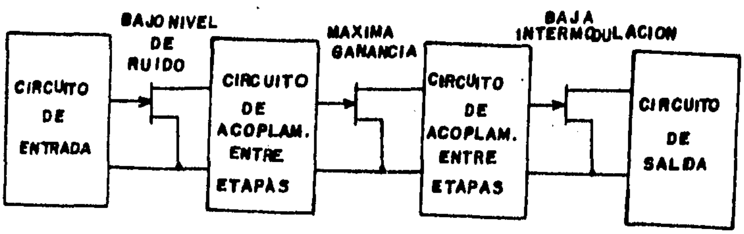


Figura I-c. Diagrama a bloques de un amplificador típico multietapa con FET de microondas.

CAPITULO I CIRCUITOS DE MICROONDAS

Conceptos fundamentales para el análisis y diseño de redes en alta frecuencia.

Los parámetros S son los coeficientes de reflexión y transmisión. Los coeficientes de transmisión son comúnmente llamados ganancia o atenuación; los coeficientes de reflexión están directamente relacionados a la relación de onda de voltaje estacionaria y a la impedancia.

CARACTERIZACION DE REDES.

Los parámetros S son básicamente un medio para caracterizar redes de n puertos.

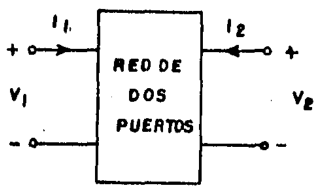


Figura 1-1.

Conceptualmente los parámetros S son como los parámetros H, Y ó Z, los cuales describen las entradas y salidas de una caja negra en términos de voltajes y corrientes. Pero las entradas y salidas para los parámetros S son expresadas en términos de potencias.

Las ondas de potencia estan definidas por las siguientes ecuaciones.

$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_i}{2 (|\mathrm{Re}\ Z_i|)^{1/2}} \qquad (1\text{-}1)$$

(1-2) $$b_i = \frac{V_i - Z_i^* I_i}{2 (|Re\ Z_i|)^{1/2}}$$

Las ecuaciones 1-1 y 1-2 definen un nuevo conjunto de variables en términos de los voltajes y corrientes terminales V_i e I_i. Este cambio de variables viene acompañado de dos cosas: una, los a_i y b_i tienen unidades de $(\text{potencia})^{1/2}$ y un significado preciso con respecto al flujo de potencia; segundo, la relación entre las variables a_i y b_i depende de la impedancia terminal de la red.

La expresión para la relación entre a_i y b_i esta definida por:

(1-3) $$b_i = S_{ij} \quad a_i$$

Donde S_{ij} es un elemento de la matriz de dispersión y a_i y b_i son respectivamente las componentes de los vectores de onda de potencia incidente y reflejada.

La única diferencia en el conjunto de parámetros es la elección de las variables dependientes e independientes. Los parámetros son las constantes usadas para relacionar éstas variables.

En altas frecuencias se presentan algunos problemas:

1.- El equipo no es realmente confiable para medir voltajes totales y corrientes totales en el puerto de la red.

2.- Circuitos abierto y corto son difíciles de asegurar sobre una amplia banda de frecuencias.

3.- Dispositivos activos, tales como transistores y diodos tunel, muy a menudo no son circuitos abierto ó cerrado estables.

Algún método de caracterización es necesario para resolver estos problemas. Las variables lógicas a estas frecuencias son por facilidad, ondas viajeras, en lugar de voltajes y corrientes totales, veamos estas variables en las líneas de transmisión.

LINEAS DE TRANSMISION.

Los sistemas de alta frecuencia tienen una fuente de potencia, una carga y una línea de transmisión. Una porción de la potencia es transmitida hacia la carga por medio de la línea de transmisión.

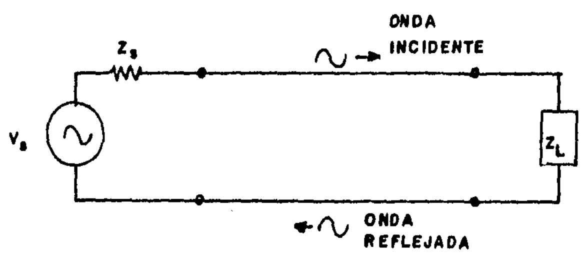
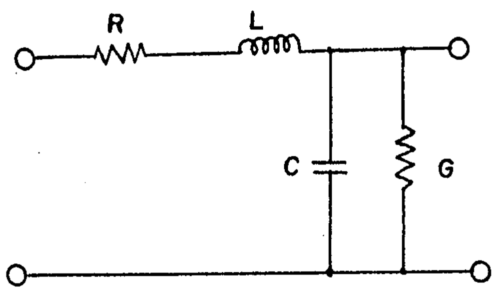


Figura 1-2.

Ondas viajeras de voltaje, corriente y potencia son consideradas en ambas direcciones a lo largo de la línea de transmisión. Una porción de la onda incidente sobre la carga será reflejada. Entonces la onda incidente sobre la fuente se vé nuevamente reflejada desde la fuente(si Z_s es distinta de la impedancia característica de la línea Z_0), resultando en una onda estacionaria sobre la línea.

Si la línea de transmisión es uniforme, puede ser caracterizada con una impedancia equivalente en serie y una admitancia equivalente en paralelo por unidad de longitud.



Línea de transmisión uniforme.

Figura 1-3.

Una línea sin pérdidas tiene simplemente una inductancia en serie y una capacitancia en paralelo. La impedancia característica de esta línea, Z_0, está definida como $Z_0=(L/C)^{1/2}$. A frecuencias de microondas, la mayoría de las líneas de transmisión tienen una impedancia característica de 50 ohms. Otras líneas usadas a menudo tienen impedancias características de: 75, 90 y 300 ohms.

Se observa que los voltajes incidentes y reflejados sobre una línea de transmisión generan una onda estacionaria de voltaje sobre la línea.

El valor del voltaje total en un punto dado, a lo largo de la longitud de la línea de transmisión, es la suma de las ondas incidente y reflejada en este punto.

$$V_t = E_{inc} + E_{refl} \tag{1-4}$$

$$I_t = \frac{E_{inc} - E_{refl}}{Z_0} \tag{1-5}$$

La corriente total sobre la línea es la diferencia entre las ondas de voltaje incidente y reflejado dividida por la impedancia característica de la línea.

Otra relación muy usada es el coeficiente de reflexión. Este es una medida de la calidad del acoplamiento de impedancias entre la carga y la impedancia característica de la línea. El coeficiente de reflexión (Γ) es una cantidad compleja, teniendo una magnitud, ρ y un ángulo, θ. El mejor acoplamiento entre la carga y la impedancia característica de la línea, lo da la más pequeña onda de voltaje reflejada, ó en otras palabras, el más pequeño coeficiente de reflexión.

$$\Gamma = \rho \angle\theta = \frac{E_{ref}}{E_{inc}} \tag{1-6}$$

ó

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{Yo - Y_L}{Yo + Y_L} \tag{1-7}$$

Esto puede ser visto más claramente si expresamos el coeficiente de reflexión en términos de la impedancia ó admitancia de carga. De la expresión 1-7 se puede ver que si la impedancia de carga Z_L se hace igual a la impedancia característica Z_0, el coeficiente de reflexión es cero.
Para facilitar los cálculos, a menudo se normalizan las impedancias a la impedancia característica de la línea de transmisión. Expresando en términos del coeficiente de reflexión, la impedancia normalizada tiene la siguiente forma:

$$Z_N = \frac{Z_L}{Z_0} \qquad (1\text{-}8)$$

$$Z_N = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \qquad (1\text{-}9)$$

Parámetros S.

Una vez analizadas algunas propiedades de las líneas de transmsión, insertamos una red de dos puertos en la línea, como se muestra en la figura 1-4. Ahora se tiene ondas viajeras adicionales que estan interrelacionadas. De la figura 1-4 se deduce que E_{r2} está formada por una porción de E_{i2} reflejada desde el puerto de salida de la red, tanto como una porción de E_{i1} que es transmitida a través de la red. Similarmente cada una de las restantes ondas son una combinación de dos ondas.

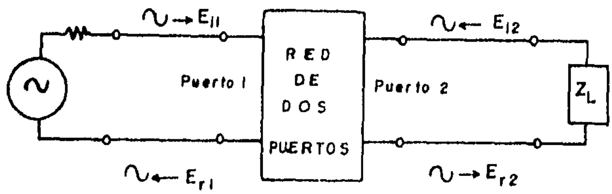


Figura 1-4.

Donde E_{i1} es la onda incidente en el puerto de entrada.
E_{r1} es la onda reflejada en el puerto de entrada.
E_{i2} es la onda incidente en el puerto de salida.
E_{r2} es la onda reflejada en el puerto de salida.

Es posible relacionar estas cuatro ondas viajeras con algún conjunto de parámetros. Mientras que aquí la derivación de este conjunto de parámetros se realiza para redes de dos puertos, esto también es aplicable para redes de n puertos.

Iniciando con el conjunto de parámetros H.

(1-10) Parámetros H.

$$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2$$
$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2$$

(1-11) $$V_1 = E_{i1} + E_{r1}$$ $$V_2 = E_{i2} + E_{r2}$$ (1-13)

(1-12) $$I_1 = \frac{E_{i1} - E_{r1}}{Z_0}$$ $$I_2 = \frac{E_{i2} + E_{r2}}{Z_0}$$ (1-14)

Donde V_1 es el voltaje total en el puerto de entrada.
V_2 es el voltaje total en el puerto de salida.
I_1 es la corriente total en el puerto de entrada.
I_2 es la corriente total en el puerto de salida.

Z_0 es la impedancia característica de la línea.

Las ecuaciones anteriores son las expresiones para voltaje total y corriente total (1-11,1-12,1-13,1-14) en una línea de transmisión dentro de este conjunto de parámetros, rearreglando estas ecuaciones de tal forma que las ondas viajeras de voltaje incidente sean las variables independientes; y las ondas viajeras de voltajes reflejados sean las variables dependientes se tiene:

$$E_{r1} = f_{11}(h)\, E_{i1} + f_{12}(h)\, E_{i2} \tag{1-15}$$
$$E_{r2} = f_{21}(h)\, E_{i1} + f_{22}(h)\, E_{i2} \tag{1-16}$$

Los parámetros f_{11}, f_{12} y f_{21}, f_{22} representan un nuevo conjunto de parámetros de red que relacionan las ondas viajeras de voltaje en lugar de voltajes totales y corrientes totales. En este caso los parámetros F son expresados en términos de los parámetros H. Pero también pueden ser derivados a partir de cualquier otro conjunto de parámetros.

Es apropiado que llamemos a este nuevo conjunto de parámetros como "Parámetros de Dispersión", ya que ellos relacionan ondas dispersadas o reflejadas con ondas incidentes en la red. Este conjunto de parámetros es comúnmente referido como Parámetros S.

Si dividimos ambos lados de estas ecuaciones por $(Z_0)^{1/2}$, donde Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión, la relación no cambiará. Ahora, haciendo un cambio de variable, definimos nuevas variables:

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{Z_0^{1/2}} \tag{1-17}$$

$$a_2 = \frac{E_{i2}}{Z_0^{1/2}} \tag{1-19}$$

$$(1\text{-}18) \qquad b_1 = \frac{E_{r1}}{Z_0^{1/2}} \qquad\qquad (1\text{-}20) \qquad b_2 = \frac{E_{r2}}{Z_0^{1/2}}$$

Donde a_1, a_2, b_1 y b_2 son las nuevas variables.

Note que el cuadrado de la magnitud de estas nuevas variables tienen dimensión de potencia. $|a_1|^2$ puede interpretarse como la potencia incidente en el puerto 1. $|b_1|^2$ como la potencia reflejada desde el puerto 1. Estas nuevas ondas (a_1, a_2, b_1 y b_2) son llamadas ondas viajeras de potencia en lugar de ondas viajeras de voltaje.

Combinando las ecuaciones (1-15,1-16 y 1-17,1-18,1-19,1-20) se tiene que los parámetros S relacionan estas cuatro ondas en la forma siguiente:

$$(1\text{-}21) \qquad b_1 = S_{11}\, a_1 + S_{12}\, a_2$$

$$(1\text{-}22) \qquad b_2 = S_{21}\, a_1 + S_{22}\, a_2$$

Donde S_{11} es el coeficiente de reflexión en el puerto de entrada.

S_{21} es el coeficiente de transmisión directa a través de la red.

S_{12} es el coeficiente de transmisión inversa a través de la red.

S_{22} es el coeficiente de reflexión en el puerto de salida.

MEDICION DE LOS PARAMETROS S.

Ahora analicemos algunos elementos del método de medición de los parámetros S. Para S_{11}, terminamos el puerto de salida de la red con la impedancia característica de la línea y medimos la relación b_1 a a_1. Esto equivale a hacer $a_2 = 0$, ya que la onda incidente sobre esta carga será totalmente absorvida. S_{11} es el coeficiente de reflexión en la entrada de la red. Bajo las mismas condiciones podemos medir S_{21}, ó coeficiente de transmsión a través de la red. Esto es la razón de b_2 a a_1. S_{21} se interpreta como la ganancia de un aplificador ó la atenuación de una red pasiva.

(1-23) $$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0}$$

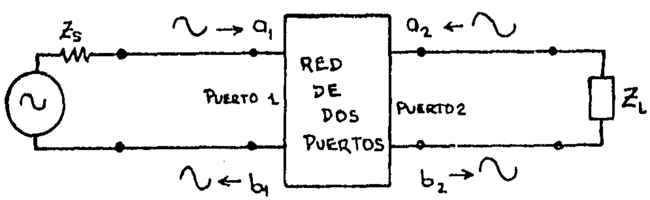
(1-24) $$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0}$$

Si terminamos el lado de entrada de la red, tal que $a_1=0$. Se pueden medir S_{22}, que es el coeficiente de reflexión de salida y S_{12}, que es el coeficiente de transmisión inversa.

(1-25) $$S_{22} = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a_1=0}$$

(1-26) $$S_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a_1=0}$$

Si la impedancia de carga es igual a la impedancia característica de la línea, cualquier onda viajando hacia la carga será absorvida totalmente por la carga, y no se reflejará hacia la red. Lo anterior hace que $a_2=0$. Esta condición es completamente independiente de la impedancia de salida de la red.

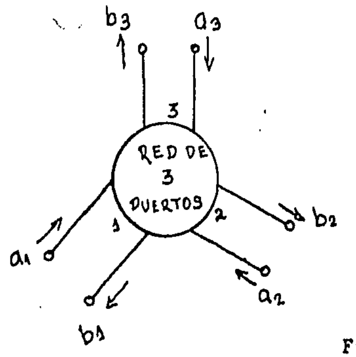


$$\text{Si } Z_L = Z_0, \implies a_2=0.$$

Figura 1-5.

REDES MULTIPUERTOS.

Una vez investigadas las redes de dos puertos, los conceptos anteriormente introducidos pueden ser ampliados a redes multipuertos. Para caracterizar una red de tres puertos, por ejemplo, nueve parámetros son requeridos. S_{11} es el coeficiente de reflexión a la entrada del puerto 1, es medido terminando el segundo y tercer puerto con una impedancia igual a la impedancia característica de la línea en estos puertos. Esto asegura que $a_2=a_3=0$. La determinación y medida de los demás parámetros se hace forma similar como en la red de dos puertos con los puertos apropiamente terminados.



$$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=a_3=0} \qquad (1\text{-}27)$$

Figura 1-6.

Lo que es válido para redes de dos puertos y tres puertos es también válido para una red de n puertos. El número de mediciones requeridas para caracterizar redes más complejas se eleva al cuadrado del número de puertos.

La interpretación física y el método de medición de los parámetros S, por lo tanto, es similar.

$$(1\text{-}28) \quad \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ a_N \end{bmatrix}$$

Figura 20.

Revisemos brevemente lo que hemos estudiado acerca de este punto. Iniciamos con un conjunto de parámetros de redes familiares que relacionan voltajes y corrientes totales en los puertos de la red. Derivamos un nuevo conjunto de parámetros para una red de dos puertos, relacionando las ondas viajeras incidente y reflejada en los puertos de la red (Parámetros S).

USO DE LOS PARAMETROS S.

Para profundizar los conocimientos en el uso de los parámetros S, veamos cómo cualquier red puede ser representada en término de los parámetros S.

Una red recíproca de dos puertos está definida como aquella que tiene idénticas características de transmisión desde el puerto uno al puerto dos ó desde el puerto dos al puerto uno. Esto implica que la matriz de parámetros S es igual a su transpuesta, lo que significa que: $S_{12} = S_{21}$.

$$S_{ij} = S_{ji}$$

Figura 1-7.

Una red sin pérdidas no disipa potencia. La Σ potencia incidente sobre la red debe ser igual a la Σ potencia reflejada:

$$\sum a_n^2 = \sum b_n^2 \qquad (1\text{-}29)$$

En el caso de una red de dos puertos, $a_1^2 + a_2^2 = b_1^2 + b_2^2$. Esto implica que la matriz S es una matriz unidad como aquí se definió. Donde I es la matriz identidad y S* es el complejo conjugado de la transpuesta de S. Típicamente, son usadas redes sin pérdidas cuando es necesario colocar redes de acoplamiento entre etapas amplificadoras.

$$I - S^* S = 0$$

Figura 1-8.

Para una red con pérdidas, la potencia reflejada total es menor que la potencia incidente total. La diferencia es la potencia disipada en la red. Esto significa que el término I-S* S es positivo, ó que los valores propios para esta matriz estan dentro del medio plano izquierdo, tal que la respuesta impulso de la red está compuesta con exponenciales que caen.

$$\sum {b_i}^2 < \sum {a_i}^2$$

$$I - S^* S > 0$$

Figura 1-9.

CAMBIO EN EL PLANO DE REFERENCIA.

Otra relación útil para el análisis de circuitos de microondas es la ecuación para cambiar planos de referencia. A menudo necesitamos esto en la medición de los parámetros de transistores y otros dispositivos activos donde, debido al tamaño del dispositivo, es impráctico colocar conectores de radio frecuencia (RF) a las terminales del dispositivo.

Colocando el dispositivo ó circuito en una línea de transmisión como se muestra en la figura 1-10, se pueden medir los parámetros S en dos planos de entrada y salida. Para realizar la medición se suman la longitud de la línea, $\phi 1$, a la longitud de las terminales de entrada al puerto 1 del dispositivo y otra longitud, $\phi 2$, a la longitud del puerto 2.

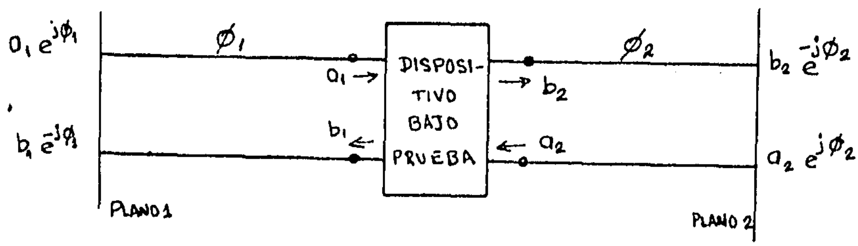


Figura 1-10.

(1-30) $$S' = \phi \, S \, \phi$$

Donde:

S' es la nueva matriz que incluye el efecto de la línea de transmisión.

S es la matriz del elemento ó circuito bajo medición.

$$(1\text{-}31) \qquad \phi = \begin{bmatrix} e^{-j\phi_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\phi_2} \end{bmatrix}$$

La matriz de parámetros S′, medida en estos dos planos, está relacionada con la matriz de parámetros S del dispositivo, como se muestra en la expresión de S′ dada en la ecuación (1-30).

Para ver el significado de S, hagamos la multiplicación para el término S_{11}. Este será multiplicado dos veces por $e^{-j\phi_1}$, ya que a_1 viaja a través de esta longitud de línea, ϕ_1, y se ve reflejada, entonces viaja a través de ella otra vez. El término de transmisión, S_{21}, también tiene esta forma, ya que la onda de entrada, a_1, viaja a través de ϕ_1, y la onda transmitida, b_2, a través de ϕ_2. De la medición de los parámetros S′, podemos determinar los parámetros S del dispositivo, con esta relación.

$$(1\text{-}32) \qquad S'_{11} = S_{11}\, e^{-j2\phi_1}$$

$$(1\text{-}33) \qquad S'_{21} = S_{21}\, e^{-j(\phi_1 + \phi_2)}$$

$$(1\text{-}34) \qquad S = \phi^{-1}\, S'\, \phi^{-1}$$

Donde ϕ^{-1} es la matriz inversa de la matriz ϕ.

ANALISIS DE REDES DE MICROONDAS USANDO PARAMETROS S.

Observemos un sencillo ejemplo (ver figura 1-11), con el cual se demuestra cómo pueden ser determinados los parámetros S analíticamente.

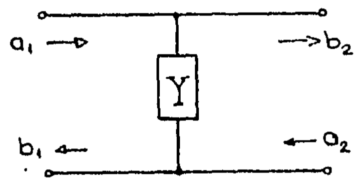


Figura 1-11.

Usando una admitancia en paralelo, vemos las ondas incidentes y reflejadas en la red de dos puertos. Primero, normalizamos la admitancia y terminamos la red en la admitancia característica normalizada del sistema. Esto hace que $a_2 = 0$. S_{11}, el coeficiente de reflexión de entrada de la red, es entonces (1-35).

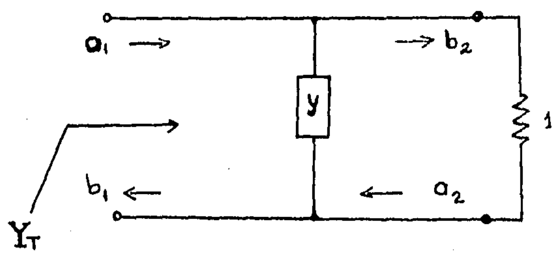


Figura 1-12.

(1-35) $$S_{11} = \frac{1 - Y_T}{1 + Y_T} = \frac{-y}{y + 2}$$

(1-36) $$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0} = \left.\frac{a_1 + b_1}{a_1}\right|_{a_2=0}$$

(1-37) $$S_{21} = 1 - \frac{y}{y + 2}$$

Donde Y_T es la admitancia total de la red.

Para calcular S_{21} (1-36), recordemos que el voltaje total en la entrada de un elemento paralelo, $a_1 + b_1$, es igual al voltaje total en la salida, $a_2 + b_2$. Ya que la red es simétrica y recíproca, $S_{22} = S_{11}$ y $S_{12} = S_{21}$, entonces hemos determinado los cuatro parámetros S para un elemento paralelo.

CARTA DE SMITH.

Una herramienta básica, ampliamente usada en diseño de amplificadores de microondas, es la carta de Smith.

En los años 30's, Phillip Smith, diseñó un método gráfico para la solución de ecuaciones que frecuentemente requieren varias soluciones en el diseño de circuitos de microondas. Ecuaciones como la del coeficiente de reflexión. Ya que todos los valores en esta ecuación son números complejos, la tarea tediosa de resolver esta expresión es reducida usando la técnica gráfica, de Smith. La carta de Smith fue el nombre natural para esta técnica.

Esta carta es esencialmente un mapeo entre dos planos -el plano Z ó de impedancias y el plano del coeficiente de reflexión. El curso básico de teoría de circuitos, ampliamente nos familiariza con el plano de impedancias -plano en coordenadas rectángulares que tiene un eje real y un eje imaginario. Cualquier impedancia puede ser dibujada en este plano. Para este caso, normalizaremos el plano de impedancia a la impedancia característica.

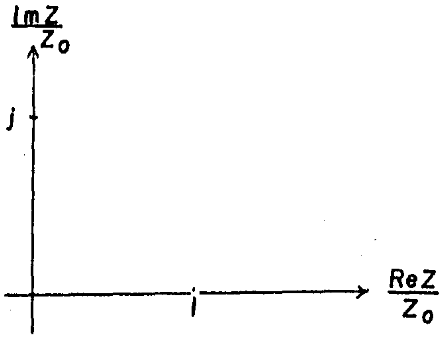


Figura 1-12a.

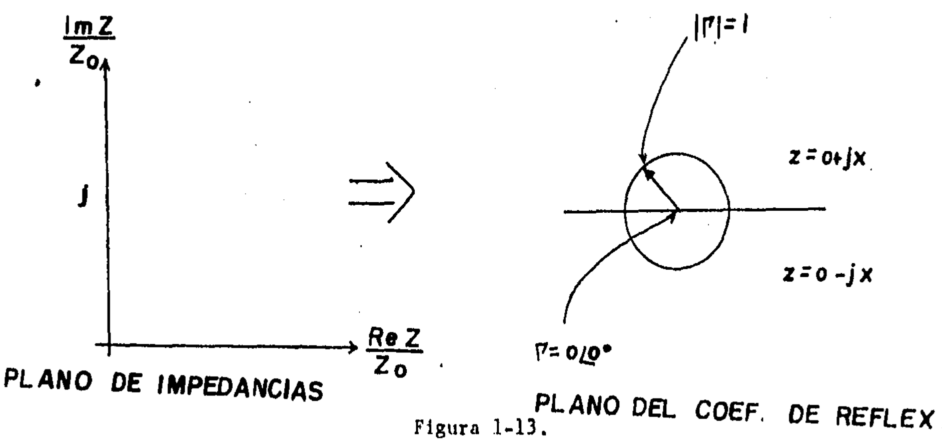
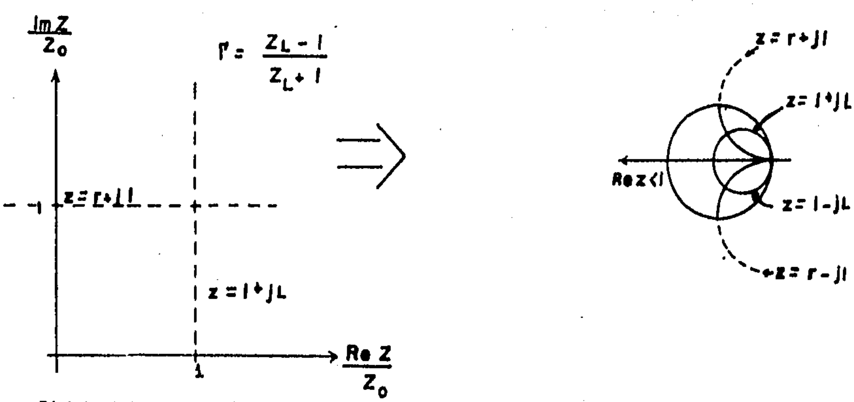


Figura 1-13.

Colocando algunos valores en el plano Z normalizado podemos ver cómo se mapean en el plano Γ. Sea $z = 1$. En un sistema de 50 ohms, esto significa que Z = 50 ohms. Para este valor, $|\Gamma| = 0$, corresponde al centro del plano.

Haciendo ahora $z = jx$ donde x puede variar desde menos infinito hasta más infinito. Ya que $\Gamma = (jx - 1)/(jx + 1)$, $|\Gamma| = 1$ y su ángulo de fase varía desde 0 hasta 360 grados. Esto origina un círculo en el plano Γ. Para reactancias positivas, jx es positiva y se mapea dentro del semicírculo superior. Para reactancias negativas, la impedancia se mapea dentro del semicírculo inferior. La región superior es inductiva y la región inferior es capacitiva.

Veamos algunos otros valores de impedancias. Una línea de resistencia constante, que pasa por el punto z = 1, va a lo largo del eje real, y se mapea dentro de un círculo en el plano Γ. El semicírculo superior representa una impedancia de 1 + jx, la cual es inductiva; el semicírculo inferior, una impedancia de 1 - jx ó capacitiva.



PLANO DE IMPEDANCIAS

PLANO DEL COEFICIENTE DE REFLEXION.

Figura 1-14.

La línea de reactancia constante, $r + j1$, también se mapea en el plano Γ como un círculo. Como aproximamos el eje imaginario en el plano de impedancia, Γ se aproxima al círculo de radio unidad. Como cruzamos el eje imaginario, el círculo de reactancia constante en el plano Γ va fuera del círculo de radio unidad.

Si ahora regresamos y observamos en z real, vemos que $z = -1$, Γ = infinito. Cuando z es real y menor que uno, nos movemos hacia fuera del círculo de radio unidad en el plano Γ. Cuando la parte real de z es negativa, Γ continúa a lo largo de este círculo de radio infinito. Toda la región fuera del círculo de radio uno representa impedancias con partes reales negativas. Usaremos este hecho más tarde cuando trabajemos con transistores y otros dispositivos activos, los cuales a menudo tienen impedancias con parte real negativa.

En el plano de impedancias, líneas de resistencia constante y líneas de reactancia constante se intersectan. Estas líneas también cruzan el plano Γ. Hay una correspondencia uno a uno entre puntos en el plano de impedancia y puntos en el plano Γ.

La carta de Smith puede ser completamente llenada dibujando otros círculos de resistencia y reactancia.

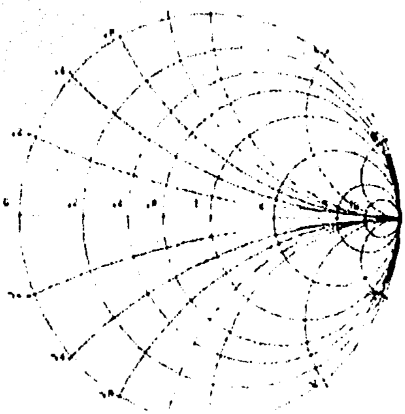


Figura 1-15.

Aplicaciones de la Carta de Smith.

Con unos pocos ejemplos con la carta de Smith se ilustrará su utilidad.

1.- Conversión de impedancia a admitancia: Convertir una impedancia normalizada de 1 + j1 a una admitancia puede ser efectuado fácilmente. Primero dibujemos el punto representando z sobre la carta de Smith (figura 1-16). De las relaciones, vemos que mientras la magnitud de la admitancia es el recíproco de la magnitud de la impedancia, la magnitud de Γ es la misma -pero su ángulo de fase cambia 180 grados. Sobre la carta de Smith, el vector Γ debe girar 180 grados. Este punto es leído como una admitancia.

$$\Gamma_z = \frac{z-1}{z+1} \quad ; \quad \Gamma_y = \frac{1-y}{1+y} \quad ; \quad |y| = \left|\frac{1}{z}\right|$$

$$|\Gamma_z| = |\Gamma_y|$$

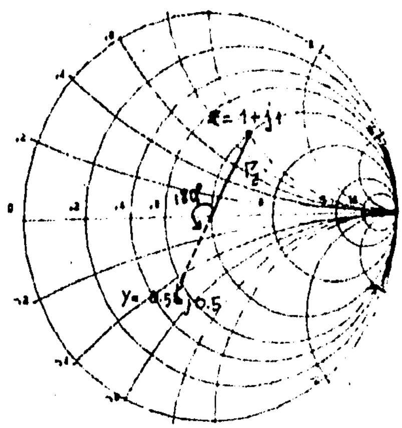


Figura 1-16.

Podemos aproximar esta conversión de impedancia a admitancia en otra forma. En lugar de rotar el vector Γ 180 grados, podemos rotar la carta de Smith 180 grados (figura 1-17). A la cual podemos llamar carta de admitancia y a la original carta de impedancia. Ahora podemos convertir cualquier impedancia a admitancia, o viceversa, directamente.

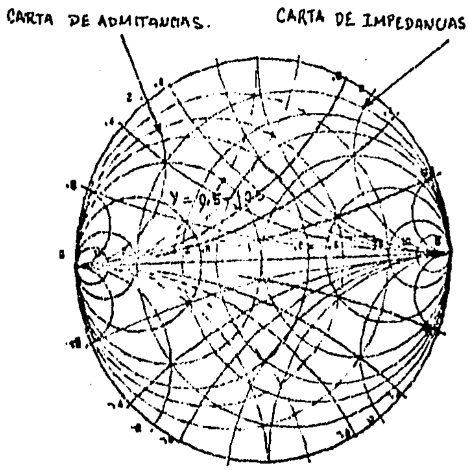


Figura 1-17.

2.- Impedancias con parte real negativa: Usando una carta de Smith convensional definida por el límite del círculo de radio unidad. Si tenemos una impedancia que es inductiva con parte real negativa, se mapearía en el plano Γ fuera de la Carta de Smith. Una forma de traer este punto sobre la carta podría ser dibujar el recíproco de Γ , además de Γ mismo. Esto podría ser inconveniente ya que el ángulo de fase no podría ser conservado. Lo que implicaría que una impedancia inductiva se transformaría en c.pacitiva.

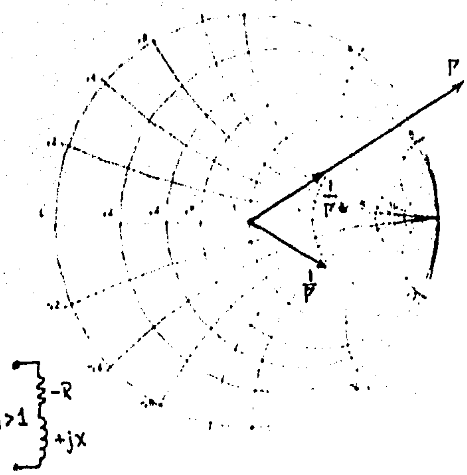


Figura 1-18.

Si dibujamos el recíproco del complejo conjugado de Γ , en este caso, el ángulo de fase es conservado. Este valor entra dentro del largo de la misma línea que el Γ original. Típicamente, en las hojas de datos de transistores, las impedancias de este tipo son dibujadas de esta forma.

Hay también Cartas de Smith condensadas, disponibles, que incluyen la carta de radio unidad más un gran espacio de región de impedancias negativas. Esta carta tiene un radio que corresponde a un coeficiente de reflexión cuya magnitud es 3.16.

Enseguida veremos cómo convertir coeficientes de reflexión medidos a información de impedancias, colocando una Carta de Smith sobre la pantalla polar de un analizador de redes.

3.- Respuesta en frecuencia, de redes: Un punto final necesario para cubrir este breve análisis de la Carta de Smith es la respuesta en frecuencia para una red dada. Veamos una red que tiene una impedancia $z = 0.4 + jx$ (figura 1-19). Si incrementamos la frecuencia de la señal de entrada, la gráfica de impedancia para la red se mueve en el sentido de las manecillas del reloj a lo largo de un círculo de resistencia constante cuyo valor es 0.4. Este movimiento en el sentido de las manecillas del reloj cuando se incrementa la frecuencia es típico de las gráficas de impedancias sobre la carta de Smith para redes pasivas. Esto es esencialmente el teorema de Reactancias de Foster.

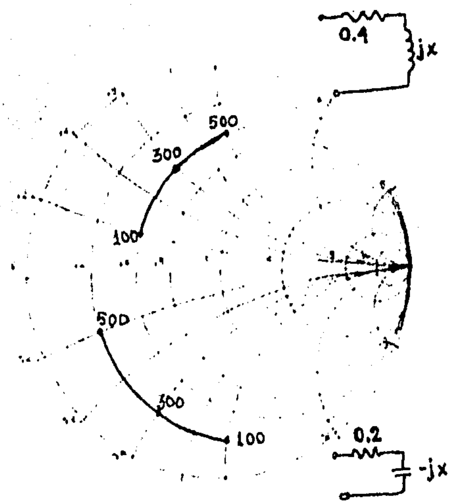
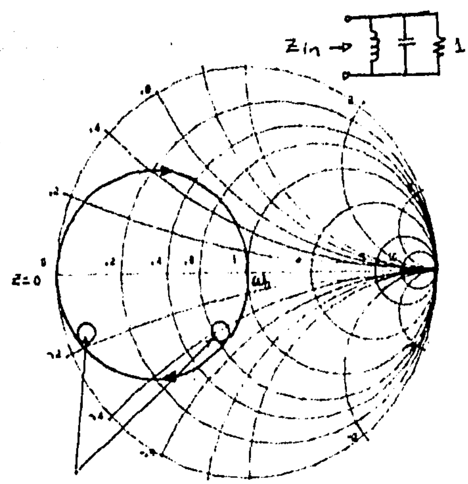


Figura 1-19.

Ahora con un circuito que tiene parte real de 0.2 y una parte imaginaria que es capacitiva, el dibujo de la ganancia se mueve en la dirección de las manecillas del reloj con un incremento en la frecuencia.

Otro circuito que es a menudo encontrado es el circuito tanque. Nuevamente la Carta de Smith es utilizada para graficar la respuesta en frecuencia(figura 1-20). Para este circuito a cero frecuencia, el inductor es un corto circuito. Entonces iniciamos la gráfica en el punto z = 0. Cuando la frecuencia se incrementa, la reactancia inductiva predomina. Moviéndose en la dirección de las manecillas del reloj. En resonancia, la impedancia es puramente real, teniendo el valor de un resistor, Si el resistor tiene un valor más alto, el punto de cruce por cero en resonancia sería más a la derecha sobre la carta de Smith. Como la frecuencia continúa incrementándose, la respuesta se mueve en el sentido de las manecillas del reloj dentro de la región capacitiva de la Carta de Smith, hasta que nos encontramos con la frecuencia infinita, donde la impedancia es nuevamente cero.



Resonancia originada por circuitos parásitos.

Figura 1-20.

En teoría, esta respuesta completa para un circuito tanque sería un círculo. En la práctica, ya que generalmente no se tienen elementos que sean puramente capacitores o inductores sobre una banda completa de frecuencias, veríamos otros pequeños círculos que indican otras frecuencias de resonancia. Estos serian debidos a inductancias parásitas en el capacitor ó capacitancias parásitas en el inductor. El diámetro de estos círculos es de alguna forma indicativo del Q del circuito. Si tenemos un circuito tanque ideal, la respuesta estaría fuera del círculo sobre la carta de Smith. Esto indicaría un Q infinito.

Parámetros de Transferencia.

Ahora analicemos un conjunto de parámetros que facilitan encontrar la función de transferencia de redes en cascada. Recordemos que en la definición de los parámetros S se utiliza la definición de las ondas reflejadas como variables dependientes y las ondas incidentes como variables independientes. Rearreglando estas ecuaciones tal que las ondas de entrada a_1 y b_1 sean las variables dependientes y las ondas de salida a_2 y b_2 sean las variables independientes. Llamaremos a este nuevo conjunto Parámetros de Transferencia ó Parámetros T.

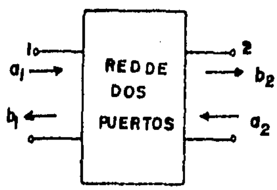


Figura 2-1.

$$(2\text{-}1) \qquad \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

$$(2\text{-}2) \qquad \begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

Donde la matriz T es la matriz de Transferencia.

Los parámetros T pueden ser obtenidos, manipulando las ecuaciones de los parámetros S en forma apropiada.

$$(2\text{-}3)\qquad \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{S_{11}S_{22}-S_{21}S_{12}}{S_{21}} & \dfrac{S_{11}}{S_{21}} \\ \dfrac{S_{22}}{S_{21}} & \dfrac{1}{S_{21}} \end{bmatrix}$$

Y la conversión inversa tiene la siguiente forma.

$$(2\text{-}4)\qquad \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{T_{12}}{T_{22}} & \dfrac{T_{11}T_{22}-T_{12}T_{21}}{T_{22}} \\ \dfrac{1}{T_{22}} & -\dfrac{T_{21}}{T_{22}} \end{bmatrix}$$

Esto es, también se pueden encontrar los parámetros S como una función de los parámetros T.

Una vez definidos los parámetros T en forma particular, los podríamos haber definido tal que las ondas de salida sean las variables dependientes y las ondas entrada sean las variables independientes. Esta definición alternativa puede traer consigo algunas dificultades cuando se diseñe con dispositivos activos unilaterales.

$$(2\text{-}5) \qquad T_A = \begin{bmatrix} \dfrac{S_{12}S_{21}-S_{11}S_{22}}{S_{12}} & \dfrac{S_{22}}{S_{12}} \\ \dfrac{-S_{11}}{S_{12}} & \dfrac{1}{S_{12}} \end{bmatrix}$$

Donde T_A es la matriz de Transferencia cuando se toma como variables independientes a las variables que describen las ondas de entrada.

Usando la definición alternativa para los parámetros de transferencia (T_A), el denominador en cada caso de estos términos es S_{12}.

Trabajando con amplificadores, a menudo asumimos que el dispositivo sea unilateral, o $S_{12} = 0$. Esto causa que el conjunto de parámetros T sea indefinido.

Ambas definiciones para los parámetros T pueden ser encontradas en la práctica. En general preferimos definir los parámetros T con las ondas de salida como las variables independientes y las ondas de entrada como las variables dependientes.

Se usa este nuevo conjunto de parámetros, cuando trabajamos con redes en cascada -amplificadores de dos ó más etapas o un amplificador con redes de acoplamiento por ejemplo-, para datos medidos de los parámetros S podemos definir los parámetros T para las dos redes. Ya que las ondas de salida de la primera red son idénticas a las ondas de entrada a la segunda red, podemos ahora simplemente multiplicar las dos matrices de parámetros T y llegar al conjunto de ecuaciones para la red total.

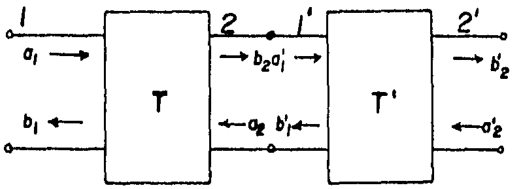


Figura 2-2.

(2-6) $$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad y \quad \begin{bmatrix} b_1' \\ a_1' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}' & T_{12}' \\ T_{21}' & T_{22}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2' \\ b_2' \end{bmatrix}$$

Ya que

(2-7) $$\begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1' \\ a_1' \end{bmatrix}$$

Se tiene que:

(2-8) $$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{11}' & T_{12}' \\ T_{21}' & T_{22}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2' \\ b_2' \end{bmatrix}$$

Ya que la multiplicación de matrices, en general no es conmutativa, estas matrices de parámetros T deben ser multiplicadas en el orden apropiado. Cuando trabajamos con redes en cascada, debemos multiplicar las matrices en el mismo orden como son conectadas las redes. Usando la definición alternativa para parámetros T (matriz T_A), previamente descrita, la multiplicación de matrices debe hacerse en orden inverso.

Este conjunto de parámetros de transferencia es muy útil cuando se usan técnicas de diseño por computadora, ya que la multiplicación de matrices es una tarea fácil.

Gráficas de flujo de señales.

Cuando se diseña manualmente, se puede usar la técnica de gráficas de flujo de señal, para seguir ondas incidentes y reflejadas a través de la red. Esta es una nueva técnica para análisis de redes de microondas .

REGLAS.

Se siguen ciertas reglas para construir una red con gráficas de flujo.

1.- Cada variable a_1, a_2, b_1 y b_2 es designada como un nodo.

2.- Cada uno de los parámetros S es una rama.

3.- La ramas entran a los nodos que son variables dependientes, y salen de los nodos que son variables independientes.

4.- En las ecuaciones de parámetros S, las ondas reflejadas b_1 y b_2 son las variables dependientes y las ondas incidentes a_1 y a_2 son las variables independientes.

5.- Cada nodo es igual a la suma de las ramas que llegan a él.

Aplicando estas reglas a las dos ecuaciones de parámetros S. La primera ecuación tiene 3 nodos -b_1, a_1 y a_2. b_1 es un nodo dependiente y está conectado a a_1 a través de la rama S_{11} y al nodo a_2 por medio de la rama S_{12}. La segunda ecuación es construída similarmente.

Ahora veamos la representación de la gráfica de flujo de una red de dos puertos.

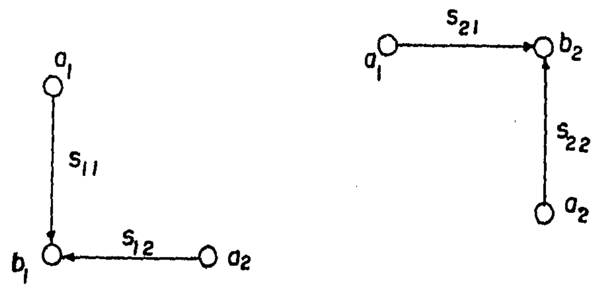


Figura 2-3.

$$b_1 = S_{11}\, a_1 + S_{12}\, a_2 \qquad (2\text{-}9)$$

$$b_2 = S_{21}\, a_1 + S_{22}\, a_2$$

Gráfica completa de flujo para una red de dos puertos.

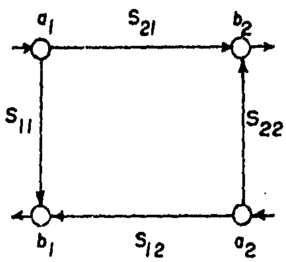


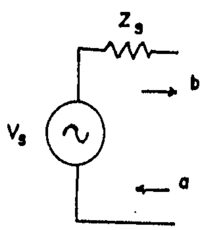
Figura 2-4.

La relación entre ondas viajeras es ahora fácilmente vista. Tomemos la onda incidente en la entrada a_1, parte de su potencia la transmite a través de la red, para transformarse en una porción de b_2 y también, parte de esta onda es reflejada para convertirse en una porción de b_1. Mientras tanto, la onda a_2 que entra por el puerto 2 es transmitida a través de la red, transformándose en una parte de b_1, también como reflejada desde el puerto 2 como parte de b_2.

Esta técnica es la más usada en redes en cascada ó en trayectorias de retroalimentación.

APLICACION DE LAS GRAFICAS DE FLUJO.

Varias redes de flujo serán encontradas en el diseño de amplificadores. Un generador con alguna fuente de voltaje interno y una impedancia interna tendrá una onda emanando de él. La gráfica de flujo para el generador introduce un nuevo término, b_s. Está definido por la impedancia del generador. Como se hizo para las ondas viajeras vistas anteriormente aquí también normalizamos las ondas viajeras que salen del generador por una $Z_0^{1/2}$. La magnitud de b_s elevada al cuadrado tiene las dimensiones de potencia.



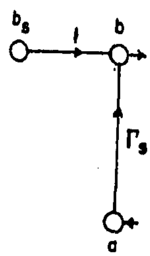


Figura 2-5.

(2-10) $$b_s = \frac{V_s\ Z_0^{1/2}}{Z_s + Z_0}$$

Para una carga, la gráfica de flujo es simplemente el coeficiente de reflexión complejo de la carga.

Figura 2-6.

Cuando la carga es conectada al generador, vemos una emanación de ondas del generador incidente sobre la carga y una onda reflejada regresa al generador desde la carga.

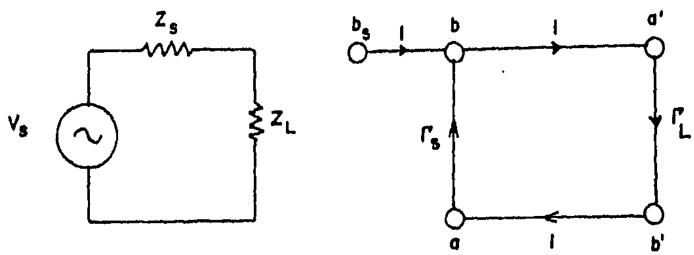


Figura 2-7.

Con objeto de demostrar la utilidad de las gráficas de flujo, analicemos una red de dos puertos con una fuente de señal y su carga como se muestra en la figura 2-8. Combinando los ejemplos vistos podemos dibujar una gráfica de flujo para el sistema.

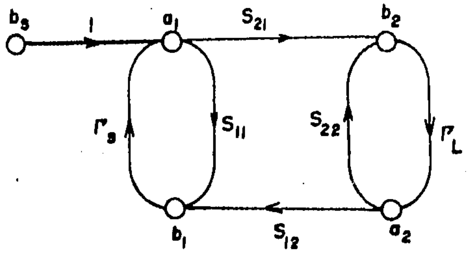


Figura 2-8.

Aplicando la regla de Mason para resolver el valor de cualquier nodo en la red. Antes de aplicar la regla debemos definir varios términos.

Definición de términos adicionales:

<u>Trayectoria</u> .- Una trayectoria es una serie de líneas directas continuas que siguen en secuencia y en la misma dirección un camino, uniendo dos nodos, de tal forma que ningún nodo es tocado más de una vez. El valor de la trayectoria es el producto de todos los coeficientes encontrados en la ruta.

<u>Lazo de Primer Orden</u> .- está definido como el producto de las ramas encontradas en la trayectoria, la cual empieza desde un nodo moviéndose en la dirección de las flechas regresando al mismo nodo. Para ilustrar esto, iniciemos una trayectoria en el nodo a_1. Un lazo de primer orden es S_{11} Γ_s. Otro lazo de primer orden es $S_{21}\Gamma_L S_{12}\Gamma_s$. Si iniciamos y terminamos en el nodo a_2, encontramos un tercer lazo de primer orden $S_{22}\Gamma_L$.

Lazo de Segundo Orden .- Está definido como el producto de dos lazos de primer orden sin que estos lazos se toquen. De los tres primeros lazos, encontramos solamente $S_{11}\ \Gamma_s$ y $S_{22}\ \Gamma_L$, sin tocarse en cualquier forma. El producto de estos dos lazos forma el lazo de segundo orden para esta red.

Lazo de Tercer Orden .- Es el producto de cualesquiera tres lazos de primer orden sin que se toquen entre sí. En esta red no hay ningún lazo de tercer orden; en redes más complejas pueden existir.

Supongamos que estamos interesados en el valor de b_1. En este ejemplo, b_s es la única variable independiente cuyo valor determina el valor de cada una de las variables en la red. b_1 por lo tanto es una función de b_s. Para determinar b_1, primero tenemos que identificar las trayectorias desde b_s a b_1. Siguiendo las flechas, vemos dos trayectorias (1) S_{11} y (2) $S_{21}\ \Gamma_L\ S_{12}$.

El próximo paso es encontrar lazos que no se toquen respecto a las trayectorias encontradas. Aquí, la trayectoria S_{11} y el lazo de primer orden, $S_{22}\ \Gamma_L$ no se tienen nodos o ramas en común. Con esta condición encontramos $S_{22}\ \Gamma_L$, es un lazo que no toca con la trayectoria S_{11}.

La otra trayectoria, $S_{21}\ \Gamma_L\ S_{12}$ toca todos los lazos de primer orden de la red, entonces no hay lazos que no toquen con respecto a esta trayectoria.

Ahora aplicando la regla de lazos que no se tocan(ó regla de Mason) ecuación (2-11). Esta ecuación parece complicada a primera vista, pero analizándola término a término es fácil de entender.

Esta regla determina la relación de dos variables, una variable dependiente para una variable independiente.

$$T = \frac{P_1\ (1 - \Sigma L(1)^{(1)} + \Sigma L(2)^{(1)} - \ldots) + P_2\ (1 - \Sigma L(1)^{(2)} + \ldots)}{1 - \Sigma L(1) + \Sigma L(2) - \Sigma L(3) + \ldots}$$

(2-11)

Donde:

P_1, P_2, etc., son las varias trayectorias que conectan estas variables.

El término $\sum L(1)^{(1)}$ es la suma de todos los lazos de primer orden, tales que no tocan la primer trayectoria entre las variables.

El término $\sum L(2)^{(1)}$ es la suma de todos los lazos de segundo orden, tales que no toquen aquella primera trayectoria.

El término $\sum L(1)^{(2)}$ es la suma de todos los lazos de primer orden, tal que no toquen la segunda trayectoria.

El denominador en esta expresión es una función de la geometría de la red. Esto es simplemente uno menos la suma de todos los lazos de primer orden, más la suma de todos los lazos de segundo orden, menos la suma de los lazos de tercer orden y así sucesivamente.

Aplicando esta regla a la red. La relación de b_1, la variable dependiente, a b_s, la variable independiente, es igual a la primera trayectoria, S_{11}, multiplicada por 1, menos el lazo de primer orden con respecto a esta trayectoria, $\Gamma_L S_{22}$.

La segunda trayectoria, $S_{21} \Gamma_L S_{12}$, es simplemente multiplicada por uno, ya que no hay lazos (independientes -sin tocarse) con respecto a esta trayectoria.

El denominador es uno menos la suma de los lazos de primer orden, más la suma de los lazos de segundo orden.

$$\frac{b_1}{b_s} = \frac{S_{11}(1 - \Gamma_L S_{22}) + S_{21} \Gamma_L S_{12} \; (1)}{1 - (S_{11} \Gamma_s + S_{22} \Gamma_L + S_{21} \Gamma_L S_{12} \Gamma_s) + S_{11} \Gamma_s S_{22} \Gamma_L}$$

(2-12)

Con un poco de experiencia se pueden dibujar gráficas de flujo de redes complejas, esta técnica facilita el análisis de redes. De hecho, usando la técnica de gráficas de flujo, se pueden derivar varias expresiones para potencia y ganancia que son de interés para el diseñador de circuitos.

Primero que todo en el diseño de circuitos de microondas, debemos conocer la potencia liberada ($P_{Liberada}$) a la carga. Recordemos que el cuadrado de las magnitudes de las ondas incidentes y reflejadas tienen la dimensión de potencia. La potencia liberada a la carga es entonces la diferencia entre la potencia incidente y la potencia reflejada.

(2-13) $$P_{Liberada} = |a|^2 - |b|^2$$

La potencia disponible de una fuente es la máxima potencia que puede proporcionar la fuente a la carga, lo que implica que el coeficiente de reflexión en el puerto de salida (en este caso el puerto donde está conectada la carga) debe ser igual al conjugado del coeficiente de reflexión en el puerto de entrada(en este caso en el puerto donde está conectada la fuente de microondas).

(2-14) $$\Gamma^*_s = \Gamma_L$$

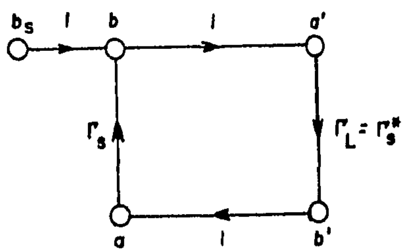


Figura 2-7.

Se describen estas condiciones en la gráfica de flujo, observamos que la potencia disponible de la fuente es:

$$P_{Disponible} = |b|^2 - |a|^2 \tag{2-15}$$

Usando las técnicas de gráficas de flujo, vemos que:

(2-16) $$b = \frac{b_s}{1 - \Gamma_s \Gamma^*_s} \quad y \quad a = \frac{b_s \Gamma^*_s}{1 - \Gamma_s \Gamma^*_s}$$ (2-17)

La potencia disponible desde la fuente se reduce a:

$$P_{Disponible} = \frac{|b_s|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} \tag{2-17}$$

Se pueden desarrollar ecuaciones de ganancia en voltaje y en potencia que son útiles en diseño de amplificadores usando estas técnicas de gráficas de flujo. Para una red de dos puertos, la <u>ganancia en voltaje</u> es igual al voltaje total en la salida dividido por el voltaje total en la entrada.

$$Av = \frac{a_2 + b_2}{a_1 + b_1} \tag{2-18}$$

Si se divide el numerador y denominador por b_s, se pueden relacionar cada una de las variables dependientes del sistema a una variable independiente. Se tienen cuatro expresiones ó cuatro relaciones, que se pueden determinar de la regla de Mason.

$$Av = \frac{\dfrac{a_2}{b_s} + \dfrac{b_2}{b_s}}{\dfrac{a_1}{b_s} + \dfrac{b_1}{b_s}} = \frac{S_{21}\,\Gamma_L + S_{21}}{1(1 - S_{22}\,\Gamma_L) + S_{11}(1 - S_{22}\,\Gamma_L) + S_{21}\,\Gamma_L\,S_{12}} \qquad (2\text{-}19)$$

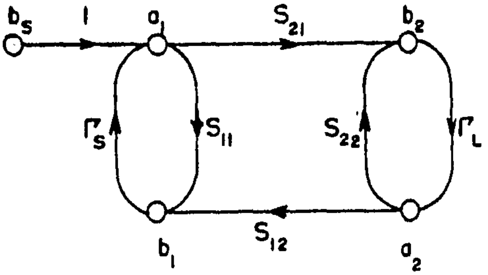


Figura 2-8

Podemos simplificar esta derivación recordando que el denominador en la expresión para la regla de lazos que no se tocan es una función de la geometría de la red. Esto será lo mismo para cada una de estas relaciones y se cancelará en el resultado final. Entonces, sólo necesitamos lo concerniente con los numeradores de esas relaciones.

Determinemos un par de estas relaciones con el objeto de comprobar el proceso. a_2 está conectada a b_s mediante la trayectoria $S_{21}\,\Gamma_L$. Todos los lazos de primer orden tocan esta trayectoria, tal que ésta es simplemente multiplicada por uno. b_2 está conectado a b_s a través de la trayectoria S_{21}. Todos los lazos de primer orden tocan esta trayectoria. a_1 está conectada directamente y hay un lazo no tocado $S_{22}\,\Gamma_L$.
Tenemos entonces determinada la razón b_1 a b_s, poniendo simplemente los numeradores de cada expresión. Ahora derivamos la ganancia en voltaje de la red de dos puertos.

La última expresión que es de interés obtener es la ganancia de potencia de transferencia.

La ganancia de potencia de transferencia esta definida como la potencia liberada a la carga dividida por la potencia disponible de la fuente.

$$(2\text{-}20) \qquad Gt = \frac{G_{Liberada}}{G_{Disponible}}$$

Substituyendo las expresiones de estas dos potencias se obtiene que:

$$(2\text{-}21) \qquad Gt = \frac{|b_2|^2 \, (1 - |\Gamma_L|^2)}{\dfrac{|b_s|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)}}$$

Sólo resta resolver la relación b_2 a b_s. La única trayectoria que conecta b_s y b_2 es S_{21}. No hay lazos que no toquen respecto a esta trayectoria. El denominador es el mismo como en el ejemplo anterior: uno menos los lazos de primer orden, más los lazos de segundo orden. Tomando la magnitud de esta relación, elevando al cuadrado y sustituyendo el resultado obtenido, la expresión para la ganancia en potencia de transferencia para una red de dos puertos es:

$$(2\text{-}22) \qquad \frac{b_2}{b_s} = \frac{S_{21}}{1 - S_{11}\Gamma_s - S_{22}\Gamma_L - S_{21}S_{12}\Gamma_L\Gamma_s + S_{11}\Gamma_s S_{22}\Gamma_L}$$

$$(2\text{-}23) \qquad Gt = \frac{|S_{21}|^2 \, (1 - |\Gamma_s|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{21}S_{12}\Gamma_s\Gamma_L|^2}$$

Esta no es una expresión sencilla, ya que los términos son generalmente cantidades complejas. Calculadoras ó rutinas de computadora facilitan grandemente la tarea al diseñar circuitos de microondas.

Más tarde se verá que se puede simplificar esta expresión suponiendo que el amplificador es un dispositivo unilateral.

A causa de que los parámetros S a una frecuencia dada son constantes dependiendo del dispositivo seleccionado y de las condiciones de polarización, se debe poner atención a los coeficientes de reflexión de la fuente y de la carga.

CRITERIOS DE ESTABILIDAD.

Para maximizar la ganancia de transferencia debemos acoplar conjugadamente la entrada y la salida. Antes de hacer esto, tenemos que analizar la estabilidad de la red, ya que las redes activas tales como los amplificadores bajo ciertas condiciones de acoplamiento se vuelven inestables, en otras palabras generan oscilaciones.

Hay dos criterios generalmente usados cuando se habla de estabilidad: estabilidad <u>condicional</u> <u>e</u> <u>incondicional.</u>

Una red es <u>condicionalmente estable</u> si la parte real de la impedancia de entrada (Z_{in}) y la parte real de la impedancia de salida (Z_{out}) son positivas para ciertos valores de las impedancias de fuente y carga a una frecuencia específica.

Una red es <u>incondicionalmente estable</u> si la parte real de sus impedancias de entrada y salida (Z_{in} y Z_{out}) son positivas para toda impedancia de fuente y de carga cuando la parte real de ellas es también positiva a una frecuencia específica.

Nótese que estas dos condiciones son aplicadas solamente a una frecuencia específica. Se llaman impedancias de fuente y de carga con parte real positiva a aquellas que implican:

(2-24) $$|\Gamma_s| <= 1 \quad y \quad |\Gamma_L| <= 1$$

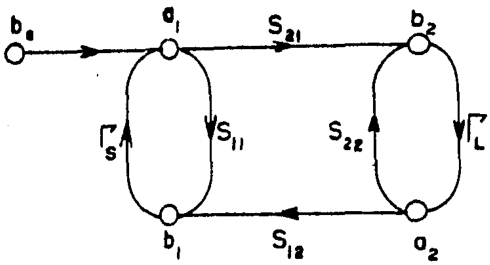


Figura 2-9.

Primero queremos acoplar conjugadamente la red a la carga y a la fuente para asegurar la ganancia máxima de transferencia. Bajo estas condiciones, podemos decir que la red será estable si el factor de estabilidad (k), definido más adelante es más grande que uno. Condiciones de acoplamiento conjugado significan que el coeficiente de reflexión de la fuente, es igual al conjugado del coeficiente de reflexión de entrada de la red.

(2-25) $$\Gamma_s = \Gamma^*_{in}$$

Y que el coeficiente de reflexión de la carga es igual al conjugado del coeficiente de reflexión de la salida de la red.

(2-26) $$\Gamma_L = \Gamma^*_{out}$$

$$(2\text{-}27) \qquad K = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2\,|S_{12}|\,|S_{21}|} \qquad 1$$

Precaución: El factor K no debe considerarse sólo. Si estamos operando bajo condiciones de acoplamiento, para asegurar máxima ganancia debemos considerar:

1.- Los efectos que causan sobre la estabilidad del amplificador cambios de temperatura o desplazamiento de los parámetros S del transistor.

2.- Los cambios que sufre la estabilidad si se substituye el transistor en el circuito.

3.- Los efectos que pueden causar los cambios arriba mensionados sobre el acoplamiento conjugado y la estabilidad del amplificador, por lo tanto se debe considerar otras condiciones además del factor K.

Observando las ecuaciones para los coeficientes de reflexión para la entrada y la salida Γ_{in} y Γ_{out} respectivamente, se ve que tienen forma similar. La única diferencia es que se reemplaza S_{11} por S_{22} y Γ_L por Γ_s.

$$(2\text{-}28) \qquad \Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\,\Gamma_L}{1 - S_{22}\,\Gamma_L}$$

$$(2\text{-}29) \qquad \Gamma_{out} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\,\Gamma_s}{1 - S_{11}\,\Gamma_s}$$

Si hacemos de esta ecuación $|\Gamma_{in}|$ igual a uno, estableceremos un límite. De un lado de este límite esperamos que:

$$|\Gamma_{in}| < 1$$

y por el otro lado que:

$$|\Gamma_{in}| > 1$$

Se encuentra primero el límite resolviendo la siguiente expresión:

$$(2\text{-}30) \qquad |\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right| = 1$$

Las soluciones para Γ_L caen sobre un círculo. El radio (r_L) y el centro (C_L) del círculo está dado por las siguientes expresiones como una función de los parámetros S.

$$(2\text{-}31) \qquad r_L = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$(2\text{-}32) \qquad C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S^*_{11})^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

(2-33) Donde $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}\,S_{21}$

Habiendo medido los parámetros S del dispositivo de dos puertos a una frecuencia dada, se pueden calcular estas cantidades.

Ahora dibujando estos valores sobre una carta de Smith, para determinar el lugar de todos los valores de Γ_L que hacen

(2-34) $|\Gamma_{in}| = 1$

El círculo entonces representa el límite.

El área dentro ó fuera del círculo representará una condición de operación estable.

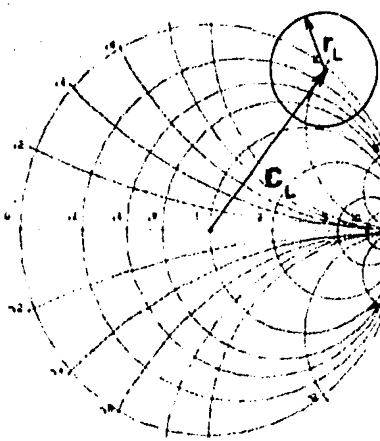


Figura 2-10.

Para determinar qué área representa la condición de estabilidad se hace $Z_L = 50$ ohms, o sea $\Gamma_L = 0$. Lo anterior representa un punto en el centro de la carta de Smith. Bajo estas condiciones.

$$|\Gamma_{in}| = |S_{11}| \tag{2-35}$$

Ahora supongamos que S_{11} ha sido medido y su magnitud es menor que uno, la magnitud del coeficiente de reflexión de entrada también es menor que uno. Esto significa que este punto, ($\Gamma_L = 0$), representa una condición de operación estable. Esta región entonces representa la condición de operación estable para la red completa.

Si se selecciona otro valor de Γ_L tal que dé un coeficiente de reflexión de entrada que sea más grande que uno, la red se volvería potencialmente inestable.

Si solamente tratamos con cargas pasivas, esto es, cargas que tienen un coeficiente de reflexión igual o menor a uno, entonces, permaneceremos lejos de aquellos valores de Γ_L que causan que la operación de la red salga de la región de estabilidad, con el objeto de asegurar la operación estable del amplificador, que se esta diseñando. Las variaciones de la temperatura, el envejecimiento de los transistores ó el reemplazo de éstos, causan que el centro o radio del círculo de estabilidad se desplace, lo que puede causar que la operación del amplificador se desplace a la región de inestabilidad.

Por otro lado, si $|S_{11}| > 0$, con $Z_L = 50$ ohms, entonces esta área es la región estable (se encuentra dentro del círculo de estabilidad) y la región de afuera es el área de inestabilidad.

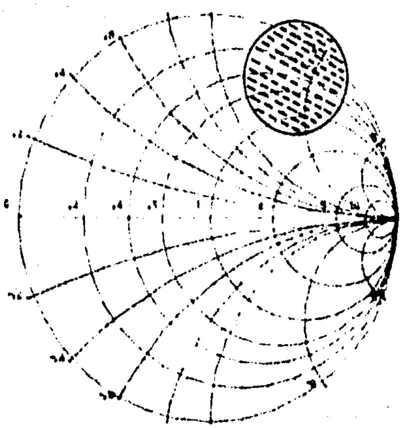


Figura 2-11.

Para asegurar que se tiene la condición de estabilidad incondicional a una frecuencia dada en el diseño del amplificador, debemos ser capaces de localizar cualquier carga pasiva sobre la red y manejarla con cualquier impedancia de fuente sin desplazarnos a una condición inestable.

Desde un punto de vista gráfico, es deseable asegurar que el círculo de estabilidad cae completamente fuera de la Carta de Smith, y también es útil asegurarnos que el interior del círculo de estabilidad representa la región inestable. El área fuera del círculo de estabilidad incluyendo la Carta de Smith, podría entonces representar la región de operación estable como se indica en la siguiente figura.

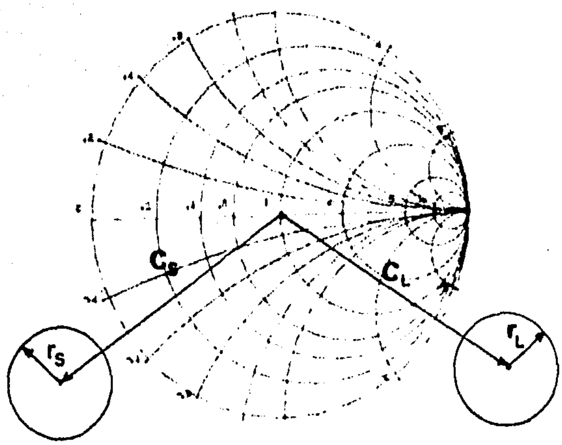


Figura 2-12.

Para satisfacer estos requerimientos debemos asegurar que la magnitud del vector C_L, esto es, la distancia desde el centro de la Carta de Smith al centro del círculo de estabilidad, menos el radio del círculo de estabilidad, r_L, sea más grande que uno. Esto significa que el punto más cercano sobre el círculo de estabilidad estaría fuera del círculo de radio unidad o Carta de Smith.

Para asegurar que la región dentro de la Carta de Smith represente la condición de operación estable, la impedancia de entrada o de salida de la red debe tener una parte real más grande que cero cuando la red está terminada con 50 ohms. Para finalizar, debemos también sumar el círculo de estabilidad de salida para ganar un mejor entendimiento de este concepto. Esto significa que la magnitud de S_{11} y S_{22} debe ser menor que uno.

También se debe tener precaución acerca de la estabilidad en función de la frecuencia. Los parámetros S son típicamente medidos en alguna frecuencia en particular. Los círculos de estabilidad son dibujados para la frecuencia dada, se puede estar seguro que el amplificador será estable en esta frecuencia, pero puede oscilar en alguna otra frecuencia que puede encontrarse dentro o fuera del ancho de banda del amplificador.

Por la razón arriba mensionada, es necesario investigar la estabilidad en una amplia banda de frecuencias y construir círculos de estabilidad dondequiera que se sospeche que la operación del amplificador se sale de la región de estabilidad.Se muestran enseguida círculos de estabilidad dibujados para tres diferentes frecuencias.

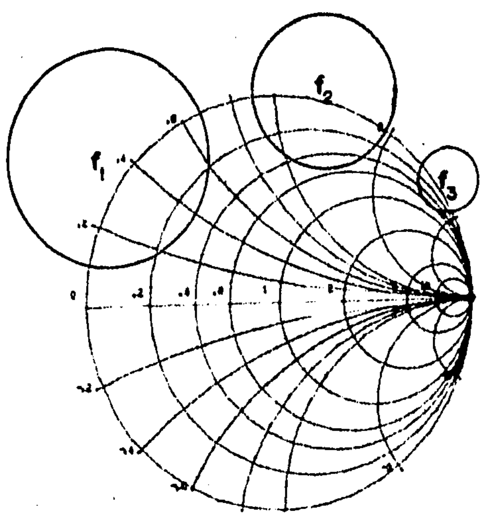


Figura 2-13.

La estabilidad es principalmente dependiente del producto $|S_{12}|\cdot|S_{21}|$. $|S_{21}|$ es generalmente una función decreciente con la frecuencia.

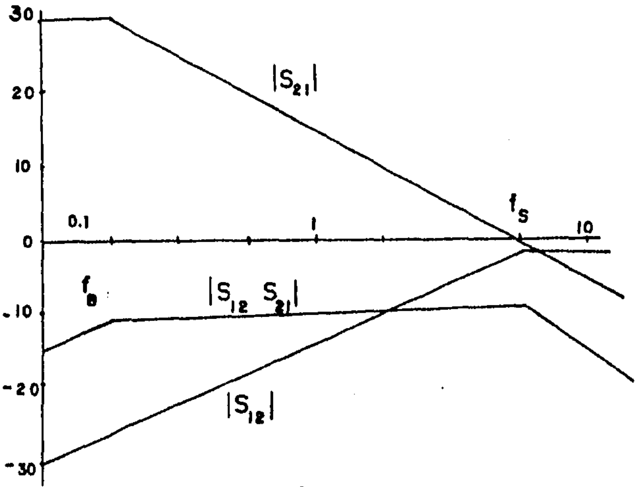


Figura 2-14.

Donde f_B es la frecuencia de corte inferior.

$|S_{12}|$ es una función creciente.

Observando el producto $|S_{12}|\cdot|S_{21}|$, vemos que éste es creciente abajo de f_B, después es plano y decrece en altas frecuencias.

En esta región plana debemos asegurar la estabilidad.

Generalmente al construir circuitos de microondas los elementos pasivos tales como inductores y capacitores se simulan con secciones de líneas de transmisión de microcinta, estos elementos se diseñan a la frecuencia media del diapazón de frecuencias de operación; fuera de la banda de interés, los inductores se pueden comportar como capacitores y los capacitores como inductores, por lo tanto, es necesario investigar la estabilidad del amplificador también a frecuencias que se encuentran fuera del ancho de banda del amplificador.

CAPITULO III. TRANSISTORES PARA MICROONDAS.

BREVE BOSQUEJO HISTORICO.

La invensión del transistor por William Shockley en 1948, ha causado un impacto revolucionario en general en la tecnología electrónica y en particular en los dispositivos de estado sólido. Ya que los transistores y dispositivos semiconductores han reemplazado a los tubos de vacío en un gran número de aplicaciones, ya que tienen una amplia gama de ventajas. El transistor de microondas es un dispositivo no lineal y su principio de operación es similar al mismo dispotivo de baja frecuencia, pero por sus dimensiones requiere que el proceso de fabricación, control y empaquetamiento sean mucho más finos.

Estructura Física: Todos los transistores de microondas son planos y algunos de ellos son de silicio de tipo n-p-n bipolares. La geometría de su construcción los caracteriza como: a) Interdigitalizado, b) Sobrepuesto y c) Matríz

Desde un punto de vista de la máxima frecuencia de oscilación de los transistores bipolares (intrínsecos) su frontera esta acotada por el ancho del emisor cerca de 1 µm y el espesor de la base cerca de 0.2 µm. La longitud del emisor es del orden de 25 µm para el sobrepuesto y matríz.

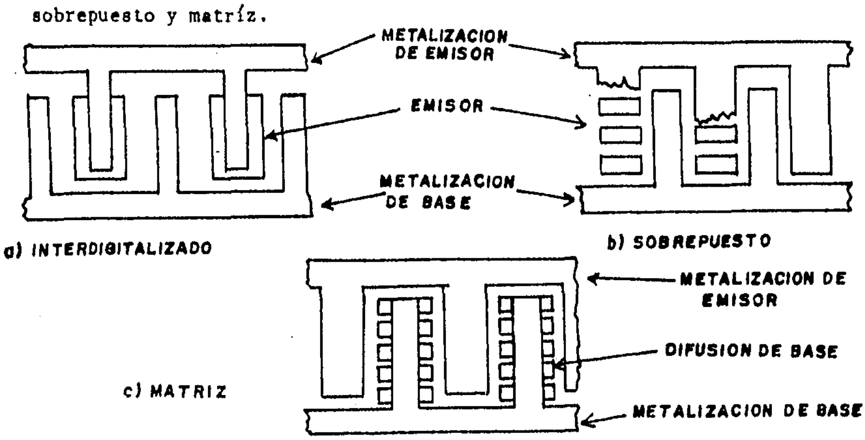


Figura 3-1. Superficies geométricas de transistores de microondas.

PRINCIPIOS DE OPERACION.

Como se hizo notar, la operación de un transistor bipolar de potencia de microondas es parecida a la del mismo dispositivo en baja frecuencia, pero en la operación en clase C es mucho mejor que la clase A o modo AB.

Cuando el transistor es polarizado para operación en clase C, ambas uniones emisor-base y colector-base son polarizadas en inversa y no fluye corriente cuando no se aplica señal. La capa de deplecion en la unión emisor-base es más pequeña que aquella de la unión colector-base. Cuando un voltaje de radiofrecuencia (RF) es aplicado a la unión emisor-base, ésta es polarizada en directa para una fracción del ciclo de RF. Entonces los electrones son inyectados en la base, estos portadores transitan la base como un flujo combinado de difusión y deslizamiento y son acelerados en la región de deplecion colector-base. El campo eléctrico en la región de deplecion colector-base con la mínima amplitud de la señal de RF, es suficiente para acelerar los electrones a su velocidad de saturación. El fujo de electrones inyectados durante el tiempo que dura la polarización directa en la unión emisor-base representa un pulso de corriente en el circuito de colector. El pico del pulso de corriente ocurre cuando los electrones atraviesan la región de deplecion colector-base con la velocidad de saturación. Si el circuito de colector es una carga real a la frecuencia de la señal, una potencia de salida será consumida desde la carga en la frecuencia fundamental.

CARACTERISTICAS DE LOS TRANSISTORES QUE OPERAN EN MICROONDAS.

Hay varias aproximaciones para el análisis de las características de transistores de microondas.

Una primera aproximación es utilizando un circuito equivalente para el transistor. Con este circuito equivalente son descritas las características de entrada, salida, realimentación y ganancia.

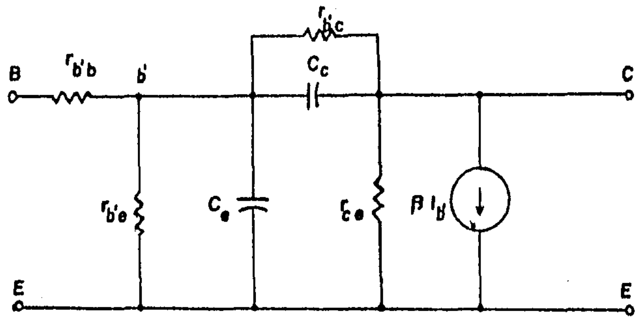


Figura 3-2. Circuito equivalente del transistor en la configuración emisor común.

Esta es una configuración emisor común del circuito equivalente conocida como el modelo Híbrido.

Definiendo cada componente del modelo:

$r_{bb'}$ - Resistencia de Base. Esta es una resistencia inevitable que se presenta en la unión entre la terminal de base y el material semiconductor de que se compone la base. Su valor es del orden de las decenas de ohms. Transistores más pequeños tienden a presentar valores más grandes de $r_{bb'}$.

$r_{b'e}$ - Resistencia de entrada. Es la resistencia que se presenta en la unión base emisor. Su valor típico es de alrededor de 1000 ohms.

$r_{b'c}$ - Resistencia de retroalimentación. Esta resistencia es muy grande (aproximadamente 5 Megohms) aparece entre la base y el colector del transistor.

r_{ce} - Resistencia de salida. Como su nombre lo indica, esta resistencia es vista entre el colector y el emisor del transistor y su valor típico esta alrededor de 100K ohms

Ce - Capacitancia de la difusión de emisor. Esta capacitancia realmente es la suma de la capacitancia de difusión y la capacitancia de unión del emisor, ambas son asociadas con la física de la unión del semiconductor en sí misma. Aunque la capacitancia de unión es tan pequeña que sólo se considera la capacitancia de difusión cuyo valor típico es de 100 pF.

Cc - Capacitancia de retroalimentación. Esta componente es formada por la polarización inversa de la unión colector-base del transistor. Un valor típico de esta componente es de 3 pF.

βI_b. - Es la fuente de corriente. Donde es la ganancia en corriente alterna del transistor, mientras I_b, es la corriente a través de $r_{b'e}$. La corriente de colector es igual a veces la corriente de base.

SIMPLIFICACIONES.

1.- Se puede eliminar $r_{b'c}$, ya que es una resistencia muy grande, que para nuestros propósitos la vemos como un circuito abierto.

2.- En altas frecuencias las conexiones con las terminales suman una pequeña inductancia al circuito equivalente.

3.- Aplicando el principio del efecto Miller, transportar Cc desde su conexion base colector, a una posición en paralelo con Ce con un nuevo valor $Cc(1 - \beta R_L)$, donde R_L es la resistencia de carga. Combinada ésta con Ce para formar una capacitancia total C_T.

Estos cambios son mostrados en la siguiente figura.

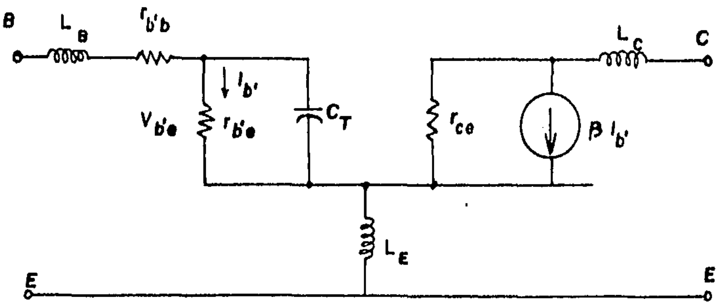


Figura 3-3. Circuito equivalente utilizando el efecto Miller.

IMPEDANCIA DE ENTRADA.

La variación sobre la frecuencia de la impedancia de entrada para el transistor es fácilmente encontrada analizando el circuito mostrado a continuación.

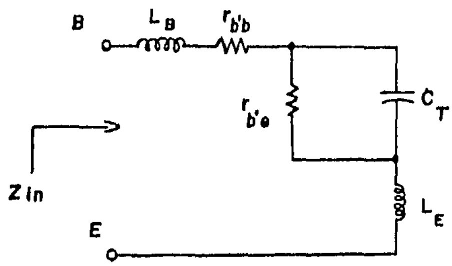


Figura 3-4. Impedancia de entrada equivalente.

Se han incluido solamente los elementos del circuito equivalente que tienen un efecto sobre la impedancia de entrada del transistor.

IMPEDANCIA DE SALIDA.

Manipulando de la misma manera la última sección podemos llegar a un circuito apropiado que será usado para el análisis de la impedancia de salida.

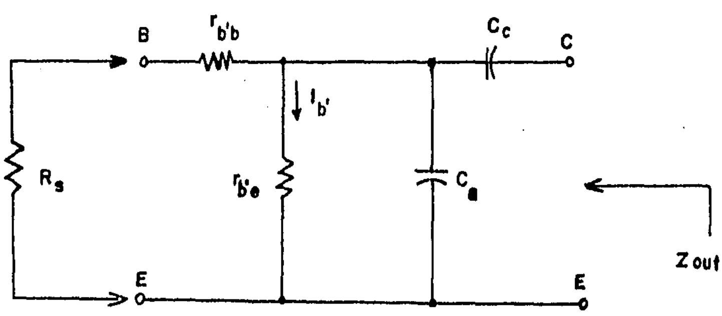


Figura 3-5. Impedancia equivalente de salida.

Cc y Ce son los factores determinantes en cualquier cálculo de la impedancia de salida y ellas solas causan que la impedancia de salida disminuya con la frecuencia.

MODELO DE EBERS-MOLL.

Otro modelo de complejidad intermedia es el caso del modelo de EBERS-MOLL, el cual describe los efectos lineales y no lineales que son determinantes en un buen número de circuitos analógicos y digitales tanto en bajas como en altas frecuencias.

El modelo de EBERS-MOLL para un transistor bipolar se muestra en la figura 3-6.

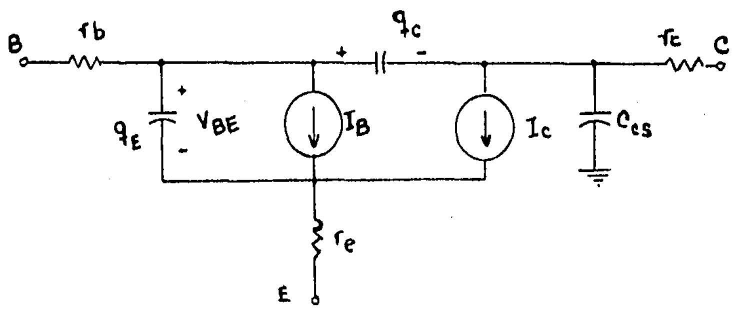


Figura 3-6. Modelo de EBERS-MOLL de un transistor bipolar.

La corriente del colector Ic está modelada con la siguiente ecuación:

$$(3\text{-}1) \quad Ic = Is\ (\ \mathrm{EXP}\ (V_{BE}/V_T)\ -\ \mathrm{EXP}\ (\ V_{BC}/V_T)\ )\ (\ 1 - V_{BC}/V_A\ )$$

La ecuación de la corriente de base I_B está modelada con la ecuación siguiente:

$$(3\text{-}2) \quad I_B = \frac{Is}{\beta_F}\ (\ \mathrm{EXP}\ (\frac{V_{BE}}{V_T}) - 1\ ) + \frac{Is}{\beta_R}\ (\ \mathrm{EXP}\ (\frac{V_{BC}}{V_T}) - 1\ )$$

La carga del emisor se modela de la siguiente forma:

$$(3\text{-}3) \qquad q_E = \tau_F \; Is \; (\; EXP \; (\frac{V_{BE}}{V_T}) - 1 \;) + C_{je}(0) \int_0^{V_{BE}} \frac{dv}{(1 - v/\phi_e)^{1/2}}$$

La ecuación de la carga del colector es

$$(3\text{-}4) \qquad q_C = \tau_R \; Is \; (\; EXP \; (\frac{V_{BC}}{V_T}) - 1 \;) + C_{jc}(0) \int_0^{V_{BC}} \frac{dv}{(1 - v/\phi_c)^{1/2}}$$

Donde

r_b, r_e, r_c son respectivamente las resistencias ohmicas de la base, emisor y colector. Son consideradas constantes.

V_T es el voltaje térmico.

β_F y β_R son respectivamente las ganancias en corriente directa e inversa.

V_A es el voltaje Early y caracteriza la modulación del ancho del la base.

τ_F y τ_R son respectivamente los tiempos de vuelo directo e inverso.

$C_{je}(0)$ y $C_{jc}(0)$ respectivamente son las capacidades de las uniones emisor-base y colector-base cuando el voltaje de la unión es cero.

Is es la corriente de saturación.

C_{cs} es un condensador entre la unión y el sustrato para circuitos integrados, en transistores descritos este condensador se desprecia.

MODELO π-HIBRIDO LINEALIZADO.

A continuación se muestra el circuito equivalente del Modelo π-híbrido linealizado para un transistor bipolar.

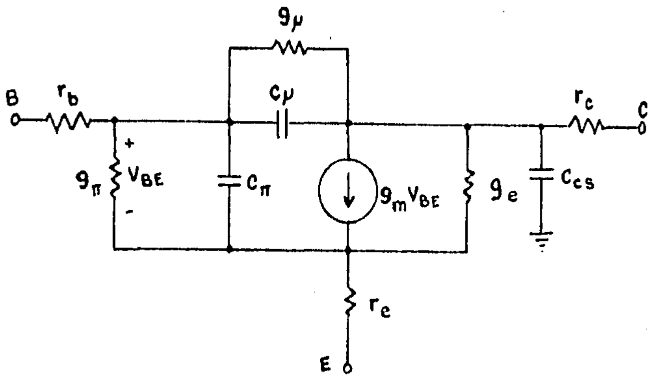


Figura 3-7. Circuito π-híbrido linealizado para un transistor bipolar.

Ventaja: los parámetros no dependen de la frecuencia y todos tienen una correspondencia física directa.

Las ecuaciones de los parámetros linealizados son:

(3-5) $$g = \left.\frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}}\right|_Q$$

(3-6) $$g = \left.\frac{\partial I_B}{\partial V_{BC}}\right|_Q$$

(3-7) $$C_\pi = \left.\frac{\partial q_E}{\partial V_{BE}}\right|_Q = C_{bo} + C_{je}(0)$$

(3-8) $$C_\mu = \left.\frac{\partial q_C}{\partial V_{BC}}\right|_Q = C_{bro} + C_{jc}(0)$$

(3-9) $$g_o = \left.\frac{\partial I_C}{\partial V_{BC}}\right|_Q - g_\mu$$

(3-10) $$g_m = \left.\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}\right|_Q - g_o$$

C_μ y C_π constan de dos partes: una capacidad de difusión y una capacidad de la unión respectiva.

TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO DE MICROONDAS (FETs).

Después de que Shockley inventó el transistor en 1948, propuso en 1952 un nuevo tipo de transistor de efecto de campo (FET) en el cual la conductividad de una capa de un semiconductor es modulada por un campo eléctrico transversal. En un FET el flujo de corriente es llevado por un sólo tipo de portadores, por esta causa los FETs también son conocidos como transistores unipolares. El propósito aquí es describir la estructura física, los principios de operación, las características de operación en microondas y las limitaciones de potencia-frecuencia de los FETs. El FET de microondas tiene la capacidad de amplificar señales pequeñas arriba de las fecuencias de la banda X con bajas figuras de ruido (banda X - 6.2 a 10.9 GHz).

El FET unipolar tiene varias ventajas sobre el transistor de unión bipolar.

1. Su eficiencia es más alta que la del transistor bipolar.
2. Su figura de ruido es más baja.
3. Su frecuencia de operación es más alta.
4. Su resistencia de entrada es muy alta, arriba de varios megohms

ESTRUCTURA FISICA.

El FET puede consistir de tres tipos de uniones de la compuerta: compuerta de unión p-n, compuerta de barrera Schottky y compuerta aislante-canal. En 1938 Schottky sugirió que la barrera de potencial podría levantarse con cargas en el espacio estable en el semiconductor , sin la presencia de una capa química. El modelo derivado de su teoría es conocido como barrera Schottky. El material puede ser Silicio o Arseniuro de Galio (GaAs), y el tipo de canal puede ser canal n ó canal p.

TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO DE UNION (JFET).

El transistor de efecto de campo de unión (JFET) es el originalmente propuesto por Shockley. El diagrama se muestra en la figura siguiente y su símbolo para un JFET canal n. El material tipo n está entre dos capas altamente contaminadas de material del tipo p_+, denominadas compuertas p. Si la parte central fuera de tipo p, el dispositivo se llamaría JFET canal p. Cada extremo del canal n es unido por contactos metálicos. De acuerdo con las direcciones de los voltajes de polarización, el que suministra la fuente de electrones es llamado fuente, mientras el que drena los electrones fuera del material se llama drenador.

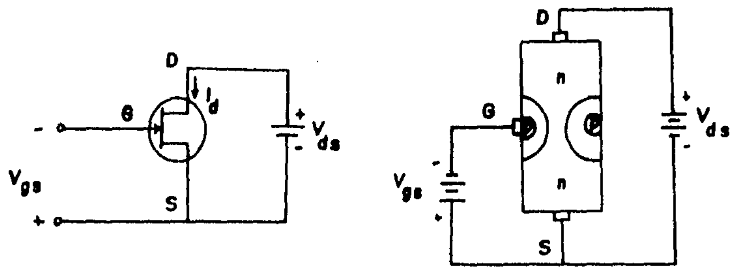
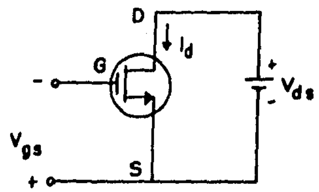


Figura 3-8. Diagrama y símbolo del JFET canal n.

TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO CON BARRERA SCHOTTKY (MESFET).

El FET con barrera Schottky fue desarrollado por muchos científicos e ingenieros, como Mead y Hooper que algunas veces lo llamaron transistor de efecto de campo metal-semiconductor (MESFET). La siguiente figura muestra el diagrama esquemático y símbolo.



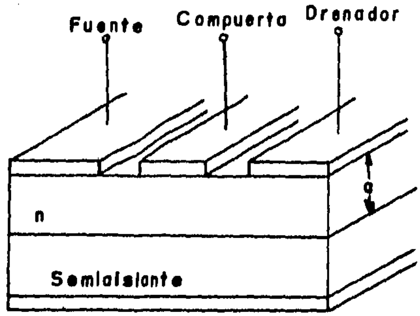


Figura 3-9. Símbolo y diagrama esquemático de un MESFET.

El dispositivo es de estructura interdigitalizada, fabricado utilizando una capa epitaxial de GaAs tipo n entre 0.15 a 0.35 µm de espesor sobre un substrato. El canal n es contaminado con azufre o con estaño con una concentración N entre 8X 10^{16} y $2X10^{17}$ por centímetro cúbico. La movilidad del electrón en esta capa es del orden de 3000 a 4500 $cm^2/V\cdot s$. El contacto en la compuerta de barrera Schottky se hace con aluminio evaporado, y en la fuente y drenador con contactos de oro-germanio (Au-Ge), oro-teluro (Au-Te) u oro-teluro-germanio (Au-Te-Ge), esta metalización es usada para asegurar un soporte en el substrato.

PRINCIPIOS DE OPERACION.

En los JFETs y MESFETs la unión p-n entre fuente y compuerta se polariza inversamente, mientras los electrones de fuente y drenador se polarizan directamente. Bajo esta condición los portadores mayoritarios (electrones) fluyen en la capa epitaxial tipo n del electrodo fuente por el centro del canal al electrodo drenador. La corriente causa una caída de voltaje a lo largo de su longitud, tal que la polarización se vuelve más inversa hacia el extremo drenador. La disminución de la sección transversal de la parte activa del canal aumentará la resistencia del canal, por lo tanto, la corriente drenada Id será modulada por el voltaje de compuerta (V_{gs}), este fenómeno es parecido a las características de la corriente de colector Ic contra el voltaje colector emisor, con la corriente de base Ib como parámetro del transistor bipolar.

La transconductancia de un FET está expresada como

$$g_m = \left.\frac{d(Id)}{d(V_{gs})}\right|_{V_{ds}\, =\, \text{constante.}} \tag{3-11}$$

Para un voltaje drenador-fuente (V_{ds}) fijo, la corriente drenada Id es una función del voltaje de compuerta (V_{gs}) polarizada en inversa, porque la corriente drenada Id es controlada por el efecto de campo del voltaje de compuerta V_{gs}. Cuando la corriente drenada crece contínuamente, la caída de voltaje ohmico entre la fuente y el canal refuerzan la unión p-n, como resultado, el canal se estrecha, entonces la corriente drenada permanecerá casi constante para cualquier incremento del voltaje drenador a fuente.

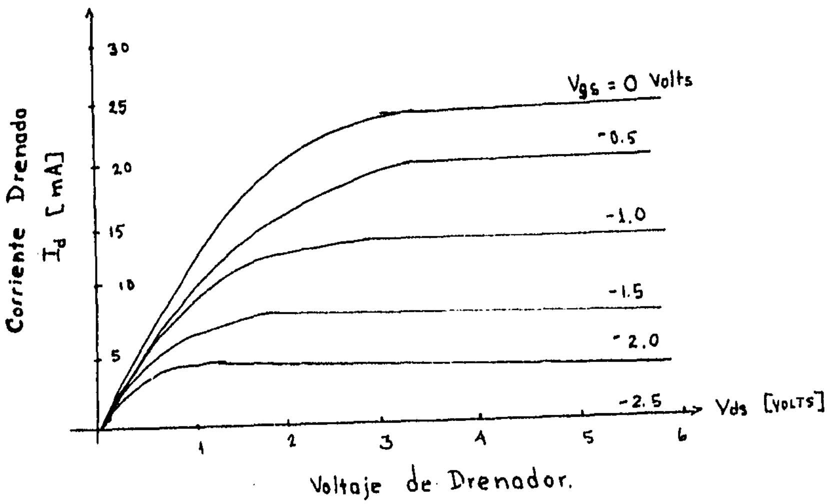


Figura 3-10. Característica de Voltaje de drenador contra Corriente drenada.

VOLTAJE ARREBATADOR (V_p).

El voltaje arrebatador es el voltaje inverso de compuerta que remueve todas las cargas libres del canal. La ecuación de Poisson para el voltaje en el canal n, en términos de la densidad volumétrica de carga está dada por

$$\frac{d^2 V}{d y^2} = -\frac{\rho}{\epsilon} = -\frac{qN}{\epsilon} = -\frac{qN}{\epsilon_r \epsilon_o} \tag{3-12}$$

Donde:

ρ = densidad volumétrica de carga en coulombs por metro cúbico

q = carga del electrón en coulombs.

N = concentración de electrones, en electrones por metro cúbico

ϵ = permitividad del material en farads/metro.

$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_o$; ϵ_r es la constante dieléctrica relativa.

ϵ_o = 8.854 X 10^{-12} F/m , es la permitividad del espacio libre.

Integrando la ecuación (3-12) y aplicando la condición de frontera para el campo eléctrico E = -(dV/dy) = 0 en y = a se tiene

$$\frac{dV}{dy} = -\frac{qN}{\epsilon}(y-a) \quad \text{volts por metro.} \tag{3-13}$$

Integrando la ecuación (3-12) una vez y aplicando la condición de frontera V = 0 en y = 0 resulta en

$$V = -\frac{qN}{2\epsilon}(y^2 - 2ay) \quad \text{Volts} \tag{3-14}$$

Entonces el voltaje arrebatador en $y = a$ se escribe como

$$V_p = \frac{qNa^2}{2\epsilon} \quad \text{Volts} \tag{3-15}$$

Donde a es la altura del canal en metros. Esta última ecuación indica que el voltaje arrebatador es una función del nivel de concentración de las impurezas (N) y de la altura del canal (a).

CARACTERISTICAS DE LOS GaAs FETs.

Las características de un GaAs FET para microondas de barrera Schottky dependen no solamente de parámetros intrínsecos como son g_m, G_d, R_i, C_{sg} y C_{dg} sino también de los parámetros extrínsecos R_g, R_s C_{sd} R_p y C_p definidos mas adelante. En la siguiente figura se muestra un FET con barrera Schottky y su circuito equivalente.

El comportamiento del FET de barrera Schottky a frecuencias de microondas ha sido investigado y medido por van der Ziel y otros.

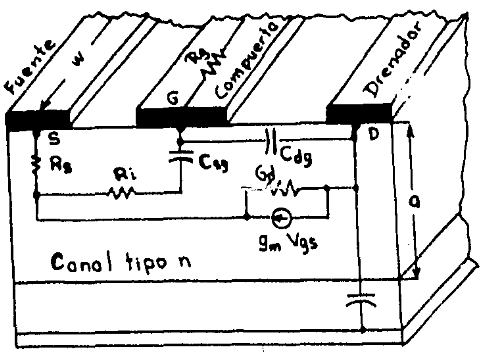


Figura 3-11. Sección de corte de un MESFET.

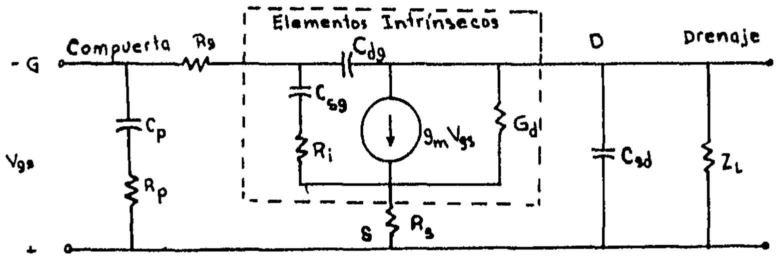


Figura 3-12. Circuito equivalente de un MESFET.

Donde los elementos intrínsecos son:

g_m es la transconductancia del FET.

G_d es la conductancia de salida.

R_i es la resistencia de carga del C_{sg}.

C_{sg} es la capacitancia entre fuente y compuerta.

C_{dg} es la capacitancia drenador-compuerta.

Y los elementos extrínsecos son:

R_g es la resistencia de metalización en la compuerta.

R_s es la resistencia de la fuente.

C_{sd} es la capacitancia entre fuente y drenador.

R_p es la resistencia parásita del soporte de unión.

C_p es la capacitancia parásita del soporte de unión.

Y Z_p es la impedancia de carga.

Los valores de estos elementos dependen del tipo de canal, material, estructura y dimensiones del FET de barrera Schottky. Valores grandes de las resistencias extrínsecas disminuyen seriamente la ganancia en potencia y la eficiencia y aumentan la figura de ruido del MESFET. Se tiene la ventaja de aumentar el nivel de impurezas (N) del canal para disminuir la influencia relativa de la capacitancia de retroalimentación C_{dg} y aumentar la transconductancia y la ganancia en voltaje directo a circuito abierto.

CORRIENTE DEL DRENADOR (I_d).

La corriente drenada de un FET con barrera de potencial Schottky es expresada como

$$(3\text{-}16) \quad I_d = I_p \frac{3(u^2-\rho^2) - 2(u^3-\rho^3)}{1 + \eta(u^2 - \rho^3)} \quad \text{Amperes}$$

Donde

$I_p = \dfrac{qNmaWV_p}{3L}$ es la corriente de saturación para el caso Shockley en $V_{gs} = 0$.

m = movilidad a campo bajo en m^2/volt_seg.

$q = 1.6\times10^{-19}$ coulombs; es la carga del electrón.

N = concentración de impurezas en electrones/m^3.

a = altura del canal.

W = ancho de la compuerta.

L = longitud de la compuerta.

V_p = voltaje arrebatador.

$u = \left(\dfrac{V_{ds} + |V_{gs}|}{V_p}\right)^{1/2}$ es la suma normalizada de los voltajes de drenador y fuente con respecto al voltaje arrebatador.

$\rho = \left(\dfrac{|V_{gs}|}{V_p}\right)^{1/2}$ es el voltaje de compuerta normalizado con respecto al voltaje arrebatador.

$\eta = \dfrac{m\,V_p}{\nu_s\,L} = \dfrac{\nu}{\nu_s}$ es la velocidad de desplazamiento normalizada con respecto a la velocidad de saturación.

ν_s = es la velocidad de saturación.

$\nu = \dfrac{m\,E_x}{1 + m\,E_x/\nu_s}$ es la velocidad de desplazamiento en el canal.

E_x = es el valor absoluto del campo eléctrico en el canal.

FRECUENCIA DE CORTE (f_{co}).

La frecuencia de corte de un FET depende de cómo fue hecho. En banda amplia y utilizando circuitos con elementos concentrados la frecuencia de corte se expresa como

$$(3\text{-}17) \qquad f_{co} = \frac{g_m}{2\pi C_g} = \frac{\nu_s}{4\pi L} \text{ Hz}$$

Donde

g_m = transconductancia.
C_g = capacitancia de compuerta.
L = longitud de compuerta.
ν_s = velocidad de saturación.

FRECUENCIA MAXIMA DE OSCILACION (f_{max}).

La frecuencia máxima de oscilación depende de la transconductancia y la resistencia del drenador en un circuito con elementos concentrados. La frecuencia máxima de oscilación se expresa como

$$(3\text{-}18) \qquad f_{max} = \frac{f_{co}}{2}(g_m R_d)^{1/2}$$

$$(3\text{-}19) \qquad f_{max} = \frac{f_{co}}{2}\left(\frac{m E_p (u_m - \rho)}{\nu_s (1 - u_m)}\right)^{1/2} \text{ Hz}$$

Donde

R_d = resistencia del drenador.
g_m = transconductancia.
E_p = campo eléctrico en la región de saturación en el canal.
u_m = normalización de saturación de u.

ν_s, m y ρ son definidos previamente.

Para ρ=0, esto es, V_{gs}=0 y $\eta >> 1$, tal que

$$f_{co} = \frac{\nu_s}{4\pi L} \qquad y \qquad u_m \cong (3/\eta)^{1/3} << 1$$

(3-20) $$f_{max} = \gamma\ \nu_s/L\ (3/\eta)^{1/6} \quad Hz$$

Donde γ = 0.14 para m E_p/ν_s = 13 y
γ = 0.18 para m E_p/ν_s = 20 en el caso de GaAs.

Experimentalmente se ha encontrado que para un FET de GaAs con compuerta de longitud menor que 10 µm es

(3-21) $$f_{max} = \frac{33X10^3}{L} \quad Hz$$

Donde L es la longitud de la compuerta en metros. El mejor valor de L es 0.5 um.

De la misma forma, la frecuencia de corte determinada por el tiempo de tránsito de los portadores de carga es:

(3-22) $$f_{co} = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{\nu_s}{2\pi L} \quad Hz$$

Donde $\tau = L/\nu_s$ es el tiempo de tránsito en segundos.

L es la longitud de la compuerta en metros.

ν_s = es la velocidad de deriva en saturación dada en metros por segundo.

El FET de GaAs tiene mejor figura de ruido que el FET de silicio para un amplificador en banda X, porque la velocidad de saturación es $2X10^7$ cm/s para GaAs en un campo eléctrico de 3KV/cm y de $8X10^6$ cm/s para silicio a 15 KV/cm.

La frecuencia de oscilación más alta para ganancia de potencia máxima con redes de acoplamiento de entrada y salida está dada por

$$(3\text{-}23) \quad f_{max} = \frac{f_{co}}{2} \left(\frac{R_d}{R_s + R_g} \right)^{1/2} \text{ Hz}$$

Donde R_d es la resistencia del drenador.

R_s es la resistencia de fuente.

R_g es la resistencia de metalización de compuerta.

GANANCIA DE POTENCIA.

En la banda de frecuencias de microondas los parámetros medibles para un FET con barrera de potencial Schottky son los parámetros S. Una vez obtenidos los parámetros S, se puede calcular la ganancia de potencia G_p, la ganancia de potencia máxima disponible G_{max} y la ganancia de potencia unilateral G_u, usando las ecuaciones derivadas anteriormente.

Ganancia de potencia G_p. La ganancia de potencia de un FET con barrera Schottky está definida como la razón de la potencia de salida liberada a la carga Z_L, sobre la potencia de entrada disponible de la fuente hacia el FET. Mediante la aplicación de las reglas de Mason, la ganancia de potencia para un FET con barrera de potencial Schottky es

$$(3\text{-}24) \quad G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{21}S_{12}\Gamma_s\Gamma_L|^2}$$

GANANCIA DE POTENCIA MAXIMA DISPONIBLE (G_{max}).

Para maximizar la ganancia de potencia de transferencia para un amplificador con FET de microondas, la entrada y salida deben estar conjugadamente acopladas. Entonces, la máxima potencia disponible está dada por la expresión:

$$(3\text{-}25)\quad G_{max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}\left|K +/- (K^2 - 1)^{1/2}\right|$$

Donde K es el factor de estabilidad inherente del MESFET y se expresa como sigue:

$$(3\text{-}26)\quad K = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2\,|S_{12}\,S_{21}|}$$

Para que un amplificador con MESFET sea incondicionalmente estable, el factor de estabilidad debe ser positivo y mayor que uno.

GANANCIA DE POTENCIA UNILATERAL (G_u).

La ganancia de potencia unilateral es la ganancia de potencia de transferencia en un amplificador con retroalimentación, donde su potencia de transferencia inversa se hace cero (esto es $|S_{12}|^2 = 0$). Esta ganancia se expresa a continuación:

$$(3\text{-}27)\quad G_u = \frac{|S_{21}|^2\,(1 - |\Gamma_s|^2)\,(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2\,|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

La máxima ganancia de potencia unilateral se augura haciendo que $\Gamma_s = S_{11}^*$ y $\Gamma_L = S_{22}^*$, entonces

$$(3\text{-}28) \quad G_{umax} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$

FIGURA DE RUIDO.

Todos los efectos de la mayoría de las fuentes de ruido de en circuitos electrónicos son frecuentemente especificados por medio de la figura de ruido del circuito. La figura de ruido (F) de cualquier red lineal de dos puertos está definida en términos de su funcionamiento con una fuente de ruido patrón conectada a sus terminales de entrada. Esto es

$$F = \frac{\text{Potencia de ruido disponible a la salida.}}{\text{Potencia de ruido disponible a la entrada.}}$$

$$(3\text{-}28) \qquad F = \frac{N_o}{G\,K\,T\,B}$$

Donde K T B es la potencia de ruido disponible de la fuente patrón en un ancho de banda B, a una temperatura T = 290 grados Kelvin y K es la constante de Boltzmann $K = 1.381X10^{-23}$ J/ K.

G es la ganancia de potencia disponible de la red en la frecuencia de la banda considerada.

N_o es la potencia de ruido disponible en la salida.

El ruido a la salida de la red N_o en la misma banda de frecuencias resulta de la amplificación del ruido de entrada y del ruido generado dentro de la red (N_n). Entonces el ruido de salida N_o puede ser expresado como

$$N_o = N_n + G\,K\,T\,B \tag{3-29}$$

Por lo tanto, la figura de ruido resulta en

$$F = 1 + \frac{N_n}{G\,K\,T\,B} \tag{3-30}$$

Y cuando estas potencias son expresadas por sus temperaturas de ruido se transforman a

$$F = 1 + \frac{T_n}{T_o} \tag{3-31}$$

Donde T_n es la temperatura de ruido de la red en grados Kelvin.

T_o es la temperatura de ruido del medio ambiente (= 290 grados kelvin).

Hay tres tipos de figura de ruido para un amplificador con MESFET.

1.- Figura de ruido intrínseca.

La figura de ruido intrínseca para un MESFET de GaAs esta dada por

$$F = 2 + \gamma\left(\frac{E}{E_{sat}}\right)^3 \tag{3-32}$$

Donde

E es el campo eléctrico en volts por metro.

E_{sat} es el campo eléctrico de saturación a 300 KV/m.

$\gamma = 6$.

En una frecuencia de 10 GHz, una figura de ruido de 6.6 dB para un

FET de GaAs fue medida, la cual es mucho mejor que la figura de ruido de cualquier otro FET o transistor bipolar. A 5 GHz la figura de ruido para el FET de GaAs es aproximadamente 3 dB.

2.- Figura de ruido entre valles de dispersión en GaAs.

De acuerdo a la teoría de bandas de energía del Arseniuro de Galio tipo n, la baja movilidad del valle superior está separada por una brecha de energía de 0.36 eV del valle inferior de más alta movilidad y el valle inferior está separado por una brecha de energía de 1.43 eV de la banda de valencia. La velocidad de saturación de los electrones se presenta en un campo eléctrico de 300 KV/m. La figura de ruido entre valles de dispersión está dada por

$$F = \frac{T_{nv}}{T_o}(1 - p) + \frac{T_{ni}}{T_o} + 1 \qquad (3\text{-}33)$$

Donde

T_o = 290 grados Kelvin, es la temperatura de ruido del medio ambiente.

T_{nv} es la temperatura de ruido de los electrones en la banda de valencia.

T_{ni} es la temperatura de ruido entre valles de dispersión.

$(1 - p)$ es la razón del número de electrones en la banda de valencia.

p es la probabilidad de la población de electrones en los valles superior e inferior.

3.- Figura de ruido extrínseca. A causa de los parámetros extrínsecos, los cuales se presentan mediante resistencias, degradan la figura de ruido del FET, éstos son:

a) Resistencia de metalización de la compuerta (R_g). Ya que la compuerta está hecha de una capa delgada, angosta y larga de aluminio.

b) Resistencia de fuente(R_s). La región entre la fuente y la compuerta contribuye a formarla.

c) Resistencia de drenador(R_d). La región entre el contacto del drenador y el extremo del canal causa esta resistencia.

d) Resistencia de soporte de unión (R_p). El soporte de unión de la compuerta ajusta sobre el extremo del canal epitaxial n y se representa por una impedancia de resistencia R_p en serie con una capacitancia C_p.

La figura de ruido extrínseca de un MESFET constituída por estas resistencias de ruido está expresada como sigue:

$$F = Fo + \frac{R_n}{G_s}\left((G_s - G_{on})^2 + (B_s - B_{on})^2\right) \tag{3-34}$$

Donde:

Fo es la figura de ruido óptima.

R_n es la resistencia de ruido.

$Y_s = G_s + j\,B_s$ que es la admitancia de fuente.

$Y_{on} = G_{on} + j\,B_{on}$ que es la admitancia de fuente óptima con respecto al ruido.

Los parámetros Fo, G_{on}, B_{on} y R_n son determinados calculando la figura de ruido F de la ecuación anterior para cuatro diferentes admitancias de fuente $Y_s = G_s + j\,B_s$. Y se encuentra que la figura de ruido extrínseca óptima no depende de los voltajes de drenador y compuerta y que es cerca de 4 dB a 2 GHz y de 8 dB a 8 GHz.

Para mejorar la figura de ruido se reducen al mínimo los valores de R_g, R_p y R_s.

LIMITACIONES DE POTENCIA-FRECUENCIA.

El FET con barrera de potencial Schottky tiene limitaciones en su frecuencia y en su ganancia de potencia, ya que se sigue cumpliendo el principio básico del producto ganancia ancho de banda igual a una constante. Cuando la frecuencia aumenta la ganancia disminuye.

POLARIZACION DE LOS FETs.

Los métodos más comunes de polarizar un FET se muestran a continuación:

a) CON DOS FUENTES. Cuando se dispone de dos fuentes, se polariza el FET utilizando un transistor bipolar que actúa como fuente de corriente y forza a la corriente del FET que sea igual a la corriente de colector. Ya que el transistor bipolar usa polarización de emisor, entonces, la corriente de emisor aproximada es:

$$I_E = \frac{V_{EE}}{R_E} \tag{3-35}$$

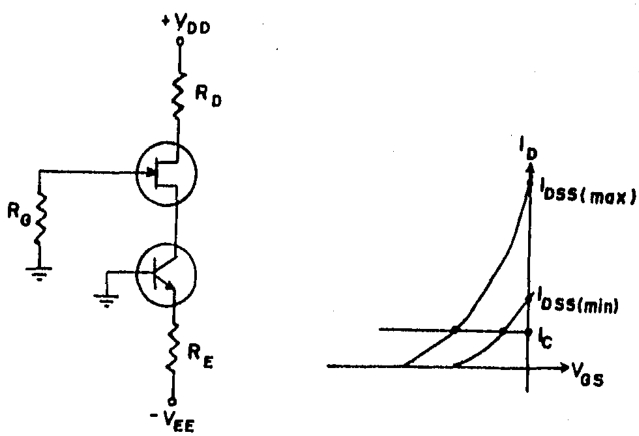


Figura 3-13. Circuito de polarización con dos fuentes.

El diodo del colector actúa como una fuente de corriente y forza que I_D sea igual a I_C. La corriente de colector debe ser menor que la corriente drenada con la compuerta en corto. Esto es:

$I_C < I_{DSS}$ Esto garantiza que V_{GS} sea negativo.

b) CON UNA FUENTE. Se utiliza un circuito divisor de voltaje para polarizar el transistor bipolar. Casi todo el voltaje de R_2 aparece en el resistor R_E. Esto fija la corriente de emisor a un valor constante, forzando la corriente drenada a ser independiente de las variaciones del FET.

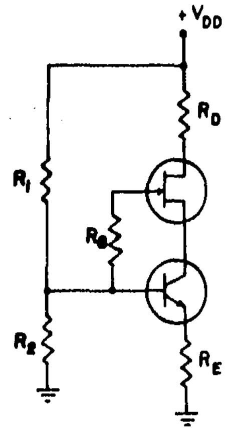


Figura 3-14. Circuito de polarización con una fuente.

PRECAUSIONES EN EL MANEJO DE LOS GaAs FETs.

A continuación se listan las precausiones para los GaAs FETs tanto de señal pequeña como de potencia.

a) Al manejar GaAs FETs encapsulados por ningún motivo se deben pasar entre personas mano a mano y sobre todo en días o ambientes secos, puesto que las cargas estáticas los pueden destruir.

b) El cautín debe estar aterrizado cuando se suelden GaAs FETs y el tiempo de soldado no debe exceder de 20 segundos, a una temperatura de 260 grados celcius.

c) Nunca introducir el GaAs FET én un circuito polarizado de antemano, sobre todo cuando el circuito esté autopolarizado, ya que el condensador de paso se cargará a través de ella la unión compuerta-canal se polariza directamente.

Recomendación: Ajustar el voltaje compuerta-fuente a -1 V y gradualmente incrementar el voltaje drenador-fuente de cero al valor determinado, generalmente 3 volts, el voltaje compuerta-drenador nunca debe exceder de los 10 volts.

d) Evitar el uso de voltmetros digitales al medir el circuito, ya que la fuente de alimentación del medidor pueden destruir a la compuerta.

e) Si es necesario usar trazadores de curvas es indispensable:

1. Poner el trazador de curvas a tierra.
2. Poner el voltaje de compuerta igual a cero.
3. Incrementar desde cero hasta el valor deseado (3 V), el voltaje drenador-fuente.
4. Ajustar el voltaje compuerta-fuente al valor deseado.

CAPITULO IV. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE ALTA FRECUENCIA.

INTRODUCCION

En este capítulo se analizará la aplicación práctica de los parámetros S. Específicamente será aplicada al diseño de aplificadores unilaterales incondicionalmentes estables. Entre los parámetros de los amplificadores que son de mayor interés en este trabajo y que se determinarán aquí son: la ganancia en potencia de transferencia, círculos de ganancia constante y círculos de figura de ruido constante.

Ganancia en Potencia de Transferencia.

En el diseño de amplificadores, generalmente es importante determinar la ganancia en potencia de transferencia. Una expresión para la ganancia en potencia de transferencia se puede derivar, si primero redibujamos la red de dos puertos usando la técnica de gráficas de flujo, como se muestra en la figura 4-1.

La ganancia en potencia de transferencia (G_t) esta definida como la potencia liberada a la carga dividida por la potencia disponible de la fuente. La razón b_2 a b_s puede ser encontrada aplicando la regla de Mason. Para la gráfica de flujo resultante en esta expresión, la ganancia en potencia de transferencia se expresa a continuación.

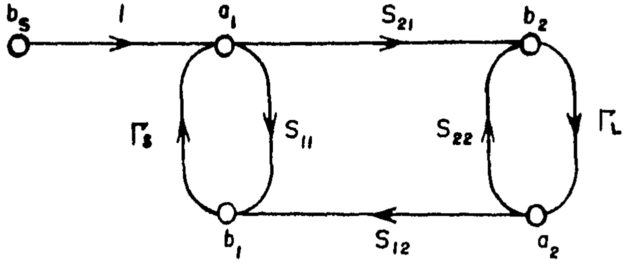


Figura 4-1.

$$(4\text{-}1) \qquad G_t = \frac{P_{Liberada}}{P_{Disponible}}$$

$$(4\text{-}2) \qquad G_t = \frac{b_2^{\ 2} (1 - |\Gamma_L|^2)}{b_s^{\ 2} /(1 - |\Gamma_s|^2)}$$

$$(4\text{-}3) \qquad G_t = \frac{S_{21}^{\ 2}(1 - |\Gamma_s|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{21}S_{12}\Gamma_L\Gamma_S|^2}$$

Teniendo en consideración que la red es unilateral, esto es, S_{12} igual cero, el término $S_{21}S_{12}\Gamma_S\Gamma_L$ se elimina y la expresión resultante puede ser separada en tres partes distintas. Esta expresión será referida como la ganancia en potencia de transferencia unilateral (G_{tu}), es

$$(4\text{-}4) \qquad G_{tu} = |S_{21}|^2 \cdot \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \cdot \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

El primer término de esta ecuación está relacionado con el transistor u otro dispositivo activo usado. Una vez que el dispositivo y sus condiciones de estabilidad son establecidas, S_{21} es determinado y permanece invariante durante el diseño.

Los otros dos términos, no estan solamente relacionados con los parámetros S del dispositivo de dos puertos, sino también con los coeficientes de reflexión de la carga y de la fuente. Son estas dos cantidades las cuales se desea controlar en el diseño de amplificadores para que el amplificador tenga un determinado ancho de banda, figura de ruido y ganancia, por lo cual se emplean redes de impedancias sin pérdidas en los puertos de entrada y de salida de la red, para acoplar adecuadamente a la fuente y a la carga. Entonces de la ecuación (4-4) y considerando

lo expuesto arriba concluimos que la ganancia en potencia de transferencia unilateral esta formada de tres términos distintos e independientes, y que el amplificador debe de consistir de tres bloques distintos de ganancia.

$$G_{tu} = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \tag{4-5}$$

$$G_{tu} = G_s \cdot G_0 \cdot G_L \tag{4-6}$$

$$G_{tu} = G_s(dB) + G_0(dB) + G_L(dB) \tag{4-7}$$

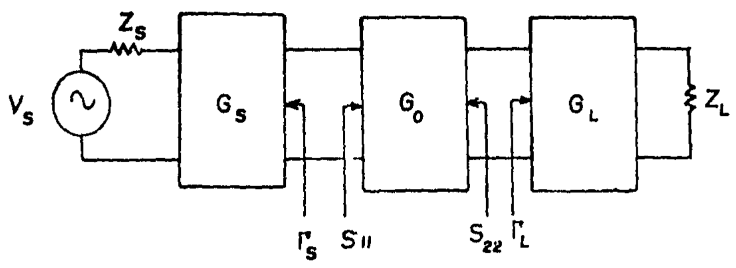


Figura 4-2.

Al término G_s esta determinado por el grado de desacoplamiento entre la impedancia característica de la fuente y el coeficiente de reflexión de entrada del dispositivo de dos puertos. El bloque G_s generalmente esta construido de componentes pasivos, por lo cual tiene una contribución en ganancia menor ó igual a la unidad. Esto es porque alguna pérdida por desacoplamiento intrínseco existe entre Z_0 y S_{11}. Los elementos de transformación de impedancias se emplean para otorgar este acoplamiento, por lo tanto, disminuyen las pérdidas por desacoplamiento.

El término G_0 está relacionado con el dispositivo y sus condiciones de polarización y es símplemente igual a $|S_{21}|^2$.

El tercer término , G_L, realiza la misma función como el término G_s, pero afecta el acoplamiento en la salida en lugar del de entrada.

De la ecuación (4-5) se deduce que la ganancia máxima unilateral de transferencia es encontrada eligiendo redes de acoplamiento de impedancias tal que $\Gamma_s = S_{11}^*$ y $\Gamma_L = S_{22}^*$

$$(4\text{-}8) \qquad G_{umax} = \frac{1}{|1 - S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{|1 - S_{22}|^2}$$

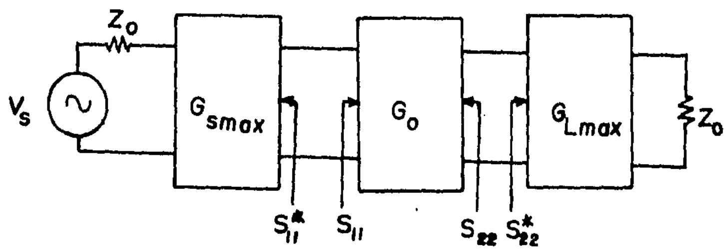


Figura 4-3.

$$(4\text{-}9) \qquad G_{umax} = G_{smax}(dB) + G_0(dB) + G_{Lmax}(dB)$$

CIRCULOS DE GANANCIA CONSTANTE.

Se observa que el término G_s que para $\Gamma_s = S_{11}^*$ es igual a un máximo. Esto es claro para $|\Gamma_s| = 1$, G_s tiene un valor de cero. Para cualquier valor arbitrario de G_s entre estos extremos de cero y G_{smax}, las soluciones de Γ_s caen dentro de un círculo (figura 4-4).

$$\text{Para } G_s = 0 < g < G_{smax}$$

$$g = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s S_{11}|^2} \qquad (4\text{-}10)$$

Es conveniente dibujar estos círculos sobre la carta de Smith. Los círculos tienen sus centros localizados sobre el vector dibujado desde el centro de la carta de Smith al punto S_{11}^* (Figura 4-4).

Estos círculos son interpretados como sigue:

Cualquier Γ_s dentro de un círculo de 2 dB resultará en un $G_s = 2$ dB.
Cualquier Γ_s dentro de un círculo de 0 dB resultará en un $G_s = 0$ dB y así sucesivamente.

Para puntos dentro de la región del círculo de 0 dB, la red de transformación de impedancias es tal que proporciona el acoplamiento de impedancia de entrada y para puntos fuera de esta región, el dispositivo es desacoplado. Estos círculos son llamados Círculos de Ganancia Constante.

Ya que la expresión para el término de ganancia de salida, G_L, tiene la misma forma como aquel de G_s, un conjunto similar de círculos de ganancia constante pueden ser dibujados para este caso . Estos círculos pueden ser localizados precisamente sobre la carta de Smith aplicando estas fórmulas.

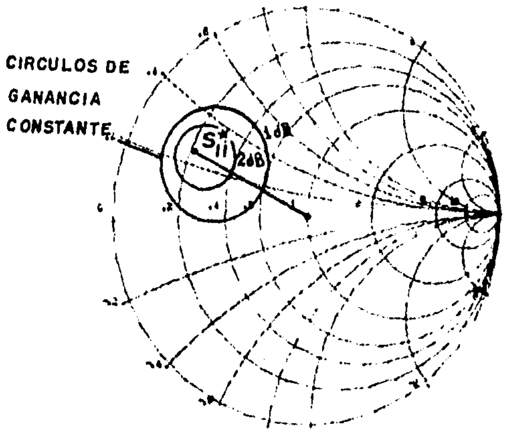


Figura 4-4.

(4-11) $$G_i = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s S_{ii}|^2}$$

(4-12) $$d_i = \frac{g_i |S_{ii}|}{1 - |S_{ii}|^2 (1 - g_i)}$$

(4-13) $$R_i = \frac{(1 - g_i)^{1/2} (1 - |S_{ii}|^2)}{1 - |S_{ii}|^2 (1 - g_i)}$$

(4-14) $$g_i = G_i (1 - |S_{ii}|^2) = \frac{G_i}{G_{imax}}$$

Donde G_i es la ganancia representada por el círculo.

d_i es la distancia desde el centro de la carta de Smith al centro del círculo de ganancia constante a lo largo del vector S_{11}^*.

R_i es el radio del círculo.

g_i es el valor de la ganancia normalizada para el círculo de ganancia constante G_i.

CIRCULOS CON FIGURA DE RUIDO CONSTANTE.

Otro aspecto importante del diseño del amplificador es la figura de ruido, la cual está definida como la razón de la relación señal a ruido $(S/N)_{in}$ en la entrada a la relación señal a ruido en la salida $(S/N)_{out}$.

(4-15) $$F = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}}$$

En general, la figura de ruido para una red de dos puertos lineal es representada por la ecuacion (4-16), donde r_n es la resistencia de ruido equivalente de la red de dos puertos. g_s y b_s representan las partes real e imaginaria de la admitancia de fuente, y g_0 y b_0 representan las partes real e imaginaria de aquella admitancia de fuente la cual resulta en la mínima figura de ruido, $F_{mín}$.

Si ahora expresamos Y_s y Y_0 en términos de coeficientes de reflexión y substituimos estas ecuaciones en la expresión para la figura de ruido, se vé que la ecuación resultante tiene la forma de un círculo (4-18). Para una figura de ruido dada, F, las soluciones para Γ_s caerán sobre un círculo. Las ecuaciones para estos círculos pueden ser encontradas dados los parámetros Γ_0, $F_{mín}$ y r_n. A menos que sean especificados exactamente sobre una hoja de datos del dispositivo usado, estas cantidades deben ser encontradas experimentalmente.

Para encontrar r_n, medimos F para $\Gamma_s = 0$.

$$(4\text{-}19) \qquad 4\, r_n = (\, F_{\Gamma_s=0} - F_{mín}\,) \frac{|1 + \Gamma_0|^2}{|\Gamma_0|^2}$$

La resistencia de ruido equivalente, r_n, puede ser encontrada haciendo una lectura más de la figura de ruido con un coeficiente de reflexíon conocido. Si una fuente de 50 ohms es usada, por ejemplo, $\Gamma_s = 0$, la siguiente expresión se usará para cualcular r_n.

Para $\Gamma_s = 0$

$$(4\text{-}20) \qquad r_n = (\, F_{\Gamma_s=0} - F_{mín}\,) \frac{|1 + \Gamma_0|^2}{4\,|\Gamma_0|^2}$$

Para determinar una familia de círculos de figura de ruido, primero se define un parámetro de figura de ruido, N_i:

$$(4\text{-}21) \qquad N_i = \frac{F - F_{mín}}{4\, r_n} |1 + \Gamma_0|^2$$

Aquí F es el valor del círculo de figura de ruido requerido y Γ_0, $F_{mín}$ y r_n fueron definidos previamente.

Con un valor determinado para N_i, el centro y radio del círculo pueden ser encontrados por las siguientes expresiones.

$$(4\text{-}22) \qquad C_F = \frac{\Gamma_0}{1 + N_i}$$

$$(4\text{-}23) \qquad R_F = \frac{1}{1 + N_i} (\, N_i^{\,2} + N_i(1 - |\Gamma_0|^2))^{1/2}$$

Generalmente, el coeficiente de reflexión de la fuente es optimizado por medio de un sintonizador variable o sintonizadores construidos con secciones cortas de líneas de transmisión, con el objeto de obtener una figura de ruido mínima como es deseable al diseñar amplificadores de microondas de pequeña señal.

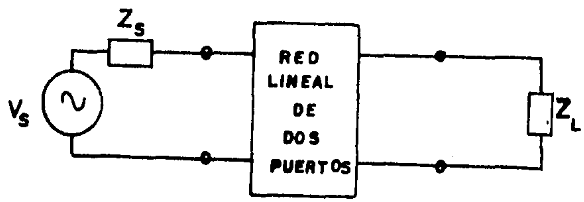


Figura 4-5.

$$(4\text{-}16) \qquad F = F_{mín} + \frac{r_n}{g_s}\left((g_s - g_0)^2 + (b_s - b_0)^2 \right)$$

$$(4\text{-}17) \qquad F - F_{mín} = \frac{r_n}{g_s}\left((g_s - g_0)^2 + (b_s - b_0)^2 \right)$$

Substituyendo $Y_s = \dfrac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s}$; $Y_0 = \dfrac{1 - \Gamma_0}{1 + \Gamma_0}$

$$(4\text{-}18) \qquad F - F_{mín} = 4\, r_n \frac{|\Gamma_s - \Gamma_0|^2}{(1 - \Gamma_s^{\ 2})|1 + \Gamma_0|^2}$$

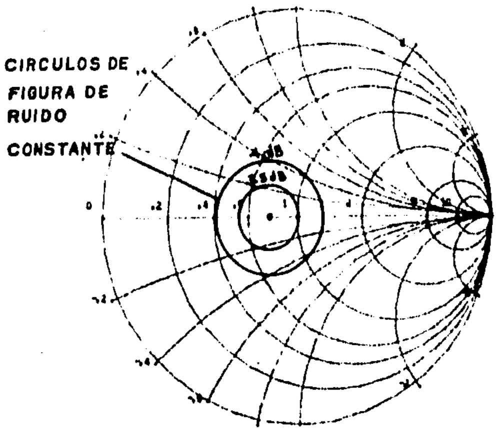


Figura 4-6. Círculos de figura de ruido constante.

Los círculos de ganancia constante son ahora trazados en la carta de Smith donde fueron construidos los círculos de figura de ruido constante (ver figura 4-7). De la gráfica resultante se concluye que existe un compromiso entre ganancia y figura de ruido que tiene que ser tomado en el diseño de etapas de bajo nivel de ruido.

En general, máxima ganancia y mínima figura de ruido no puede ser obtenida simultáneamente. Si se diseña el amplificador para que tenga la máxima ganancia de potencia resulta que la figura de ruido es relativamente alta, mientras que al diseñar al amplificador de tal forma que tenga la figura de ruido mínima obtenemos esta figura de ruido mientras la ganancia de potencia es menor que la ganancia máxima.

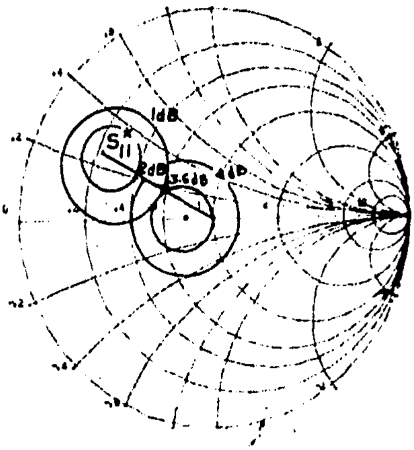


Figura 4-7.

La importancia relativa de los dos criterios del diseño, ganancia y figura de ruido, dictan el compromiso que debe ser tomado en el diseño.

Aquí es necesario recordar que las contribuciones de la segunda etapa a la figura de ruido del amplificador también pueden ser significativas, y especialmente si la ganancia de la primera etapa es baja.

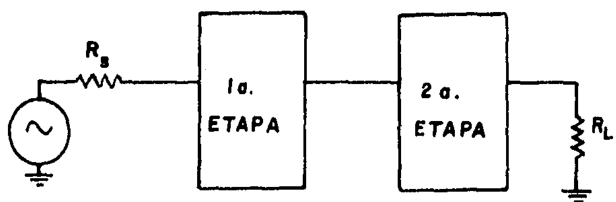


Figura 4-8.

La figura de ruido (F_{total}) de un amplificador de dos etapas está dada por la siguiente ecuación

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \qquad (4\text{-}27)$$

Donde F_1 y F_2 son las figuras de ruido de la primera y segunda etapa respectivamente; G_1 es la ganancia de potencia de la primera etapa.

Esto es, no siempre se desea minimizar la figura de ruido de la primera etapa si el costo en ganancia es demasiado grande. Muy a menudo hay un mejor compromiso entre la ganancia y figura de ruido de la primera etapa, el cual resulta en la más baja figura de ruido del amplificador completo.

4.5 EJEMPLOS DE DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS.

Ahora analicemos algunos ejemplos de diseño utilizando los criterios de círculos de ganancia constante y círculos de figura de ruido constante.

DISEÑO PARA ACOPLAMIENTO CONJUGADO SIMULTANEO.

Este acoplamiento es hecho para transistores incondicionalmente estables.

1. Calculo de Δ:

(4-28) $$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

2. Calculo de K:

(4-29) $$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|}$$

3. Calculo de B_1:

(4-30) $$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

4. Calculo de G_{max}:

(4-31) $$G_{max} = 10 \log \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} + 10 \log \left| K +/- (k^2 - 1)^{1/2} \right|$$

5. Calculo de C_2:

(4-32) $$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

6. Calculo de B_2:

(4-33) $$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

7. Magnitud y fase del coeficiente de reflexión de carga:

(4-34) $$\Gamma_L = \frac{B_2 +/- (B_2 - 4 |C_2|^2)^{1/2}}{2 |C_2|}$$

El signo del radical es el opuesto a B_2, y la fase del coeficiente es el negativo del angulo de C_2.

EJEMPLO 1. Diseño para acoplamiento conjugado simultáneo

Un transistor tiene los siguientes parámetros a 200 MHz, con un V_{CE} = 10 V y una I_C = 10 mA:

		Magnitud	Fase(grados).
S_{11}	=	0.4	162
S_{22}	=	0.35	-39
S_{12}	=	0.04	60
S_{21}	=	5.2	63

El amplificador debe operar en un sistema de 50 ohms. Se diseña para que las redes de acoplamiento de entrada y salida simultáneamente acoplen al transistor para máxima ganancia.

Primero se usan las ecuaciones 4-28 y 4-29 para ver si el transistor es estable a la frecuencia de operación y el punto de polarización:

$$\begin{aligned}\Delta &= (0.4 \angle 162)\cdot(0.35 \angle -39) - (0.04 \angle 60)\cdot(5.2 \angle 63)\\ &= 0.14 \angle 123 - 0.208 \angle 123\\ &= 0.068 \angle -57\end{aligned}$$

El factor de estabilidad es:

$$K = \frac{1 + (0.068)^2 - (0.4)^2 - (0.35)^2}{2\,(5.2)\cdot(0.04)}$$

$$= 1.74$$

Ya que K es más grande que 1, el transistor es incondicionalmente estable y se procede con el diseño.

Ahora se calcula B1:

$$\begin{aligned}B_1 &= 1 + (0.4)^2 - (0.35)^2 - (0.068)^2\\ &= 1.03\end{aligned}$$

La ganancia máxima disponible está dada por la ecuación 4-31:

$$G_{max} = 10 \log \frac{5.2}{0.04} + 10 \log \left| 1.74 - ((1.74)^2 - 1)^{1/2} \right|$$

$$= 21.14 + (-5)$$

$$= 16.1 \text{ dB}$$

El signo negativo del radical es resultado del signo positivo de B1.

El siguiente paso es encontrar el coeficiente de reflexión de la carga para un acoplamiento complejo conjugado. De la ecuación 4-32:

$$C_2 = 0.35 \angle{-39} - ((0.068 \angle{-57})(0.4 \angle{162}))$$

$$= 0.272 - j0.22 - (-0.021 + j0.017)$$

$$= 0.377 \angle{-39}$$

y de la ecuación 4-33:

$$B_2 = 1 + (0.35)^2 - (0.4)^2 - (0.068)^2$$

$$= 0.958$$

Por lo tanto la magnitud del coeficiente de reflexión de la carga es encontrado aplicando la ecuación 4-34:

$$|\Gamma_L| = \frac{0.958 - ((0.958)^2 - 4(0.377)^2)^{1/2}}{2(0.377)}$$

$$|\Gamma_L| = 0.487$$

El ángulo es simplemente el negativo del ángulo de C_2, entonces:

$$\Gamma_L = 0.487 \angle{39}$$

Para calcular el coeficiente de reflexión de entrada se usa el de salida en la ecuación 2-28:

$$\Gamma_s = \left(0.4 \angle 162 + \frac{(0.04 \angle 60)(5.2 \angle 63)(0.487 \angle 39)}{1 - (0.487 \angle 39)(0.35 \angle -39)} \right)^*$$

$$\Gamma_s = (0.522 \angle 162)^*$$

$$\Gamma_s = 0.522 \angle -162$$

Una vez encontrados los coeficientes de reflexión, sólo resta encontrar las impedancias de fuente y de carga que proporcionan estos coeficientes.

El diseño de la red de acoplamiento de entrada se muestra en la figura 4-9. El objeto del diseño consiste es forzar a la fuente de 50 ohms a presentar un coeficiente de reflexión de 0.522 $\angle -162$.

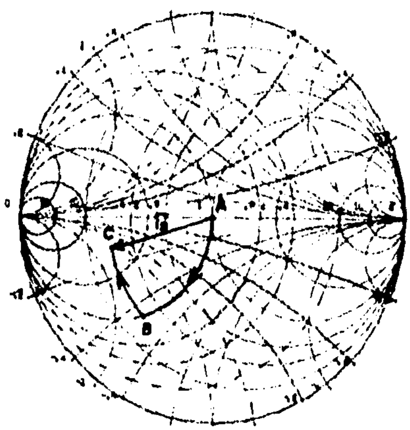


Figura 4-9. Valores de diseño para la red de acoplamiento de entrada.

Con el coeficiente de reflexión dibujado, la impedancia normalizada es leída directamente de la carta como Z_S = 0.32 - j0.14 ohms. La impedancia representada por el coeficiente de reflexión de entrada es 50(0.32 - j0.14) = 16 - j7 ohms. Para forzar este comportamiento se colocan componentes reactivas en serie y en paralelo, como se mostró en la figura anterior.

Procediendo de la fuente:

Arco AB = C en paralelo = j1.45 mhos
Arco BC = L es serie = j0.33 ohms

Los valores actuales son encontrados aplicando las ecuaciones para las reactancias:

$$C_1 = \frac{1.45}{2 \ (200 x 10^6) 50}$$

$$C_1 = 23 \text{ pF}$$

$$L_1 = \frac{(0.33)\ (50)}{2 \ (200 X 10^6)}$$

$$L_1 = 13 \text{ nH}$$

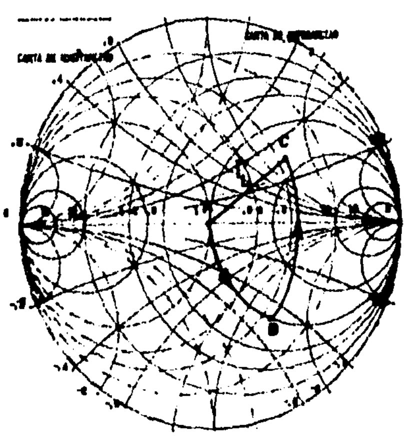


Figura 4-10. Valores de diseño para la red de acoplamiento de salida.

El coeficiente de reflexión dibujado en la figura 4-10, representa una impedancia de entrada deseada de $Z_L = 50\ (1.6 + j1.28)$ ohms o $80 + j64$ ohms. La red de acoplamiento es diseñada como sigue.

Procediendo de la carga:

Arco AB = C en serie = $-j1.3$ ohms
Arco BC = L en paralelo = $-j0.78$ mhos

Los valores de los componentes son encontrados utilizando las ecuaciones para las reactancias:

$$C_2 = \frac{1}{2\ (200X10^6)(1.3)(50)}$$

$$C_2 = 12\ pF$$

$$L_2 = \frac{50}{2\ (200X10^6)(0.78)}$$

$$L_2 = 51\ nH$$

El diseño final excluyendo la circuitería de polarización se muestra en la siguiente figura.

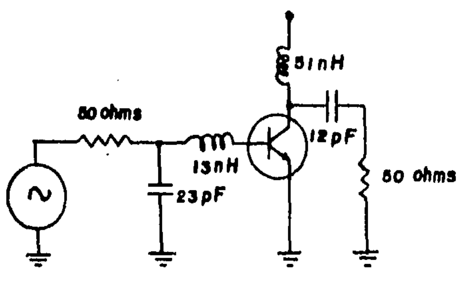


Figura 4-11. Circuito final para el ejemplo 1.

DISEÑO PARA UNA GANANCIA ESPECIFICA

Un círculo de ganancia constante es dibujado sobre la carta de Smith, y se hacen algunos cálculos para determinar:

1 El centro del círculo.
2 El radio del círculo.

Los cálculos son los siguientes:

1. Se calcula Δ de 4-28:

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

2. Calculo de D_2:

(4-35) $$D_2 = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

3. Calculo de C_2 de 4-32:

$$C_2 = S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^*$$

4. Calculo de G:

(4-36) $$G = \frac{\text{Ganancia deseada(absoluta).}}{|S_{21}|^2}$$

5. Calculo del centro del circulo:

(4-37) $$C_{\text{ganancia deseada}} = \frac{G \cdot C_2^*}{1 + D_2 \cdot G}$$

6. Calculo del radio del círculo:

$$r_{\text{ganancia deseada}} = \frac{(1-2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2)^{1/2}}{1 + D_2 \cdot G} \quad (4\text{-}38)$$

EJEMPLO 2. Diseño para una ganancia específica.

Un transistor tiene los siguientes parámetros S a 250 MHz, con un $V_{CE} = 5$ V y una $I_C = 5$ mA.

		Magnitud	Fase(grados).
S_{11}	=	0.277	-59
S_{22}	=	0.848	-31
S_{12}	=	0.078	93
S_{21}	=	1.92	64

Diseñar una amplificador que proporcione una ganancia de 9 dB a 250 MHz. La impedancia de fuente es $Z_s = 35 - j60$ ohms y la impedancia de carga es $Z_L = 50 - j50$ ohms. El transistor es incondicionalmente estable con $K = 1.033$.

Usando la ecuación 4-28, y las ecuaciones 4-32,4-35 y 4-36 se procede como sigue:

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

$$= (0.277 \angle -59)(0.848 \angle -31) - (0.078 \angle 93)(1.92 \angle 64)$$

$$= 0.324 \angle -64.8$$

$$D_2 = (0.848)^2 - (0.324)^2$$

$$= 0.614$$

$$C_2 = (0.848 \angle -31) - (0.324 \angle -64.8)(0.277 \angle 59)$$

$$= 0.768 \angle -33.9$$

$$G = \frac{7.94}{(1.92)^2}$$

$$= 2.15$$

El centro del círculo se localiza en:

$$C_{9dB} = \frac{2.15(0.768 \angle 33.9)}{1 + (0.614)(2.15)}$$

$$= 0.712 \angle 33.9$$

Este punto se dibuja sobre la carta de Smith.
El radio del círculo de 9 dB de ganancia se calcula como:

$$r_{9dB} = \frac{(1 - 2(1.33)(0.078)(1.92)(2.15) + (0.150)^2 (2.15)^2}{1 + (0.614)(2.15)2}$$

$$= 0.285$$

La construcción sobre la carta de Smith es mostrada en la siguiente figura. Note que cualquier impedancia de carga localizada en la circunferencia del círculo proporciona un aplificador con ganancia de 9 dB si la impedancia de entrada del transistor está conjugadamente acoplada. Obviamente hay numerosas configuraciones del circuito. Se elige la siguiente.

Procediendo desde la carga:

Arco AB = C en serie = -j2 ohms

Arco BC = L en paralelo = -j0.425 mhos

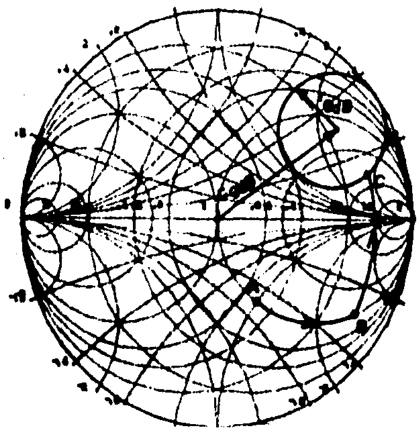


Figura 4-12. Valores de diseño para la red de salida.

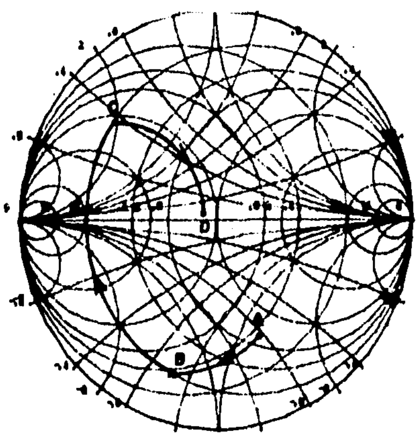


Figura 4-13. Valores de diseño para la red de entrada.

Nuevamente usando las ecuaciones para las reactancias se obtienen los valores de las componentes:

$$C_1 = \frac{1}{2\ (250X10^6)(2)(50)}$$

$$C_1 = 6.4\ pF$$

$$L_1 = \frac{50}{2\ (250X10^6)(0.425)}$$

$$L_1 = 75\ nH$$

Para un acoplamiento conjugado de la entrada del transistor con un coeficiente de carga de 0.82 $\underline{/14.2}$ (Punto C), el coeficiente de reflexión deseado en la fuente debe ser(usando la ecuación 2-28):

$$\Gamma_s = \left(0.277\ \ -59 + \frac{(0.078\ \underline{/93})(1.92\ \underline{/64})(0.82\ \underline{/14.2})}{1 - (0.82\ \underline{/14.2})(0.848\ \ \underline{/-31})}\right)^*$$

$$\Gamma_s = 0.105\ \underline{/160}$$

Dibujándolo como el punto D, la impedancia de fuente normalizada es dibujada en el punto A (0.7 - j1.2 ohms). Entonces, La red de entrada debe transformar la impedancia actual en el punto A a la impedancia deseada en el punto D. En la práctica esto es hecho con un diseño de tres elementos como se muestra:

Arco AB = C2 en paralelo = j0.62 mhos
Arco BC = L_2 en serie = j1.09 ohms
Arco CD = C_3 en paralelo = j2.1 mhos

Entonces:

$$C_2 = \frac{(0.62)}{2 \ (250X10^6)(50)}$$

$$C_2 = 7.9 \text{ pF}$$

$$C_3 = \frac{2.1}{2 \ (250X10^6)50}$$

$$C_3 = 27 \text{ pF}$$

$$L_2 = \frac{(1.09)(50)}{2 \ (250X10^6)}$$

$$L_2 = 34.7 \text{ nH}$$

El diseño completo excluyendo la red de polarización se muestra en la siguiente figura:

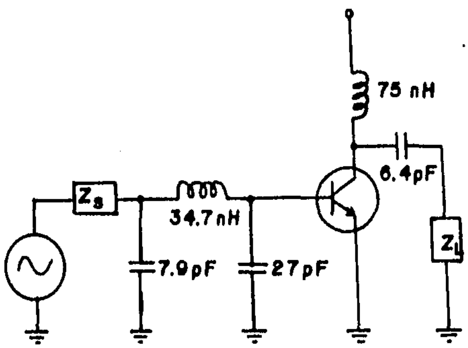


Figura 4-14. Circuito final para el ejemplo 2.

DISEÑO CON CIRCULOS DE ESTABILIDAD

Los centros y radios de los círculos de estabilidad de entrada y salida son encontrados como sigue:

1. Se calcula C_1 de 4-29:

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

2. Se calcula C_2 de 4-32:

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

3. Calculo del centro del círculo de estabilidad de entrada:

$$C_S = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

4. Calculo del radio para el círculo de estabilidad de entrada:

$$r_S = \left| \frac{S_{12}\, S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

5. Centro del círculo de estabilidad de salida:

$$C_L = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

6. Radio del círculo de estabilidad de salida:

$$r_L = \left| \frac{S_{12}\, S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

EJEMPLO 3. Circulos de estabilidad.

Los parámetros S para el transistor 2N5179 a 200 MHz, con $V_{CE} = 6$ V y una $I_C = 5$ mA, son

		Magnitud	Fase(grados)
S_{11}	=	0.4	280
S_{22}	=	0.78	345
S_{12}	=	0.048	65
S_{21}	=	5.4	103

Elegir unos coeficientes de reflexión de fuente y de carga que proporcionen una ganancia en potencia de 12 dB a 200 MHz.

Se calcula primero el factor K (Factor de Rollet) el cual nos indica un comportamiento potencialmente inestable (K = 0.802). Por lo tanto, se debe tener precaución al elegir las impedancias de fuente y de carga para que el dispositivo no oscile. Para encontrar las regiones de operación estable sobre la carta de Smith, se dibujan los círculos de estabilidad. Procediendo por pasos:

$$\Delta = (0.4 \angle 280)(0.75 \angle 345) - (0.048 \angle 65)(5.4 \angle 103)$$

$$= 0.429 \angle -58.18$$

$$C_1 = 0.4 \angle 280 - (0.429 \angle -58.2)(0.78 \angle -345)$$

$$= 0.241 \angle -136.6$$

$$C_2 = 0.78 \angle 345 - (0.429 \angle -58.2)(0.4 \angle -280)$$

$$= 0.65 \angle -24$$

Entonces el centro del círculo de estabilidad de entrada se localiza en el punto:

$$C_S = \frac{0.241 \angle 136.6}{(0.4)^2 - (0.429)^2}$$

$$C_S = 10 \angle 136.6$$

El radio del círculo es calculado como:

$$r_S = \frac{(0.048 \angle 65)(5.4 \angle 103)}{(0.4)^2 - (0.429)^2}$$

$$= 10.78$$

De la misma manera para el círculo de salida se tiene:

$$C_L = \frac{0.65 \angle 24}{(0.78)^2 - (0.429)^2}$$

$$C_L = 1.53 \angle 24$$

$$r_L = \frac{(0.048 \angle 65)(5.4 \angle 103)}{(0.78)^2 - (0.429)^2}$$

$$= 0.610$$

Estos círculos se muestran en la siguiente figura. Note que el círculo de estabilidad de entrada se dibujó fuera de la carta de Smith.

Ya que S_{11} y S_{22} son menores que 1 se deduce que el interior del círculo de estabilidad de entrada representa la región de impedancias de fuente estables; mientras el exterior del círculo de estabilidad de salida representa la región de impedancias de carga estables para el dispositivo.

Se calcula un círculo de ganancia de 12 dB, cuyo centro se encuentra en:

$$C_{12dB} = 0.287 \angle 24$$

Las únicas impedancias de carga que no pueden ser seleccionadas para el transistor son localizadas dentro del círculo de estabilidad de **salida**. Cualquier otra impedancia de carga localizada sobre el círculo de 12 dB de ganancia proporcionará la ganancia necesaria, si la entrada del dispositivo está conjugadamente acoplada y si la impedancia requerida para el acoplamiento conjugado cae dentro del círculo de estabilidad de entrada.

Eligiendo un valor conveniente del coeficiente de carga sobre el círculo de 12 dB de ganancia.

$$\Gamma_L = 0.89 \angle 70$$

Usando la ecuacioón 2-28, se calcula el coeficiente de reflexión de fuente necesario para un acoplamiento conjugado y dibujado este punto sobre la carta de Smith.

$$\Gamma_s = 0.678 \angle 79.4$$

Note que el coeficiente de fuente cae dentro de la región estable del círculo de estabilidad de entrada y, por lo tanto, representa una terminación estable para el transistor.

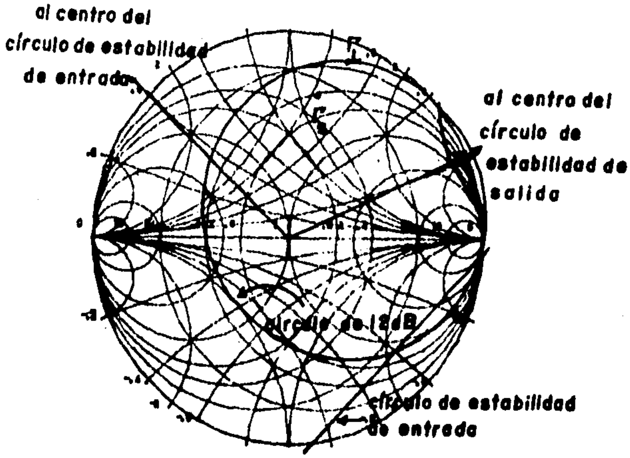


Figura 4-15. Círculos de estabilidad y ganancia para el transistor del ejemplo 3.

EJEMPLO 4. Diseño para figura de ruido óptima.

Ha sido determinado que el punto de polarización para mínima figura de ruido para un transistor es V_{CE} = 10 V e I_C = 5 mA. Su coeficiente de reflexión óptimo dado por sus hojas de datos es:

$$\Gamma_s = 0.7 \angle 140$$

Los parámetros S del transistor, bajo las condiciones de polarización a 200 MHz son:

		Magnitud	Fase(grados)
S_{11}	=	0.4	162
S_{22}	=	0.35	-39
S_{12}	=	0.04	60
S_{12}	=	5.2	63

Diseñe un amplificador de bajo nivel de ruido que opere entre una fuente de 75 ohms y una carga de 100 ohms a 200 MHz. Qué ganancia se espera al construirlo?

El factor de estabilidad de Rollet calculado es 1.74, lo cual indica estabilidad incondicional. Por lo tanto se procede con el diseño. Los valores del diseño de la red de acoplamiento de entrada se muestran en la siguiente figura. La resistencia de fuente de 75 ohms normalizada es transformada al coeficiente de reflexión de fuente usando dos componentes .

Arco AB = C en paralelo = j1.7 mhos

Arco BC = L en serie = j0.86 ohms

Los valores de los componentes son calculados:

$$C_1 = \frac{1.7}{2\ (200X10^6)(50)}$$

$$C_1 = 27 \text{ pF}$$

$$L_1 = \frac{(0.86)(50)}{2\ (200X10^6)}$$

$$L_1 = 34 \text{ nH}$$

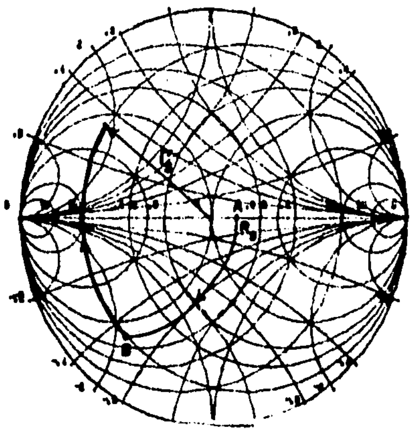


Figura 4-16. Valores de diseño para la red de entrada del ejemplo 3.

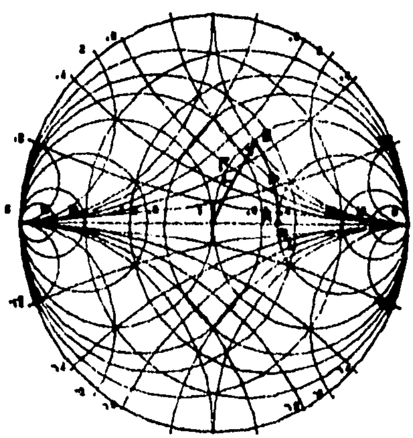


Figura 4-17. Valores de diseño para la red de salida del ejemplo 3.

El coeficiente de reflexión de carga necesario para proporcionar una terminación apropiada al transistor es encontrado usando la ecuación 2-29.

$$\Gamma_L = \left(0.35\ \angle{-39} + \frac{(0.04\ \angle 60)(5.2\ \angle 63)(0.7\ \angle 140)}{1 - (0.4\ \angle 162)(0.7\ \angle 140)}\right)^*$$

$$\Gamma_L = 0.427\ \angle 60.7$$

La carga de 100 ohms debe ser transformada para proporcionar este coeficiente. Un método posible es el que se muestra en la figura anterior, note que un solo inductor en paralelo proporciona la transformación necesaria:

Arco AB = L en paralelo = -j0.48 mhos

Esto da:

$$L_2 = \frac{50}{2\ (200X10^6)(0.48)}$$

$$L_2 = 83\ nH$$

El diseño final incluyendo una red típica de polarización, se muestra en la siguiente figura. Los capacitores de 0.1 microfarads son de paso y acoplamiento. La ganancia de transferencia del amplificador es 13.3 dB.

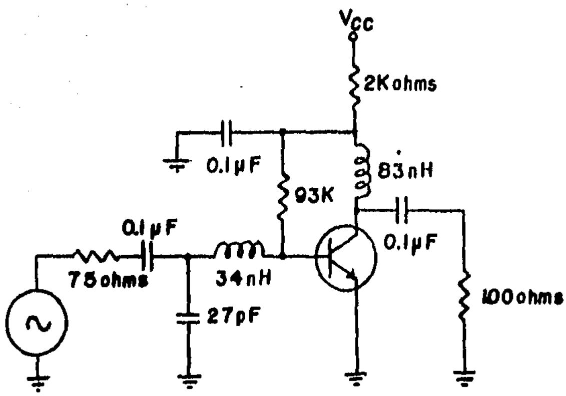


Figura 4-18 . Circuito final del ejemplo 4.

CONCLUSIONES

En esta tesis se describió la tecnica gráfica de diseño que se emplea en el desarrollo de amplificadores con transistores de microondas. Se presentó una tecnología de fabricación de amplificadores de bajo nivel de ruido y se presentaron algunos ejemplos obtenidos mediante hojas de datos de transistores de la Microwave Associates (MA-42120-SERIES)

En la actualidad, la tecnología de transistores de microondas está contínuamente impulsando las frecuencias máximas de operación a que sean cada vez más altas. Como un resultado de esto, los fabricantes de transistores estan especificando sus transistores en término de los parámetros S. Pero además de que la mayoría de las hojas de datos son incompletas presentan valores típicos de los dispositivos, por lo tanto, solamente son usadas como punto de partida de cualquier diseño, ya que uno mismo terminaría haciendo sus propias mediciones de las características del dispositivo como una parte de su diseño.

Cabe mensionar que las características de bajo factor de ruido y amplio ancho de banda del GaAs-FET lo hacen el dispositivo de estado sólido de mayor trascendencia a frecuencias de microondas en sistemas de comunicación de tipo terrestre y vía satélite, además de las estructuras tipo filtro formadas por segmentos de línea de transmisión (microcinta), las cuales brindan un acoplamiento más estable a frecuencias de microondas

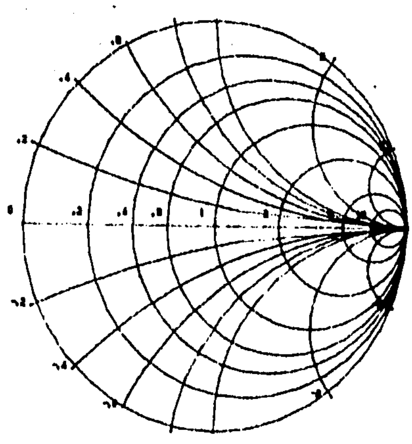
Una ventaja de utilizar transistores bipolares con respecto a GaAs-FETs es el costo, ya que el transistor bipolar es de 2 a 3 veces más barato que un GaAs-FET. Una desventaja del transistor bipolar es que proporciona menos ganancia y su factor de ruido es más alto. Aunque esta desventaja no es tan importante en una etapa de potencia, yà que el factor de ruido de las últimas etapas no contribuye significativamente al factor de ruido total del amplificador.

APENDICE

Programa para la graficación de la Carta de Smith, para la Computadora HP-87.

```
10 GCLEAR @ CLEAR @ GRAPH
30 LIMIT 20,20+80,7,7+60 @ LINE TYPE 1
40 ! PLOTTER IS 705 ! DIBUJAR EN EL PLOTTER
50 GOSUB LINEA
60 ! ********
70 ! ** RADIO Y CENTRO DE CIRC. DE RESIST.CTE.
80 FOR I=1 TO 8
90 READ R
100 P=R/(R+1) @ Q=0 @ ! COORDENADAS RELATIVAS DEL CENTRO
110 RADIO=1/(R+1)
120 IF R=0 THEN MOVE RADIO,0
130 GOSUB CIRC DE RESIS CTE
140 NEXT I
150 ! ** RADIO Y CENTRO DE CIRC.DE REACT.CTE.
160 FOR I=1 TO 14
170 READ X
180 P=1 @ Q=1/X @ ! COORDENADAS RELATIVAS DEL CENTRO
190 PASO=.1
200 RADIO=1/X @ MOVE 1,0
210 IF RADIO>0 THEN LINF=260 ELSE LINF=-80
220 LSUP=90
230 ON I/2 GOSUB 590,610,630,650,670,690,710
240 IF LINF<0 THEN PASO=-PASO
250 GOSUB CIRC DE REACT CTE
260 NEXT I
270 LIMIT 0,120,0,75 @ STOP
280 ! ******************************************
290 ! DIBUJO DE CIRCULOS DE RESISTENCIA CONSTANTE
300 CIRC DE RESIS CTE: DEG
310 FOR A=0 TO 360 STEP 10
320 DRAW RADIO*COS (A)+P,RADIO*SIN (A)+Q
330 IF A=180 THEN 340 ELSE 360
340 MOVE RADIO*COS (A)+P-.1,RADIO*SIN (A)+Q+.05
350 LABEL R @ MOVE RADIO*COS (A)+P,0
360 NEXT A
370 RETURN
380 DATA 0,.2,.4,.6,1,2,5,10
390 DATA .2,-.2,.4,-.4,.6,-.6,.8,-.8,1,-1,2,-2,5,-5,10,-10
400 ! ******************************************
410 ! DIBUJO DE CIRCULOS DE REACTANCIA CONSTANTE.
420 CIRC DE REACT CTE: DEG
430 FOR A=LINF TO LSUP STEP PASO
440 DRAW P+RADIO*COS (A),Q+RADIO*SIN (A)
450 IF SQR ((P+RADIO*COS (A))^2+(Q+RADIO*SIN (A))^2)>1 THEN 460 ELSE 480
460 MOVE P+RADIO*COS (A)-.1,Q+RADIO*SIN (A)
470 A=LSUP @ LABEL X @ MOVE 0,1
480 NEXT A @ RETURN
490 ! *****
```

```
500 ! *****
510 ! DIBUJO DE UNA LINEA RECTA.
520 LINEA: DEG @ FRAME
530 SCALE -1.2*RATIO ,1.2*RATIO ,-1.2,1.2
540 MOVE 1,0 @ DRAW -1,0
550 RETURN
560 ! ******
570 ! ******
580 ! ** OPCIONES PARA LOS GRADOS.
590 PASO=.5
600 RETURN
610 PASO=1
620 RETURN
630 PASO=2
640 RETURN
650 PASO=4
660 RETURN
670 PASO=4
680 RETURN
690 PASO=12
700 RETURN
710 PASO=15
720 RETURN
730 END
```



REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

1. W. Froeher, "Quick amplifier design with scattering parameters", Electronics, 40 (Oct. 1976), pp. 100-109.

2. F. Weinert, "Scattering parameters speed design of high frequency transistor circuits", Electronics, 39 (1966), pp 78-88.

3. G. E. Bodway, "Circuit design and characterizations of transistors by means of three port scattering parameters", Microwave Journal, 11,5 (Mayo 1968).

4. G. E. Bodway, "Two port power flow analysis using generalised scattering parameters", Microwave Journal, 10, 6 (Mayo 1967).

5. R. W. Anderson, "S-Parameter techniques for faster more accurate network design", Hewlett-Packard Journal, 18, 6 (Mayo 1967).

6. "S-Parameter design", Hewlett-Packard Application Note 154, April 1972.

7. K. Kurokawa, "Principles of Microwave Circuits", Academic Press, New York, 1969.

8. P. J. Owens and D. Woods, "Re-appraisal of the unconditional stability criteria for active 2-port networks in terms of S-parameters", Electronic Letters, 6, 10 (Mayo 1970).

9. H. Fukui, "Low-noise microwave transistor & amplifiers", The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. New York, 1981.

10. S. Y. Liao, "Microwave devices and circuits", Prentice-Hall Inc. Englewood Cliffs, New Jersey, 07632, 1980.

11. C. Bowick, "RF circuit design", Howard W. Sams & Co. Inc., Indianapolis, Indiana 46268, USA.

12. J. Helszajn, "Passive and active microwave circuits", John Wiley & Sons, 1978.