

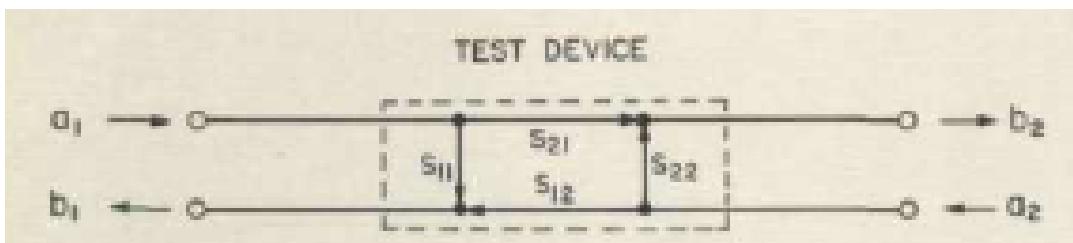
PARAMETROS “S”

ANÁLISIS Y DISEÑO DE CIRCUITOS

¿QUÉ SON LOS PARÁMETROS "S"?

Los parámetros "S" son los coeficientes de reflexión y transmisión, conceptos familiares para los diseñadores de RF y microondas. Los coeficientes de transmisión se denominan comúnmente ganancias o atenuaciones; los coeficientes de reflexión están directamente relacionados con las VSWR y las impedancias.

Conceptualmente son como los parámetros "h", "y" o "z" porque describen las entradas y salidas de una caja negra. Las entradas y salidas son en términos de potencia para los parámetros "s", mientras que son voltajes y corrientes para los parámetros "h", "y" y "z". Utilizando la convención de que "a" es una señal de entrada a un puerto y "b" es una señal de salida de un puerto, la figura siguiente ayudará a explicar los parámetros "s".



En esta figura, "a" y "b" son las raíces cuadradas de la fuente; $(a_1)^2$ es la energía incidente en el puerto 1, y $(b_2)^2$ es la energía que sale del puerto 2.

El diagrama muestra la relación entre los parámetros "s" y las "a" y las "b". Por ejemplo, una señal a_1 , se refleja parcialmente en el puerto 1 y el resto de la señal se transmite a través del dispositivo y fuera del puerto 2. La fracción de a_1 , que se refleja en el puerto 1 es S_{11} , y la fracción de a_1 , que se transmite es S_{21} . Similarmente, la fracción de a_2 que se refleja en el puerto 2 es S_{22} y la fracción S_{12} se transmite.

La señal b_1 que sale del puerto 1 es la suma de la fracción de a_1 que se reflejó en el puerto 1 y la fracción de a_2 que se transmitió desde el puerto 2.

Así, las salidas pueden relacionarse con las entradas mediante las ecuaciones:

$$b_1 = S_{11} * a_1 + S_{12} * a_2$$

$$b_2 = S_{21} * a_1 + S_{22} * a_2$$

Donde $a_2=0$:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}$$

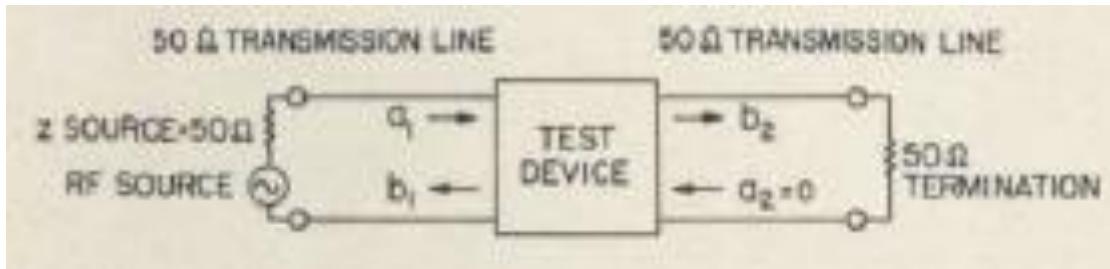
$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}$$

Donde $a_1=0$:

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2}$$

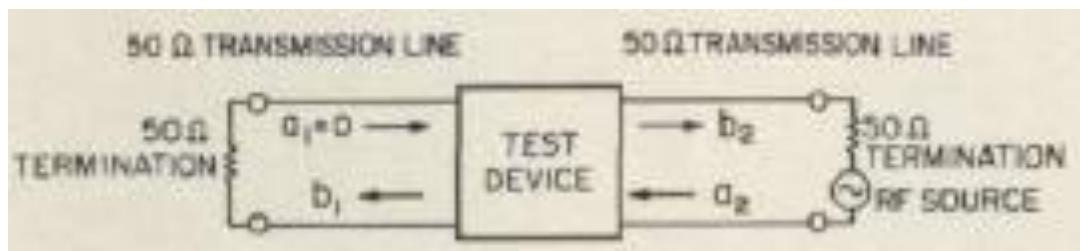
$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2}$$

La siguiente configuración muestra cómo S11 y S21 son medidos.



El puerto 1 es impulsado y a2 se hace cero al terminar la línea de transmisión de 50Ω que sale del puerto 2 en su característica impedancia de 50Ω. Esta terminación asegura que, en ninguna de las señales transmitidas, b2, se reflejará hacia el dispositivo de prueba.

De manera similar, la configuración para medir S12 y S22 es:



Si se desean los parámetros habituales "h", "y" o "z", pueden calcularse fácilmente a partir de los parámetros "s". Las computadoras y calculadoras electrónicas hacen estas conversiones especialmente fáciles.

¿POR QUÉ LOS PARÁMETROS "S"?

Información total:

Los parámetros "S" son cantidades vectoriales; dan información sobre la magnitud y la fase. La mayoría de las mediciones de los componentes de las microondas, como la atenuación, la ganancia y la VSWR, históricamente se han medido sólo en términos de magnitud. ¿Por qué? Principalmente porque era demasiado difícil obtener información de fase y magnitud.

Los parámetros "S" se miden con tanta facilidad que la obtención de información precisa sobre las fases ya no es un problema. Medidas como la longitud eléctrica o el coeficiente dieléctrico pueden determinarse fácilmente a partir de la fase de un coeficiente de transmisión. La fase es la diferencia entre conocer sólo un VSWR y conocer la impedancia exacta.

Los VSWR han sido útiles en el cálculo de la incertidumbre de desajuste, pero cuando los componentes se caracterizan con parámetros "s" no hay incertidumbre de desajuste. El error de desajuste puede ser calculado con precisión.

Fácil de medir:

Los parámetros "S" de dos puertos son fáciles de medir a altas frecuencias porque el dispositivo bajo prueba está conectado en la característica impedancia del sistema de medición. La conexión de la impedancia característica tiene las siguientes ventajas:

1. La conexión es precisa en las altas frecuencias... es posible construir una carga de impedancia característica precisa. Conexiones "Abiertas" o "en corto" son necesarias para determinar "h", "y" o "z". pero la inductancia y la capacitancia del plomo hacen que estas conexiones sean poco realistas en las altas frecuencias.
2. No se requiere ninguna sintonía para conectar un dispositivo en la característica impedancia ... posicionar un "abierto" o "corto" en los terminales de un dispositivo de prueba requiere un ajuste de precisión. Un "corto" se coloca en el final de una línea de transmisión, y la longitud de la línea se varía con precisión hasta que un "abierto" o "corto" se refleja en los terminales del dispositivo.

Por otro lado, si una carga de impedancia característica se coloca en el extremo de la línea, el dispositivo verá la impedancia característica sin importar la longitud de la línea.

3. Es posible realizar mediciones de frecuencia de barrido de banda ancha... porque el dispositivo permanecerá conectado en la impedancia característica a medida que la frecuencia cambia. Sin embargo, una "apertura" cuidadosamente reflejada o "corto" se alejará de los terminales del dispositivo a medida que la frecuencia se cambia, y tendrá que ser "sintonizado" en cada frecuencia.
4. La terminación mejora la estabilidad... proporciona una terminación resistiva que estabiliza muchos dispositivos de resistencia negativa, que podría de otra manera tender a oscilar.

Una ventaja debido a la naturaleza inherente de los parámetros "S" es:

5. Diferentes dispositivos pueden ser medidos con una sola configuración. . . las sondas no tienen que ser localizados justo en el dispositivo de prueba. Requerir sondas que se ubiquen en el dispositivo de prueba impone severas limitaciones a la capacidad de la configuración para adaptarse a diferentes tipos de dispositivos.

Fácil de usar:

Un diseño de microondas más rápido y preciso es posible con los parámetros "S". Cuando se coloca una Carta de Smith sobre una pantalla polar de S11 o S22 se lee directamente la impedancia de entrada o de salida. Si se utiliza una fuente de frecuencia de barrido, la pantalla se convierte en un gráfico de la impedancia de entrada o de salida frente a la frecuencia. De la misma manera, se pueden hacer visualizaciones de ganancia o atenuación de la frecuencia de barrido o de CW.

Las técnicas de diseño de parámetros "S" se han utilizado durante algún tiempo.

El gráfico de Smith y los parámetros "S" se utilizan para optimizar las redes de adaptación y para diseñar amplificadores de transistores. Los amplificadores pueden diseñarse para obtener la máxima ganancia o para una ganancia específica en un rango de frecuencia determinado. Se puede investigar la estabilidad del amplificador y diseñar osciladores.

Estas técnicas se explican en la literatura listada en el final de esta página. Se pueden obtener copias gratuitas en su local Hewlett-Packard Sales Representative.

INTRODUCCIÓN

EL ESTADO DEL DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE ALTA FRECUENCIA

El diseñador de circuitos de alta frecuencia puede ahora hacer en horas lo que antes tomaba semanas o meses. Durante mucho tiempo no ha habido una forma simple y precisa de caracterizar los componentes del circuito de alta frecuencia. Ahora, en cuestión de minutos, la respuesta en frecuencia de las entradas y salidas de un dispositivo pueden medirse como los parámetros S.

Como se muestra en algunos de los artículos de esta publicación, un circuito amplificador puede ser diseñado completamente en una carta de Smith con datos de parámetros S. El diseño del circuito se acelera enormemente usando pequeñas computadoras o calculadoras para resolver largas ecuaciones de diseño vectorial.

Esto lleva a algunas interacciones creativas hombre-máquina donde el diseñador puede "ajustar" su circuito a través de la computadora y ver cómo su respuesta se ve afectada. La computadora puede buscar a través de cientos de miles de diseños posibles y seleccionar el mejor. Un enfoque aún más poderoso que hace que la imaginación se desvanezca con ella misma es combinar el equipo de medición y la computadora como en el HP 8541A. Teóricamente, uno podría conectar un transistor, especificar el tipo de circuito a ser diseñado y obtener una lectura del diseño óptimo.

Esta nota consiste principalmente en una colección de artículos recientes que describen el diseño del parámetro S de los circuitos de alta frecuencia. A continuación de los artículos hay una breve sección que describe una técnica bastante sencilla para medir los parámetros S. Esta literatura contiene muchas ecuaciones y técnicas de diseño útiles, y se discute a fondo el diseño del amplificador, la estabilidad y la caracterización de los transistores de alta frecuencia.

TABLA DE CONTENIDOS

Sección	Página
I - Caracterización del transistor de microondas	1-1
II - Parámetros de dispersión y diseño de la velocidad de los circuitos de transistores de alta frecuencia	2-1
III - Técnicas de parámetros S para un diseño de red más rápido y preciso	3-1
IV - Combinar los parámetros S con el tiempo compartido	4-1
V - Diseño de amplificador rápido con parámetros de dispersión	5-1
VI - Análisis de flujo de dos puertos usando los parámetros de dispersión generalizada	6-1
VII - Diseño de Circuitos y Caracterización de Transistores por medio de Parámetros de Dispersión de Tres Puertos	7-1
APÉNDICE	A-1

SECCIÓN I

CARACTERIZACIÓN DEL TRANSISTOR DE MICROONDAS

Julius Lange describe los parámetros que considera más importantes para caracterizar los transistores de microondas.

Estos incluyen los parámetros de dos puertos, MSG (máxima ganancia estable), Gmax (máxima ganancia sintonizada o máxima ganancia disponible), K (factor de estabilidad de Rollett) y U (ganancia unilateral). Se describen las configuraciones de prueba utilizadas para medir estos parámetros y se muestra una fijación de transistores para transistores TI-line más un sintonizador de tornillo deslizante diseñado por Lange. El artículo concluye con ecuaciones que relacionan los parámetros y, los parámetros h, MSG, Gmax, K y U con los parámetros S de dos puertos.

Introducción	1-1
Mediciones de parámetros S	1-2
Medidas de ganancia y estabilidad	1-5
MSG (Ganancia Máxima Estable)	1-6
GMAX (Ganancia máxima disponible)	1-6
K (Factor de estabilidad de Rollett)	1-6
U (Ganancia Unilateral - Invariante de Mason)	1-7
Pruebas	1-8
Relaciones especiales de parámetros S	1-12

CARACTERIZACIÓN DEL TRANSISTOR DE MICROONDAS

INCLUYENDO LOS PARÁMETROS S.

por

Julius Lange

A. INTRODUCCIÓN:

Desde que se introdujeron los transistores con capacidades de alta frecuencia muy mejoradas, se han desarrollado nuevas técnicas y equipos para la caracterización de los transistores. Los métodos más antiguos, como la caracterización mediante parámetros H o Y, no son adecuados por encima de 1 GHz, ya que a estas frecuencias los parásitos del paquete afectan significativamente a la respuesta.

Además, no se dispone de equipo de prueba para medir directamente esos parámetros.

Cuando las mediciones por encima de 1 GHz se realizan en componentes discretos como los transistores o diodos surgen las siguientes dificultades básicas:

- 1) Los terminales del dispositivo intrínseco (chip semiconductor) no son directamente accesibles; es decir, entre el dispositivo y el aparato de medición se interpone una red compuesta por paquetes parásitos, líneas de transmisión, etc. Así pues, las propiedades del dispositivo deben medirse con respecto a algunos terminales externos convenientes, y luego deben remitirse al dispositivo intrínseco mediante una transformación matemática. Esto hace muy atractiva la caracterización en términos de parámetros invariables como la máxima ganancia disponible (máxima ganancia sintonizada), la máxima ganancia estable y la ganancia unilateral.
- 2) Hay que tener especial cuidado en que las redes de sintonía y de sesgo de CC no presenten impedimentos reactivos, es decir, no disipativos, al transistor a bajas frecuencias que causen una carga insuficiente, lo que puede dar lugar fácilmente a oscilaciones. El uso de sintonizadores de tornillo y la caracterización en términos de parámetros S alivia en gran medida este problema.
- 3) Si se desean terminaciones en circuito abierto o en cortocircuito, como es necesario para las mediciones de los parámetros H, Y o Z, deben utilizarse líneas resonantes. Esto provoca un alto grado de sensibilidad de frecuencia que hace imposibles las mediciones de frecuencia de barrido de banda ancha y puede permitir que el transistor oscile. Dado que las conexiones de banda ancha de 50Ω son fáciles de obtener usando componentes estándar, las mediciones de los parámetros S son más prácticas.
- 4) Las fuentes de error se multiplican y debe prestarse especial atención a la coherencia y a la precisión de la calibración. Se debe establecer un conjunto coherente de planos de referencia y se deben reducir al mínimo las pérdidas y las discontinuidades.

B. MEDICIONES DEL PARÁMETRO S:

La respuesta de señal pequeña de un dispositivo discreto de dos puertos se define en términos de cuatro variables v_1 , i_1 , v_2 e i_2 , los voltajes y corrientes en los terminales de entrada y salida respectivamente, como se muestra en la fig 1. Dos de las variables pueden elegirse como las variables independientes haciendo que las otras dos sean dependientes. Esto da lugar a los conocidos parámetros Z , Y y H . En la representación del parámetro S se utilizan combinaciones lineales de las corrientes y tensiones como variables independientes y dependientes. Las variables independientes se definen como:

$$a_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} (v_1 + Z_o i_1)$$

$$a_2 = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} (v_2 + Z_o i_2)$$

Las variables dependientes como:

$$b_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} (v_1 - Z_o i_1)$$

$$b_2 = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} (v_2 - Z_o i_2)$$

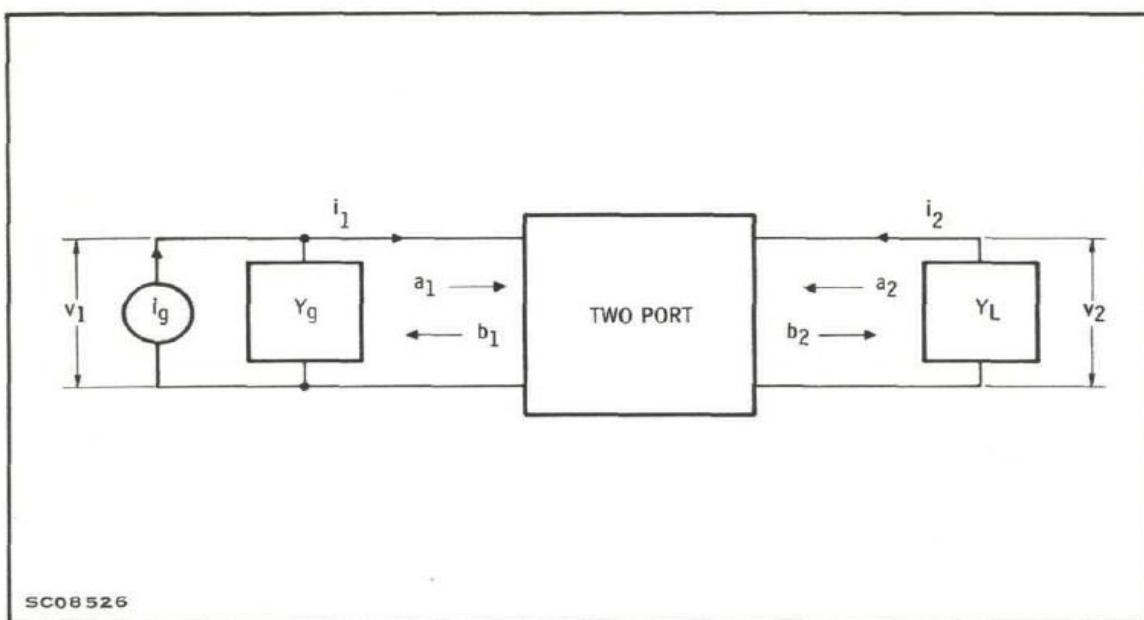


Figura 1. Relaciones de dos puertos

Aquí Z_0 es una impedancia real llamada la impedancia característica. Por lo tanto, la matriz del parámetro S se define por:

$$b_1 = S_{11} * a_1 + S_{12} * a_2$$

$$b_2 = S_{21} * a_1 + S_{22} * a_2$$

Cambiando ligeramente las definiciones, se pueden utilizar valores complejos de Z_0 diferentes para los dos puertos. Pero estos tienen sólo un significado teórico y no son prácticos para las mediciones. Dado que los componentes de las líneas de transmisión coaxial de 50Ω como las líneas de ranura y los acopladores direccionales están fácilmente disponibles, se considera que Z_0 es generalmente de 50Ω .

A veces a_1 y a_2 se denominan "ondas de tensión incidente" y b_1 y b_2 "ondas de tensión reflejadas". Si el dispositivo termina en Z_0 en la entrada y salida, S_{11} y S_{22} son los coeficientes de reflexión de entrada y salida, $|S_{21}|^2$ y $|S_{12}|^2$ son las ganancias de inserción hacia adelante y hacia atrás, y $\angle S_{21}$ y $\angle S_{12}$ son los desplazamientos de fase de inserción. También $|a_1|^2$ es la potencia disponible del generador (impedancia interna $= Z_0$) y $|b_2|^2$ es la potencia disipada en la carga (carga= Z_0). En el apéndice se presenta una derivación de estas relaciones.

Los parámetros S determinan completamente el comportamiento de la pequeña señal de un dispositivo.

Las fórmulas para derivar los parámetros Y y H y varias relaciones de ganancia y estabilidad de los parámetros S se dan en el apéndice.

Los parámetros S pueden ser medidos usando juegos de prueba comerciales como el Analizador de red -hp- 8410A. Un diagrama de bloques de las configuraciones de medición se muestra en las figuras 2 y 3. La figura 2 ilustra la medición de los coeficientes de transmisión S_{12} y S_{21} . Una fuente de frecuencia de barrido alimenta un divisor de potencia que tiene dos salidas, una referencia y un canal de prueba. El dispositivo a medir se inserta en el canal de texto y se inserta un estirador de línea en el canal de referencia. El estirador de línea compensa por el exceso de longitud eléctrica en el dispositivo. Ambos canales se alimentan entonces a la prueba que mide la compleja relación entre las dos señales. Esta relación es el parámetro deseado.

Los coeficientes de reflexión S_{11} y S_{22} se miden usando la configuración que se muestra en la figura 3. Allí la fuente de frecuencia de barrido se alimenta en un acoplador de doble dirección.

Un puerto del dispositivo está conectado al puerto de medición del acoplador, el otro puerto está terminado en una carga de 50Ω . La salida de referencia del acoplador que muestra la onda incidente se alimenta al conjunto de pruebas de relación compleja a través de un tendido de línea. La salida de prueba que muestra la onda reflejada del dispositivo se alimenta directamente al equipo de prueba.

El tendido de línea permite que el plano en el que se realiza la medición se extienda más allá del conector al dispositivo desconocido.

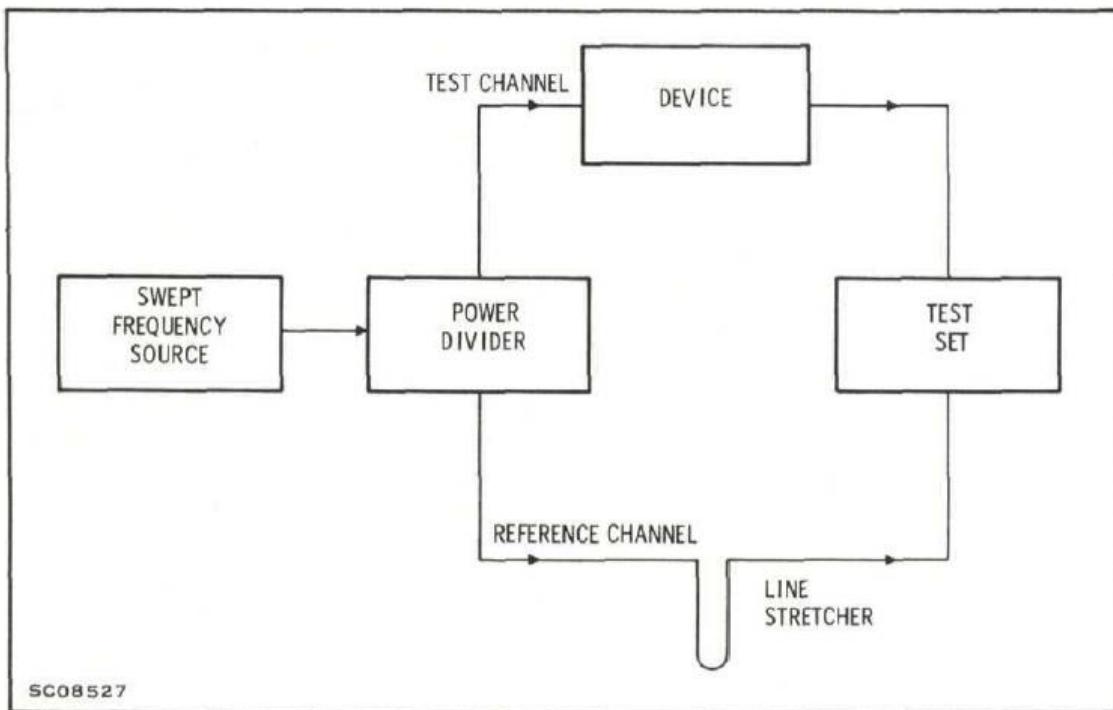


Figura 2. Configuración para la medición de S₁₂ y S₂₁.

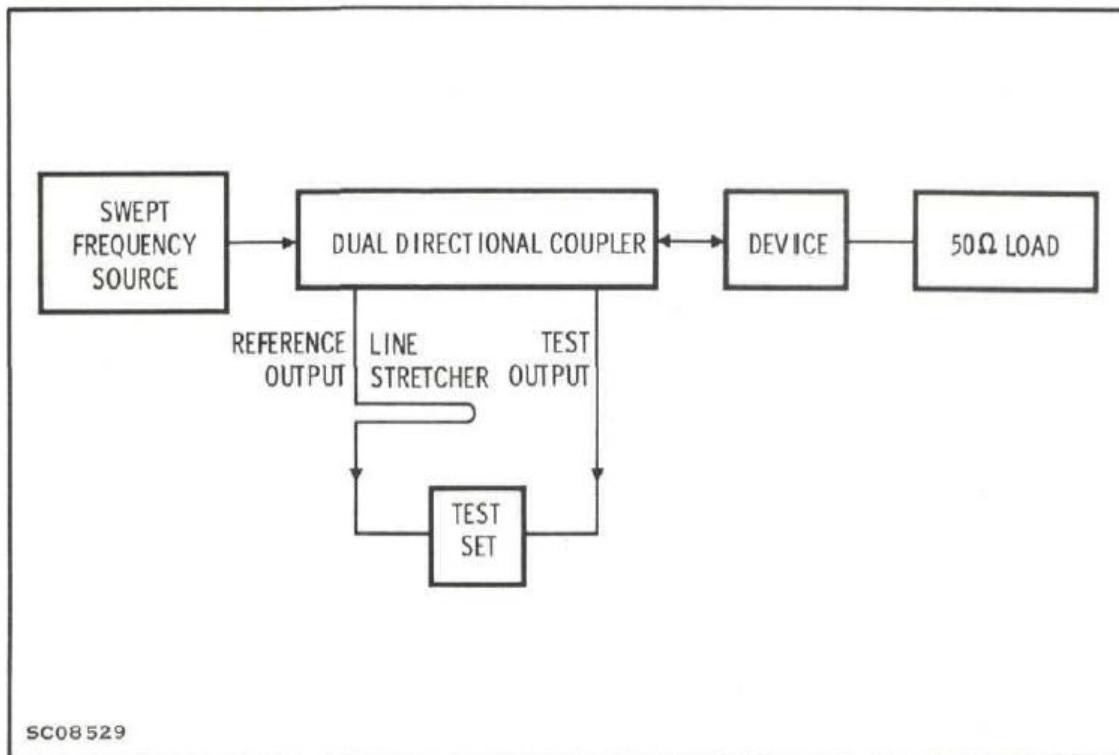


Figura 3. Configuración para la medición de S₁₁ y S₂₂.

Las líneas tendidas en las configuraciones de medición, figuras 2 y 3, permiten la entrada y los planos de medición de salida para ser colocados en cualquier lugar. Se debe tener cuidado para asegurar que los cuatro parámetros S se miden con referencia a los mismos planos. Conectores sin sexo como el GR900 o el APC-7 se utilizan para establecer los planos de referencia. Estos conectores permiten que los cortos de precisión se coloquen exactamente en los planos de apareamiento de los conectores.

S11 y S22 son coeficientes de reflexión. Pueden ser medidos con una línea ranurada. Este es el método más preciso; sin embargo, es engorroso e inadecuado para las mediciones de frecuencia de barrido. El método del reflectómetro descrito anteriormente es mucho más conveniente. Los coeficientes de transmisión, S12 y S21 no pueden medirse con una línea de ranura.

Los dispositivos de prueba y las redes de inyección de sesgo de corriente continua utilizadas para las mediciones del parámetro S deben tener una baja pérdida y una muy baja VSWR. Los principios de diseño se examinarán más adelante en la sección sobre dispositivos de prueba.

C. MEDICIONES DE GANANCIA Y ESTABILIDAD:

Si bien es cierto que los parámetros S del transistor lo caracterizan completa y singularmente para la condición de señal pequeña, se miden varios parámetros de ganancia y estabilidad (MSG, GMAX, K y U) por las siguientes razones:

Los parámetros S no dan ninguna indicación directa del nivel de rendimiento del dispositivo como un amplificador.

Aunque estos parámetros pueden ser calculados a partir de los parámetros S, la medición directa es preferible al cálculo por fórmula porque da errores de redondeo.

Estos parámetros son invariables bajo varias transformaciones. Esto los hace insensibles a los parásitos de cabecera y a la ubicación del plano de referencia. Por lo tanto, los parámetros son los mismos para el chip desnudo que para el dispositivo empaquetado. Esto permite que uno evalúe intrínsecamente las capacidades del propio chip.

Los parámetros de ganancia y estabilidad se definen a continuación:

1. MSG (Maximum Stable Gain) - es la raíz cuadrada de la relación de la ganancia de potencia hacia adelante y hacia atrás. El único requisito es que las conexiones del dispositivo sean las mismas para ambas mediciones. El GMS no se ve afectado por los parásitos de entrada o salida, pero es sensible a los parásitos de retroalimentación como la inducción común de plomo o la alimentación de la capacitancia.

2. GMAX (Maximum Tuned Gain-Maximum Available Gain) - es el avance de ganancia de potencia cuando la entrada y la salida se combinan simultáneamente.

GMAX sólo se define para un dispositivo incondicionalmente estable ($K > 1$, ver abajo). Se trata de que no se vea afectada por la parasitación de entrada o salida sin pérdidas, pero es sensible a las pérdidas o a la retroalimentación.

3. K (Rolleffts Stability Factor) es una medida de la tendencia oscilatoria. Para $K < 1$ el dispositivo es potencialmente inestable y puede ser inducido a la oscilación mediante la aplicación de alguna combinación de carga pasiva y admisiones de la fuente. Para $K > 1$ el transistor es incondicionalmente estable, es decir, en ausencia de una vía de retroalimentación externa, ninguna carga pasiva o admitancia de la fuente inducirá oscilaciones. K es el inverso del factor Linvill's C y juega un papel importante en el diseño del amplificador.

Para $K > 1$, K puede calcularse a partir del MSG y el GMAX mediante la fórmula:

$$K = \frac{1}{2} \left(\frac{MSG}{GMAX} + \frac{GMAX}{MSG} \right)$$

Para $K < 1$, K debe ser calculado a partir de los parámetros S como se muestra en el apéndice.

4. U (Unilateral Gain-Mason Invariant) - es la figura más única de mérito para un dispositivo. Se define como la ganancia de potencia hacia adelante en un amplificador de retroalimentación cuya ganancia inversa ha sido ajustada a cero por una red de retroalimentación sin pérdidas.

Debido al bucle de retroalimentación empleado en la medición de UG, el transistor puede ser incrustado en cualquier red recíproca sin pérdidas sin cambiar su ganancia unilateral.

Esto hace que la ganancia unilateral sea invariable con respecto a cualquier parásito de cabecera sin pérdidas o a los cambios en la configuración común de los cables.

Alternativamente U puede derivarse de MSG, K y 0, la diferencia entre el cambio de fase hacia adelante y hacia atrás. Esta diferencia, al ser la "fase del MSG" es invariable bajo transformaciones de entrada y salida como el propio MSG. La fórmula para U es:

$$U = \frac{MSG - 2 \cos \theta + MSG^{-1}}{2(K - \cos \theta)} \approx \frac{MSG}{2(K - \cos \theta)}$$

La figura 4 muestra una configuración para medir MSG, GMAX, K y U en un simple procedimiento como el siguiente:

Sintonizar para obtener la máxima ganancia hacia adelante y registrar la ganancia (que es GMAX) y la fase.

Girar el dispositivo y los sintonizadores y grabar la ganancia y la fase.

Obtener la relación de ganancia y la diferencia de fase, como se describió anteriormente y calcule el MSG, K. y U.

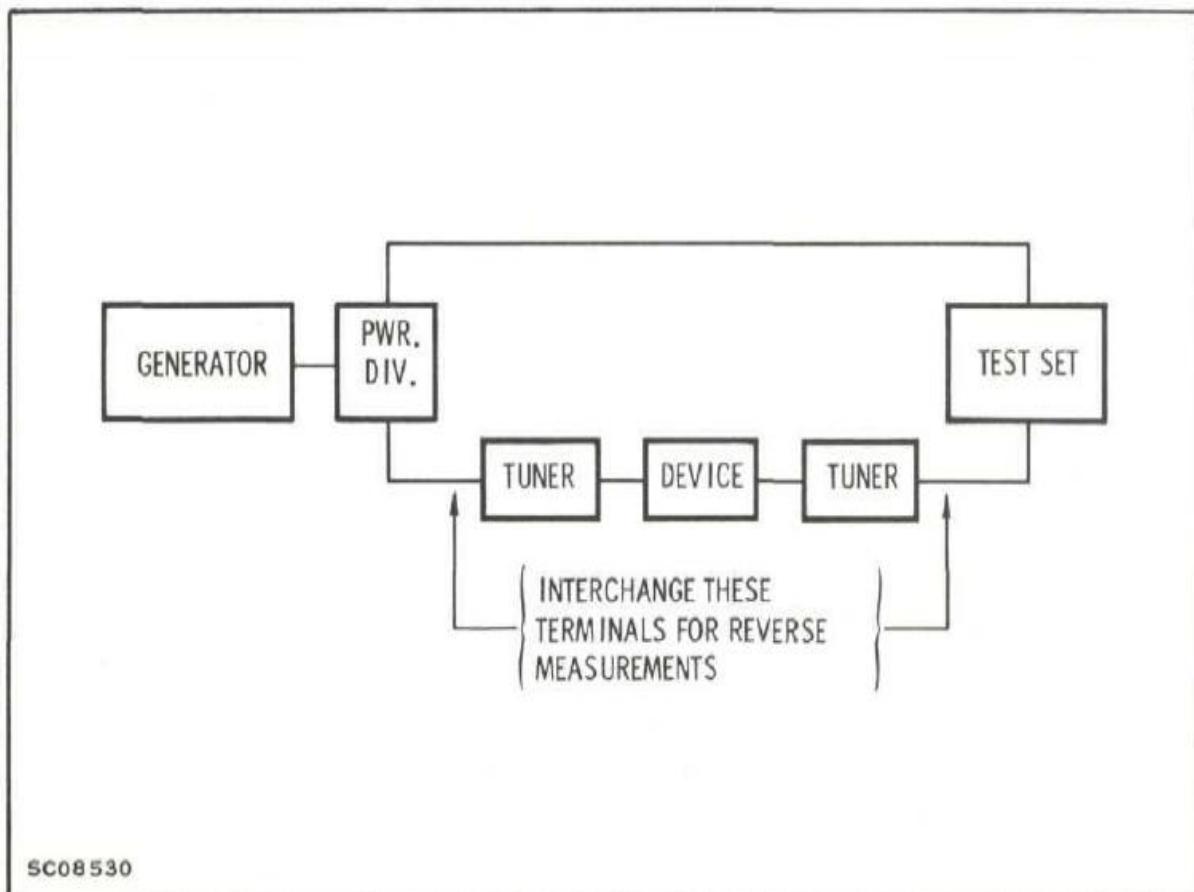


Figura 4. Configuración para la medición de MSG, GMAX, K, U.

D. FIJACIONES DE PRUEBA:

Las mediciones a frecuencias superiores a 1 GHz requieren aparatos de prueba que tengan bajas pérdidas y VSWR. Un ejemplo que cumple estos requisitos es el soporte mejorado para los paquetes TI-Line que se muestran en la figura 5. Este soporte contiene dos adaptadores coaxiales de bajo VSWR conectados a la línea de placas que alimentan la entrada y la salida de las líneas de transmisión de 50Ω triplicadas. Estas líneas son llevadas hasta el mismo borde del paquete. El contacto con los cables de entrada y salida se hace sujetando los cables planos entre las líneas de tiras y el dieléctrico superior.

Otra característica importante de la montura es el esquema de puesta a tierra. Para un dispositivo trifásico en una estructura de tres placas, es muy importante conectar a tierra el dispositivo a ambos planos de tierra en el mismo punto. Por lo tanto, el borde del paquete de transistores se sujeta entre los dos planos de tierra. El cable de tierra del paquete no tiene otro propósito que la alineación mecánica.

Cuando se diseñan redes de sintonía e inserción de polarización para su uso por encima de 1 GHz, debe tenerse en cuenta la respuesta de baja frecuencia, ya

que la mayoría de los dispositivos tienen una alta ganancia a bajas frecuencias y se rompen en oscilaciones cuando no están suficientemente cargados. Para las mediciones del parámetro S, las terminaciones de los dispositivos deben presentar 50Ω por lo menos hasta 10 MHz. La mejor manera de lograrlo es insertar bloques de CC de alta capacitancia en los conductores externos de las líneas de transmisión que conducen al dispositivo y proporcionar retornos de CC a través de atenuadores T-pad. También se puede utilizar una T de polarización de banda ancha de alta calidad.

Para hacer mediciones de ganancia de potencia sintonizada, como MAG y U, se ha construido el sintonizador especial de tornillo deslizante que se muestra en la figura 6. Consiste en una línea coaxial de 50Ω de impedancia característica (conductor central redondo; dos placas como conductor exterior de retorno a tierra) provista de una placa de sintonización de aluminio optimizado cuya posición y penetración son ajustables. Este sintonizador tiene las siguientes ventajas sobre los sintonizadores convencionales de múltiples derivaciones.

La distancia entre los terminales del dispositivo y los elementos de sintonización (laminas móviles) puede hacerse muy pequeña. Esto desalienta las oscilaciones parasitarias y amplía la gama de frecuencias utilizables a 9 GHz, la frecuencia límite de los conectores. Los elementos de sintonía son "transparentes" en DC y en las bajas frecuencias. Por lo tanto, los elementos de polarización de DC pueden ser colocados fuera de los elementos de sintonía en una porción baja de VSWR del sistema. En consecuencia, las pérdidas se reducen y se independizan de la VSWR del transistor, lo que facilita su contabilización.

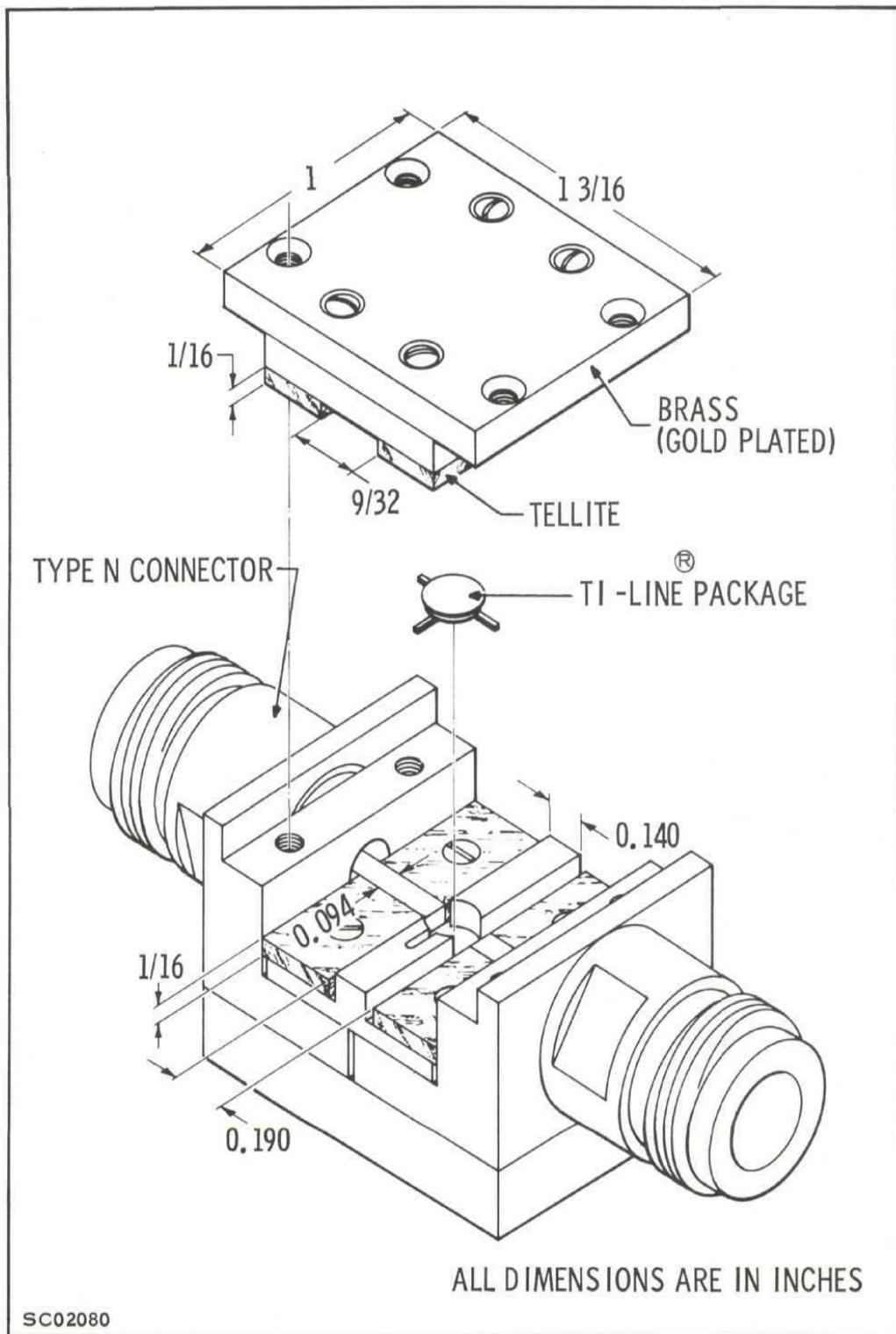
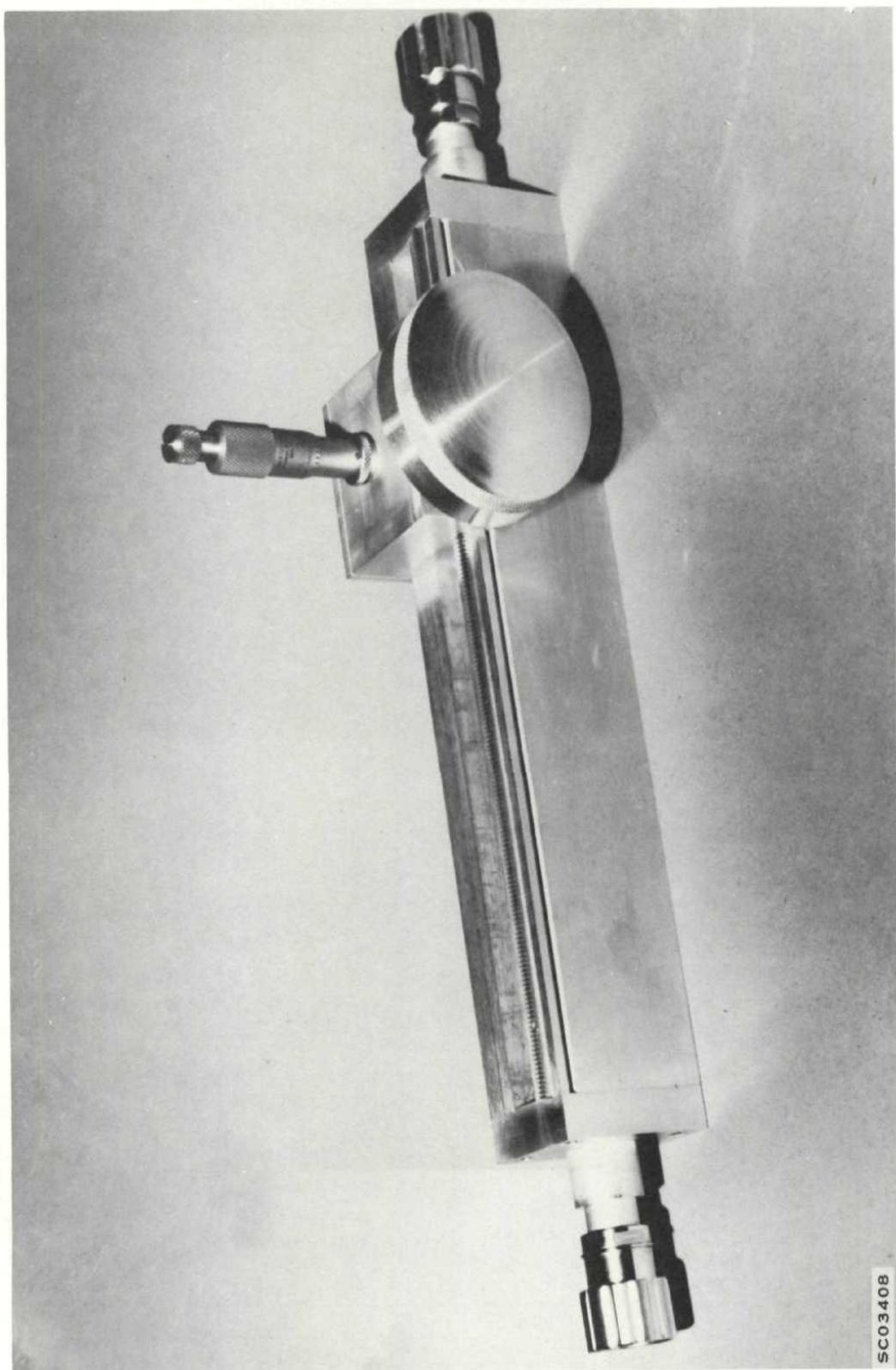


Figure 5. Improved TI-Line[®] Mount



SC03408

Figure 6. Slidea-Screw Tuner

Si se utilizan bloques externos de alta capacidad y atenuadores de T-pad para polarizar el transistor veremos 50Ω tanto en la entrada como en la salida a bajas frecuencias, lo que da como resultado una carga pesada que suprime muy eficazmente las tendencias oscilatorias.

Se han logrado VSWRs de hasta 30 a 1 GHz manteniendo bajas pérdidas.

APÉNDICE

RELACIONES ESPECIALES DEL PARÁMETRO S

Hacemos: $Y_g = Y_L = Z_0^{-1}$

S_{11} = coeficiente de reflexión de entrada

S_{22} = coeficiente de reflexión de salida

$$|a_1|^2 = \frac{i_g^2}{4*Y_g} = \text{energía disponible en el generador}$$

$$|b_1|^2 = Y_L * |v_2|^2 = \text{potencia de salida}$$

por lo tanto:

$$|S_{21}|^2 = \text{ganancia del transductor de avance (inserción)}$$

$$|S_{12}|^2 = \text{ganancia de transductor inversa}$$

Derivaciones:

Hacemos: $Z_1 = \text{impedancia de entrada con } Y_L = Z_0^{-1}$

Entonces:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{v_1 - Z_0 i_1}{v_1 + Z_0 i_1} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}$$

$$i_2 = -Y_L v_2$$

$$b_2 = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} [v_2 - Z_0 (-Y_L v_2)] = v_2 \sqrt{Y_L}$$

$$i_1 = i_g - Y_g v_1$$

$$a_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (v_1 + Z_0 i_g - Z_0 Y_g v_1) = \frac{1}{2} i_g \sqrt{Z_0} = \frac{i_g}{2\sqrt{Y_g}}$$

Fórmulas de conversión:

$$Y_{11} = \frac{s_{12}s_{21} + (1 - s_{11})(1 + s_{22})}{-s_{12}s_{21} + (1 + s_{11})(1 + s_{22})} Z_0^{-1}$$

$$Y_{12(21)} = \frac{-2s_{12}(21)}{-s_{12}s_{21} + (1 + s_{11})(1 + s_{22})} Z_0^{-1}$$

$$Y_{22} = \frac{s_{12}s_{21} + (1 + s_{11})(1 - s_{22})}{-s_{12}s_{21} + (1 + s_{11})(1 + s_{22})} Z_0^{-1}$$

$$H_{11} = \frac{-s_{12}s_{21} + (1 + s_{11})(1 + s_{22})}{s_{12}s_{21} + (1 - s_{11})(1 + s_{22})} Z_0^{-1}$$

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

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

$$H_{22} = \frac{-s_{12}s_{21} + (1 - s_{11})(1 - s_{22})}{s_{12}s_{21} + (1 - s_{11})(1 + s_{22})} Z_0^{-1}$$

$$\text{MSG} = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right|$$

$$K = \frac{1 + \left| s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21} \right|^2 - \left| s_{11} \right|^2 - \left| s_{22} \right|^2}{2 \left| s_{12} \right| \left| s_{21} \right|}$$

$$\text{MAG} = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right| \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right)$$

$$U = \frac{1/2 \left| (s_{21}/s_{12}) - 1 \right|^2}{K \left| s_{21}/s_{12} \right| - \text{Re}(s_{21}/s_{12})}$$

SECCIÓN II

PARÁMETROS DE DISPERSIÓN DISEÑO DE LA VELOCIDAD DE CIRCUITOS DE TRANSISTORES DE ALTA FRECUENCIA

El artículo de Fritz Weinert le da al neófito un particular buen entendimiento de los parámetros S y de cómo se relacionan con los transistores y el diseño de los circuitos de transistores.

Weinert explica lúcidamente cómo diseñar un amplificador estable para una ganancia dada en un ancho de banda especificado. Concluye discutiendo la precisión y las limitaciones de su sistema de medición.

Definiciones de los parámetros S	2-2
Significado físico de los parámetros S	2-2
Diseño del amplificador de tres pasos en la carta de Smith	2-6
Criterio de estabilidad	2-8
Usando la Carta de Smith	2-9
Usando los parámetros S en el diseño del amplificador	2-9
Definiciones de los circuitos unilaterales	2-10
Medición de los parámetros S	2-11
Precisión y limitaciones	2-11

Parámetros de dispersión y diseño de la velocidad de los circuitos de transistores de alta frecuencia

En frecuencias superiores a los 100 Mhz los parámetros de dispersión se miden fácilmente y proporcionan información difícil de obtener con técnicas convencionales que utilizan parámetros h, y o z

Por Fritz Weinert

Hewlett-Packard Co., Palo Alto, Calif.

El rendimiento de los transistores a altas frecuencias ha mejorado tanto que ahora se encuentran en todos los estados sólidos de equipamiento de microondas. Pero operar transistores a altas frecuencias ha significado problemas de diseño:

- El rendimiento de las altas frecuencias de los fabricantes Los datos son frecuentemente incompletos o no están en forma adecuada.
- Los valores de los parámetros h, y o z, normalmente utilizados en el diseño de circuitos a frecuencias más bajas, no pueden ser medidos con precisión por encima de 100 megahercios porque estableciendo el cortocircuito y el circuito abierto necesarios es difícil. Además, un cortocircuito con frecuencia hace que el transistor oscile bajo prueba.

Estos problemas están dando lugar a una técnica que utiliza parámetros de dispersión S para caracterizar el rendimiento de alta frecuencia de los transistores. Los parámetros de dispersión pueden facilitar el trabajo del diseñador.

- Se derivan de las relaciones de potencia y en consecuencia proporcionan un método conveniente para medir pérdidas en los circuitos.
- Proporcionan una base física para comprender lo que está sucediendo en el transistor, sin necesidad de comprender la física de los dispositivos.
- Son fáciles de medir porque se basan en características de reflexión en lugar de parámetros de cortocircuito o circuito abierto.

El autor:

Fritz K. Weinert, que se unió al personal técnico de Hewlett-Packard en 1964, es jefe de proyecto en la sección de análisis de redes del laboratorio de microondas. Tiene patentes y ha publicado artículos sobre circuitos de pulsos, transformadores de línea cónica, circuitos sintonizados digitalmente y sistemas de blindaje.

Como otros métodos que utilizan parámetros h, y o z, la técnica de dispersión de parámetros no requiere un circuito equivalente adecuado para representar el dispositivo transistor. Se basa en el supuesto de que el transistor es una red de dos puertos y su comportamiento terminal se define en términos de cuatro parámetros, S₁₁, S₁₂, S₂₁ y S₂₂, llamados S o parámetros de dispersión.

Dado que cuatro parámetros independientes definen completamente cualesquiera dos-puertos en cualquier frecuencia, es posible convertir de un conjunto conocido de parámetros a otro. Sin embargo, a frecuencias superiores a 100 MHz, se hace cada vez más difícil medir los parámetros h, y o z. A estas frecuencias es difícil obtener circuitos en corto y abiertos bien definidos y los cortocircuitos hacen que el dispositivo oscile con frecuencia.

Sin embargo, los parámetros S pueden medirse directamente hasta una frecuencia de 1 gigahercio. Una vez obtenidos, es fácil convertir los parámetros S en cualquiera de los términos h, y o z mediante tablas.

Sistemas de medición sugeridos:

Para medir los parámetros de dispersión, el transistor desconocido finaliza en ambos puertos con resistencias puras.

Se han propuesto varios sistemas de medición de este tipo. Tienen estas ventajas:

- Las oscilaciones parasitarias se minimizan debido a la naturaleza de banda ancha de las terminaciones de los transistores.
- Las mediciones de transistores pueden realizarse a distancia siempre que las líneas de transmisión conecten el semiconductor a la fuente y a la carga, especialmente cuando la línea tiene la misma impedancia característica que la fuente y la carga, respectivamente.
- Es posible realizar mediciones de frecuencia de barrido en lugar de los métodos punto por punto. El trabajo teórico muestra que los parámetros de dispersión pueden simplificar el diseño.

Definiciones de parámetros de dispersión:

Para medir y definir los parámetros de dispersión, el dispositivo de dos puertos, o transistor, está terminado en ambos puertos por una resistencia pura de valor Z_0 , llamada la impedancia de referencia. Entonces los parámetros de dispersión se definen por S₁₁, S₁₂, S₂₁ y S₂₂. Su significado físico se deriva de la red de dos puertos que se muestra en la primera figura a continuación.

Dos conjuntos de parámetros, (a₁, b₁) y (a₂, b₂), representan las ondas incidentes y reflejadas para la red de dos puertos en los terminales 1-1' y 2-2' respectivamente.

Las ecuaciones desde 1a a 1d los definen.

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

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

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

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

Los parámetros de dispersión de la red de dos puertos están dados por la ecuación 2.

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11} a_1 + s_{12} a_2 \\ b_2 &= s_{21} a_1 + s_{22} a_2 \end{aligned} \quad (2)$$

En forma matricial el conjunto de ecuaciones de 2 se convierte en:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Donde la matriz:

$$[s] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \quad (4)$$

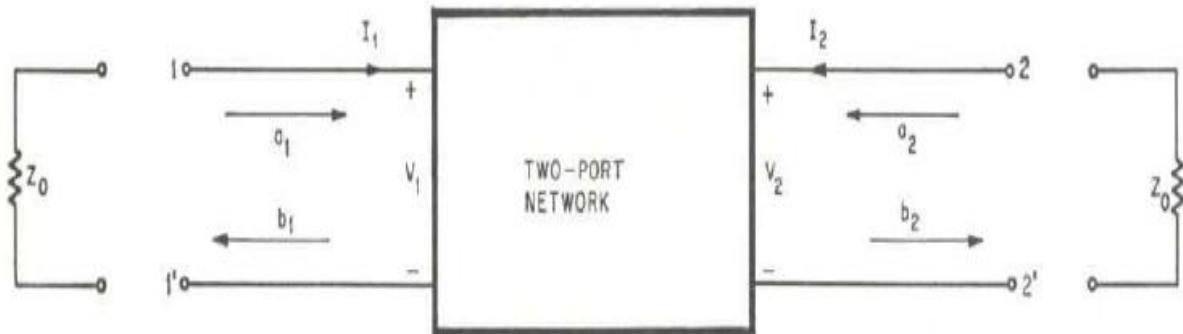
se llama la matriz de dispersión de la red de dos puertos.

Por lo tanto, los parámetros de dispersión de la red de dos puertos pueden expresarse en términos de parámetros incidentes y reflejados como:

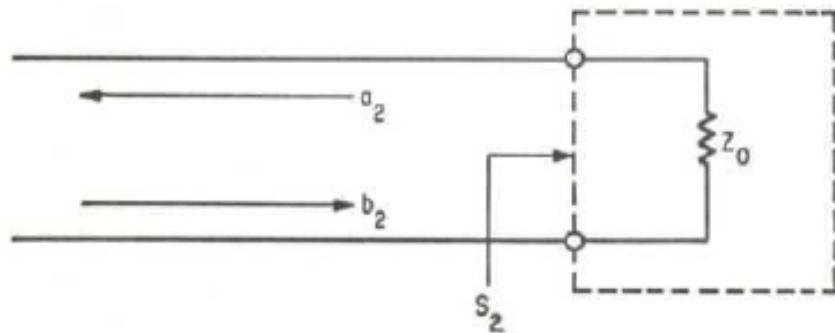
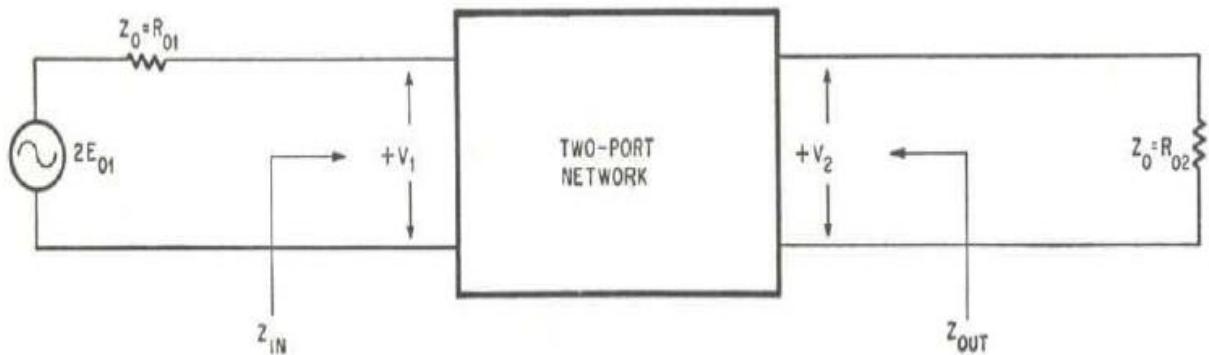
$$\begin{aligned} s_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \Bigg|_{a_2 = 0} & s_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \Bigg|_{a_1 = 0} \\ s_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \Bigg|_{a_2 = 0} & s_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \Bigg|_{a_1 = 0} \end{aligned} \quad (5)$$

En la ecuación 5, el parámetro S_{11} se denomina coeficiente de reflexión de entrada; S_{21} es el coeficiente de transmisión hacia adelante; S_{12} es el

coeficiente de transmisión inversa; y S22 es el coeficiente de reflexión de salida. Los cuatro parámetros de dispersión se expresan como relaciones de los parámetros de reflexión a los de incidencia.



Los parámetros de dispersión están definidos por esta representación de una red de dos puertos. Dos conjuntos de parámetros incidentes y reflejados (a_1, b_1) y (a_2, b_2) aparecen en los terminales 1-1' y 2-2' respectivamente.



Al establecer a_2 igual a cero el parámetro S_{11} se puede encontrar. La resistencia Z_0 está pensada como una red de un solo puerto. La condición $a_2 = 0$ implica que la impedancia de referencia R_{02} se establece igual a la impedancia de carga Z_0 .

Conectando una fuente de tensión, $2 E_{01}$, con la impedancia de la fuente, Z_0 , el parámetro S_{21} puede ser encontrado usando la ecuación 5.

Significado físico de los parámetros:

Las implicaciones de poner los parámetros de incidencia a_1 y a_2 igual a cero ayudan a explicar el significado físico de estos parámetros de dispersión.

Poniendo $a_2 = 0$, las expresiones para S_{11} y S_{22} pueden ser encontradas. La sección de conexión de la red de dos puertos está al final de la página 79 con los parámetros a_2 y b_2 del puerto 2-2'. Si la resistencia de carga Z_0 se piensa como una red de un puerto con un parámetro de dispersión:

$$s_2 = \frac{Z_0 - R_{02}}{Z_0 + R_{02}} \quad (6)$$

donde R_{02} es la impedancia de referencia del puerto 2, entonces a_2 y b_2 están relacionados por:

$$a_2 = s_2 b_2 \quad (7)$$

Cuando la impedancia de referencia R_{02} se establece igual a la impedancia local Z_0 entonces S_2 se convierte en:

$$s_2 = \frac{Z_0 - Z_0}{Z_0 + Z_0} = 0 \quad (8)$$

de modo que $a_2 = 0$ en esta condición. De manera similar, cuando $a_1 = 0$, la impedancia de referencia del puerto 1 es igual a la impedancia de terminación; es decir, $R_{01} = Z_0$.

Las condiciones $a_1 = 0$ y $a_2 = 0$ simplemente implican que las impedancias de referencia R_{01} y R_{02} son elegidas para ser iguales a las resistencias terminales Z_0 .

En la relación entre las impedancias del punto de conducción en los puertos 1 y 2 y los coeficientes de reflexión S_{11} y S_{22} , las impedancias del punto de conducción pueden ser denotadas por:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1}; \quad Z_{out} = \frac{V_2}{I_2} \quad (9)$$

De la relación:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \\ S_{11} &= \frac{\frac{1}{2} [(V_1/\sqrt{Z_0}) - \sqrt{Z_0} I_1]}{\frac{1}{2} [(V_1/\sqrt{Z_0}) + \sqrt{Z_0} I_1]} \end{aligned} \quad (10)$$

que se reduce a:

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

Similarmente:

$$s_{22} = \frac{Z_{\text{out}} - Z_0}{Z_{\text{out}} + Z_0} \quad (12)$$

Estas expresiones muestran que, si se elige la impedancia de referencia de un puerto determinado para igualar la impedancia del punto de conducción de los puertos, el coeficiente de reflexión será cero, siempre que el otro puerto termine en su impedancia de referencia.

En la ecuación:

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0}$$

la condición $a_2 = 0$ implica que la impedancia de referencia R_{02} se establece igual a la impedancia de carga R_2 , figura central de la página 79. Si una fuente de tensión 2 E_{01} está conectada con una impedancia de fuente $R_{01} = Z_0$, a_1 puede ser expresada como:

$$a_1 = \frac{E_{01}}{\sqrt{Z_0}} \quad (13)$$

Como $a_2 = 0$, entonces:

$$a_2 = 0 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} I_2 \right)$$

De la cual:

$$\frac{V_2}{\sqrt{Z_0}} = - \sqrt{Z_0} I_2$$

En consecuencia:

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

Finalmente, el coeficiente de transmisión hacia adelante se expresa como:

$$s_{21} = \frac{V_2}{I_{01}} \quad (14)$$

De manera similar, cuando el puerto 1 termina en $R_{01} = Z_0$ y cuando una fuente de tensión 2 E_{02} con impedancia de fuente Z_0 se conecta al puerto 2:

$$S_{12} = \frac{V_1}{E_{02}} \quad (15)$$

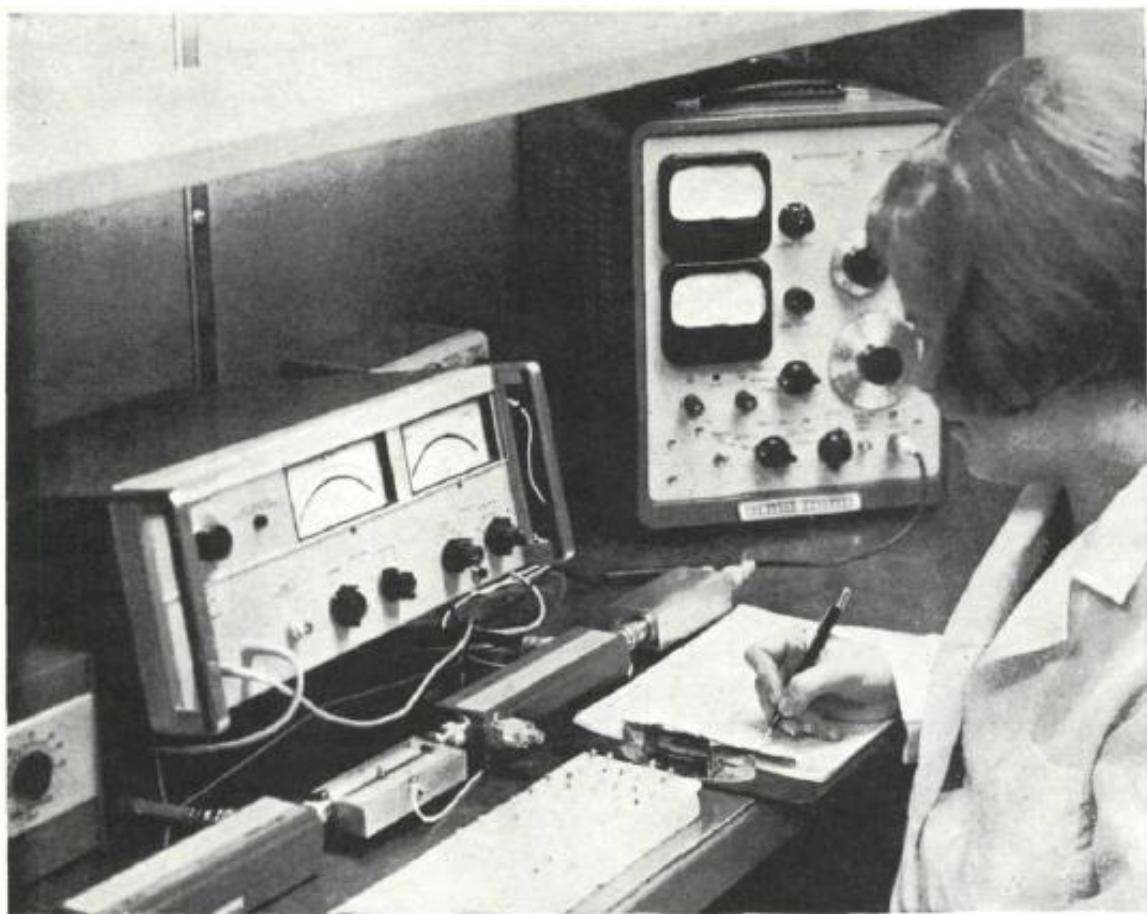
Tanto S_{12} como S_{21} tienen las dimensiones de una función de transferencia de voltajes. Y si $R_{01} = R_{02}$, entonces S_{12} y S_{21} son simples relaciones de voltaje. Para una red recíproca pasiva, $S_{21} = S_{12}$.

Los parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} son los coeficientes de reflexión. Pueden ser medidos directamente por medio de líneas de ranura, acopladores direccionales, relaciones de onda de tensión y puentes de impedancia. Los parámetros de dispersión S_{12} y S_{21} son ganancias del transductor de voltaje. Todos los parámetros dependen de la frecuencia, números complejos sin dimensiones. En cualquier frecuencia los cuatro parámetros deben ser conocidos por describir completamente el dispositivo de dos puertos.

Hay varias ventajas para dejar que $R_{01} = R_{02} = Z_0$.

- Los parámetros S_{11} y S_{22} son coeficientes de reflexión de potencia que son difíciles de medir bajo carga normal. Sin embargo, si $R_{01} = R_{02} = Z_0$, los parámetros se vuelven iguales a los coeficientes de reflexión de voltaje y pueden ser medidos directamente con el equipo de prueba disponible.
- Las S_{12} y S_{21} son las raíces cuadradas de la ganancia de potencia del transductor, la relación entre la potencia absorbida en la carga y la potencia disponible en la fuente. Pero para $R_{01} = R_{02} = Z_0$, se convierten en una relación de voltaje y pueden ser medidas con un voltímetro vectorial.
- La medición real puede ser tomada a una distancia de los puertos de entrada o salida. El parámetro de dispersión medido es el mismo que el parámetro existente en la ubicación real del puerto en particular. La medición se realiza conectando los puertos de entrada y salida a la fuente y la carga mediante líneas de transmisión que tienen la misma impedancia, Z_0 , que la fuente y la carga. De esta manera se puede compensar la longitud adicional del cable.
- Los transistores pueden ser colocados en dispositivos reversibles para medir los parámetros inversos S_{22} y S_{12} con el equipo utilizado para medir el S_{11} y el S_{21} .

El voltímetro vectorial 8405A de la Hewlett-Packard Co. mide los parámetros S . Cubre la frecuencia rango de 1 a 1.000 megahercios y determina S_{21} y S_{12} midiendo las relaciones de voltaje y diferencias de fase entre los puertos de entrada y salida directamente en dos metros, como se muestra arriba. Un acoplador bidireccional toma muestras de los voltajes incidentes y reflejados para medir la magnitud y la fase del coeficiente de reflexión.



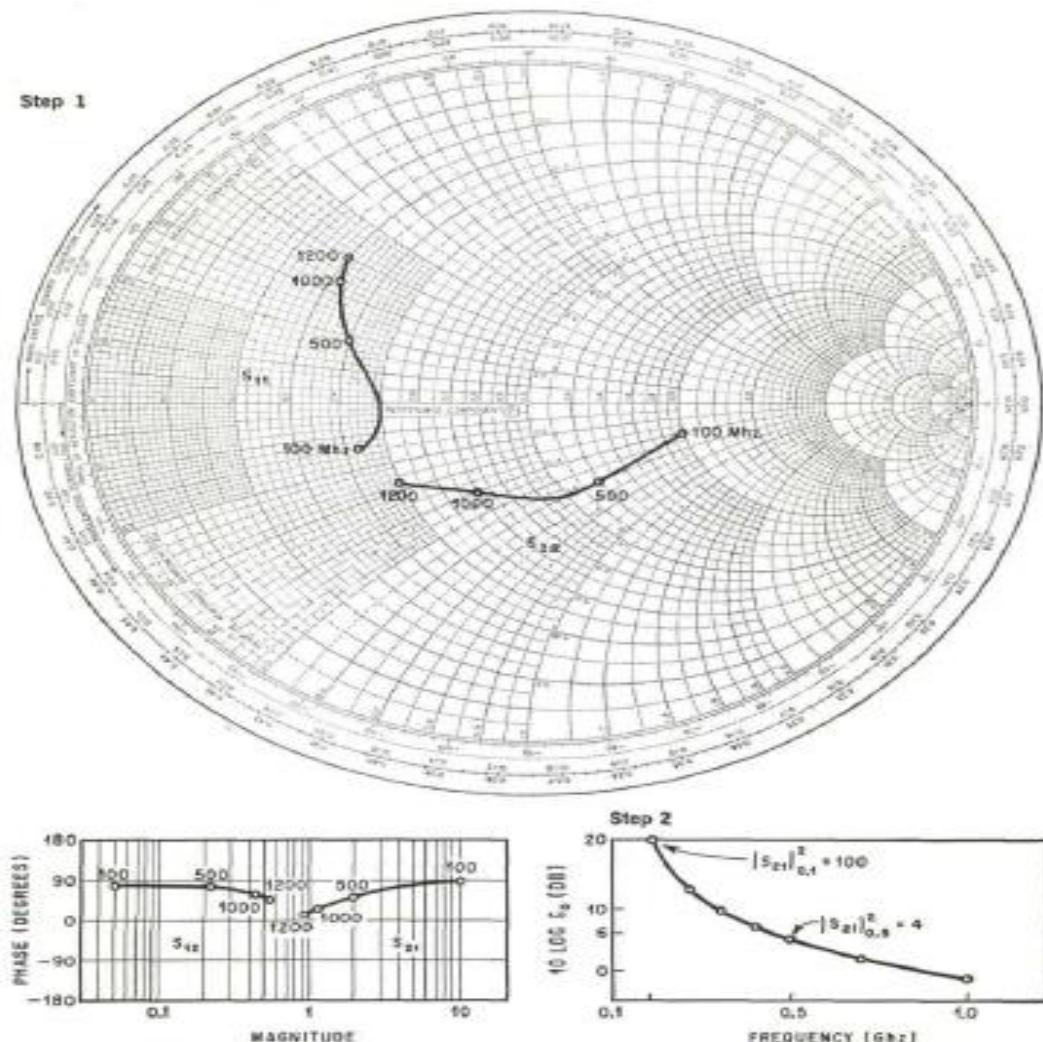
25°C	100 Mhz	300 Mhz	100°C	100 Mhz	300 Mhz
S_{11}	0.62 < -44.0°	0.305 < -81.0°	S_{11}	0.690 < -40°	0.372 < -71°
S_{12}	0.0115 < +75.0°	0.024 < +93.0°	S_{12}	0.0125 < +76.0°	0.0254 < +89.5°
S_{21}	9.0 < +130°	3.85 < +91.0°	S_{21}	8.30 < +133.0°	3.82 < +94.0°
S_{22}	0.955 < -6.0°	0.860 < -14.0°	S_{22}	0.955 < -6.0°	0.880 < -15.0°
25°C	590 Mhz	1,000 Mhz	100°C	500 Mhz	1,000 Mhz
S_{11}	0.238 < -119.0°	0.207 < +175.0°	S_{11}	0.260 < -96.0°	0.196 < +175.0°
S_{12}	0.0385 < +110.0°	0.178 < +110.0°	S_{12}	0.0435 < +100.0°	0.165 < +103.0°
S_{21}	2.19 < +66.0°	1.30 < +33.0°	S_{21}	2.36 < +69.5°	1.36 < +35.0°
S_{22}	0.830 < -26.0°	0.838 < -49.5°	S_{22}	0.820 < -28.0°	0.850 < -53.0°

Para realizar mediciones a distancia, la configuración de la página 86 es conveniente. El generador y la carga son los únicos puntos accesibles para la medición.

Se puede conectar cualquier equipo de prueba adecuado, como un voltímetro vectorial, un acoplador direccional o una línea ranurada. En la medición del parámetro S_{21} , tal como se muestra en el esquema, la cantidad vectorial medida V_2/E_0 es la ganancia del transductor de tensión o el parámetro de dispersión de la ganancia hacia adelante de los dos puertos y los cables de longitud L_1 y L_2 . El parámetro de dispersión S_{21} de los dos puertos en sí es el mismo vector V_2/E_0 , pero girado por un ángulo de $360^\circ (L_1 + L_2) / \lambda$ en sentido contrario a las agujas del reloj.

Trazando S_{11} en el plano complejo se muestran las condiciones para medir S_{11} . El vector medido r_1 es el coeficiente de reflexión de los dos puertos adicionales.

Diseño del amplificador con parámetros S unilaterales:



A partir de los datos medidos, la ganancia de potencia del transductor se representa en decibelios frente a la frecuencia. A partir del gráfico se diseña un amplificador de ganancia constante. El gráfico de Smith se utiliza para trazar los parámetros de dispersión.

Para diseñar una etapa de amplificación, una combinación de impedancia de fuente y carga debe encontrarse que de la ganancia deseada. La síntesis se logra en tres etapas.

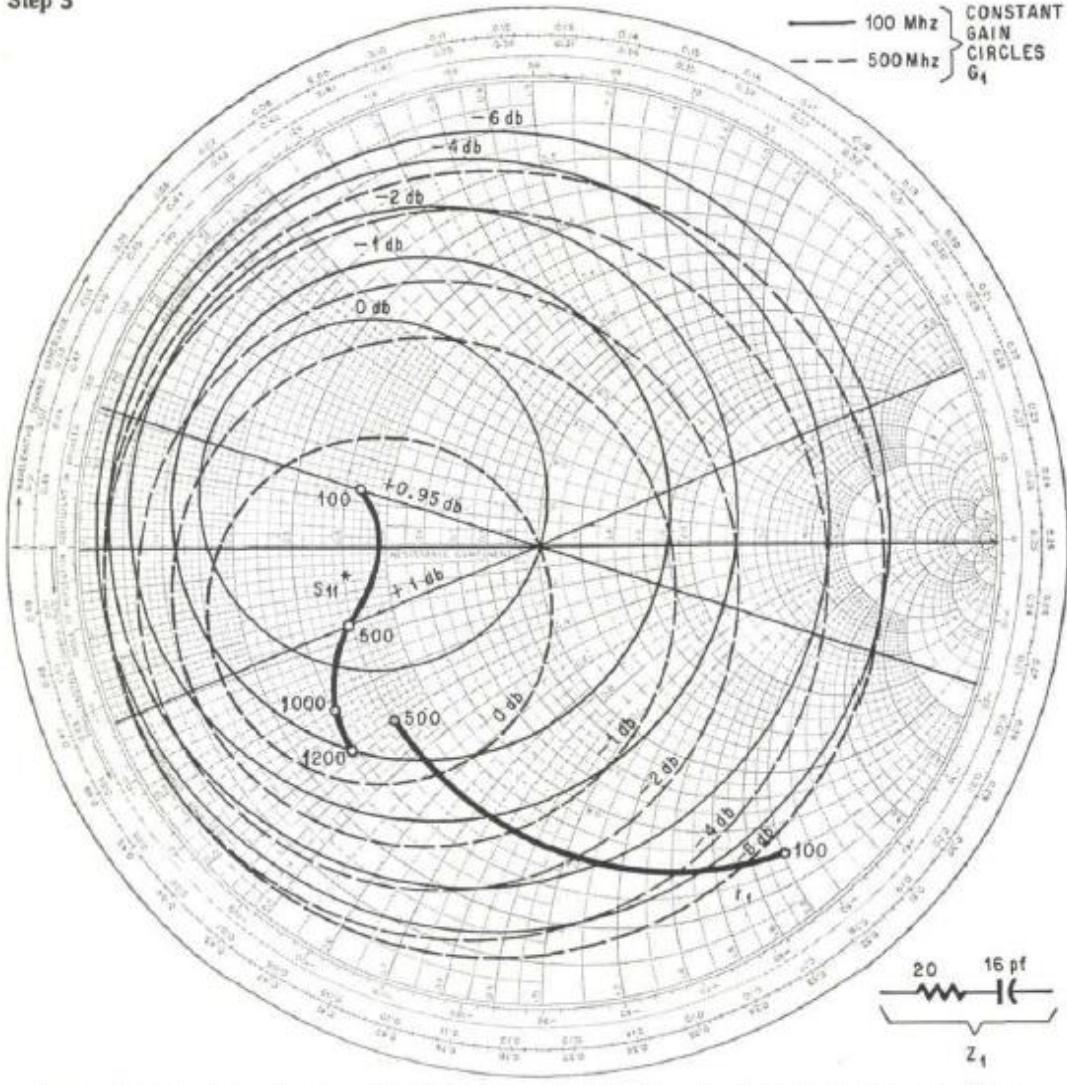
Etapa 1:

El voltímetro vectorial mide los parámetros de dispersión sobre el rango de frecuencia deseado.

Etapa 2:

La ganancia de potencia del transductor es trazada frente a la frecuencia usando la ecuación 19 y los datos medidos del paso 1. Esto determina la respuesta de frecuencia de la no compensada red de transistores para que un amplificador de ganancia constante puede ser diseñado.

Step 3



La impedancia de la fuente se encuentra inspeccionando el plano de entrada en busca de focos de fuente realizables que den una ganancia adecuada. El ángulo de fase se lee en la escala periférica "coeficiente de ángulo de reflexión en grados".

Etapa 3:

Las impedancias de la fuente y de la carga deben ser seleccionadas para proporcionar la compensación adecuada de una ganancia de potencia constante de 100 a 500 MHz. Tal amplificador de ganancia constante está diseñado de acuerdo con lo siguiente;

- Dibuja S_{11}^* en la carta de Smith.

La magnitud de S_{11} es la distancia lineal medida desde el centro de la carta de Smith. El radio desde el centro del gráfico hasta cualquier punto del lugar de S_{11} representa un coeficiente de reflexión r . Por lo tanto, el valor de r puede determinarse en cualquier frecuencia mediante el trazado de una línea desde el origen del gráfico hasta un valor de S_{11}^* en la frecuencia de interés. El valor de r se escala proporcionalmente con un valor máximo de 1,0 en la periferia del

gráfico. El ángulo de fase se lee en la escala periférica "coeficiente de ángulo de reflexión en grados".

Los círculos de ganancia constante se trazan usando las ecuaciones 24 y 25 para G1. Éstas corresponden a valores de 0, - 1, -2, -4 y -6 decibelios para S11* a 100 y 500 MHz. El procedimiento de construcción se muestra en la página 83.

- Los círculos de ganancia constante para S22 a 100 y 500 MHz se construyen de manera similar a la que se muestra a continuación.

- La ganancia Go baja de 20 db a 100 MHz a 6 db a 500 MHz, una reducción neta de 14 db. Es deseable para encontrar las impedancias de fuente y carga que aplana esta pendiente en este rango de frecuencia. Para esto en el caso de que se logre eligiendo un valor de r1 y r2 en el círculo de ganancia constante a 100 MHz, cada una de ellas corresponde a una pérdida de - 7 db. Si este valor de r1 y r2 cae en círculos de 0 db de ganancia a 500 MHz, la ganancia general será:

A 100 MHz,

$$GT(db) = Go + G1 + G2$$

$$= 20 - 7 - 7 = +6 \text{ db}$$

A 500 MHz,

$$GT(db) = 6 + 0 + 0 = +6 \text{ db}$$

- Una fuente de impedancia de 20Ω de resistencia en serie con 16 picofaradios de capacitancia es elegida.

Su valor es igual a 50 ($0,4 - j2$) ohmios a 100 MHz. Este punto cruza el lugar de r1 a aproximadamente el círculo de ganancia constante de - 7 db de G1 como se ilustra en la página 83. A 500 MHz esta combinación de impedancia es igual a 50 ($0,4 - j0,4$) ohmios y se encuentra aproximadamente en el círculo de + 0,5 db de ganancia constante. La selección de la impedancia de la fuente es un proceso iterativo de inspección del plano r1 de entrada en el gráfico de Smith. Se prueban los valores de impedancia a varias frecuencias entre 100 y 500 MHz hasta que se encuentra una impedancia que corresponde aproximadamente a un círculo de ganancia constante necesario para una ganancia de potencia constante en toda la banda.

- En el puerto de salida se obtiene un G2 de -6 db a 100 MHz y +0,35 db a 500 MHz seleccionando una impedancia de carga de 60 ohmios en serie con 5 pf y 30 nanohenrys.

- La ganancia es:

A 100 Mhz,

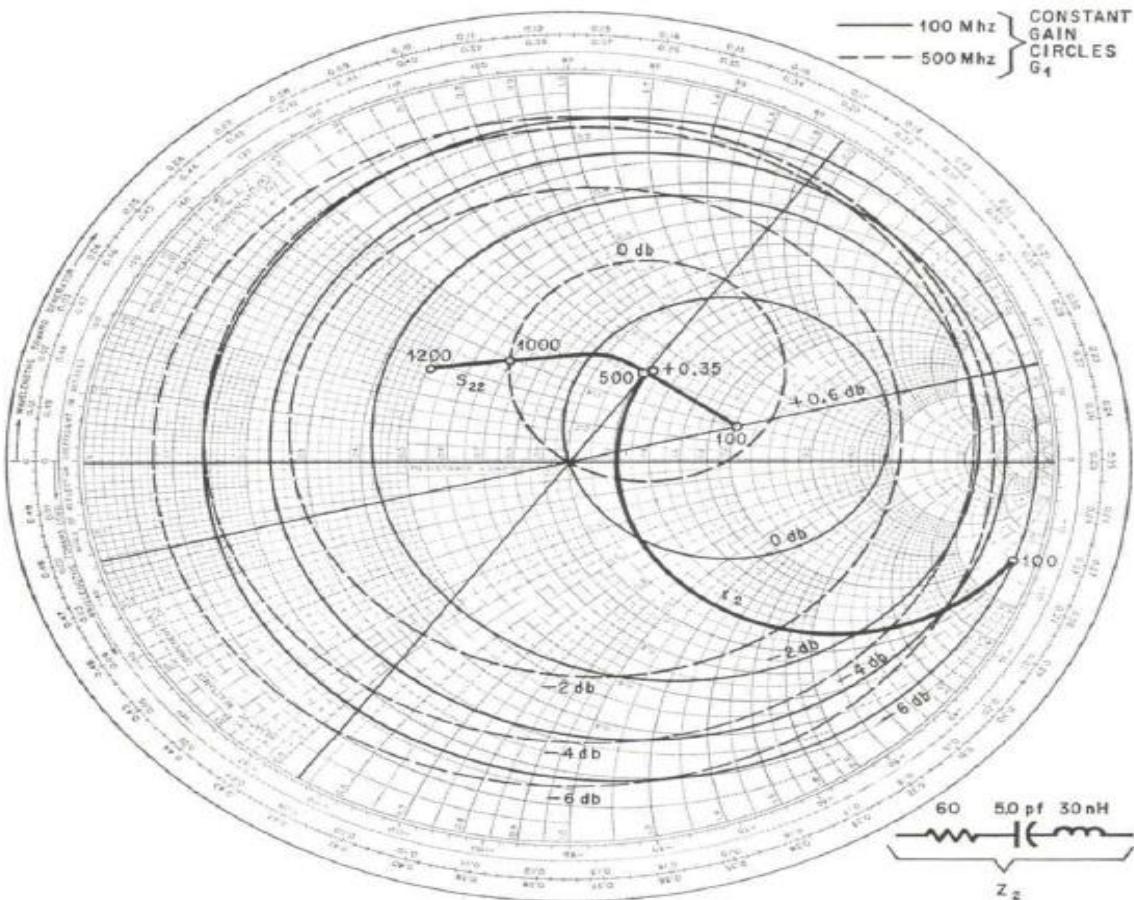
$$GT(db) = Go + G1 + G2$$

$$= 20 - 7 - 6 = +7 \text{ db}$$

A 500 Mhz,

$$6 + 0,5 + 0,35 = +6,85 \text{ db}$$

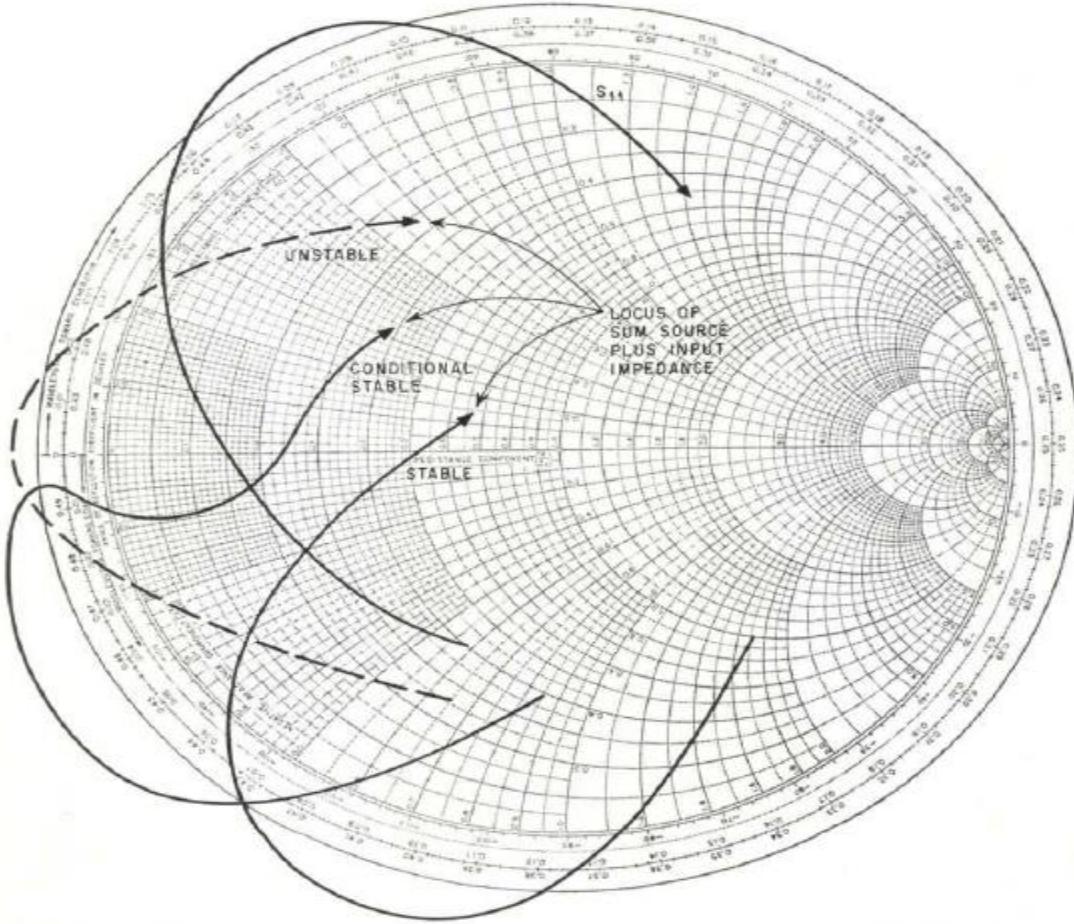
Así, la variación de 14 dB de 100 a 500 MHz se reduce a 0,15 dB mediante el corte de las impedancias de la fuente y la carga apropiadas.



La impedancia de la carga se encuentra inspeccionando el plano de salida en busca de los puntos que dan la ganancia adecuada.

Criterio de estabilidad. Importante en el diseño de los amplificadores es la estabilidad, o la resistencia a la oscilación. La estabilidad se determina para el unilateral caso de los parámetros s medidos y la fuente sintetizada y las impedancias de carga. Las oscilaciones sólo son posibles si la entrada o el puerto de salida, o ambos, tienen resistencias negativas. Esto ocurre si el S_{11} o el S_{22} son mayores que la unidad.

Sin embargo, incluso con resistencias negativas el amplificador podría ser estable. La condición para la estabilidad es que el lugar de la suma de la impedancia de entrada más la fuente, o la salida más la impedancia de carga, no incluya la impedancia cero de las frecuencias cero a infinito [se muestra en la figura siguiente]. La técnica es similar al criterio de estabilidad de la retroalimentación de Nyquist y se ha derivado directamente de él.



La estabilidad del amplificador se determina a partir de los parámetros de dispersión y las impedancias de fuente y carga sintetizadas.

Cable de entrada L1 (la longitud del cable de salida no influye). El parámetro de dispersión S11 de los dos puertos es el mismo vector r_1 , pero girado en un ángulo de $720^\circ L_1 / \lambda$ en sentido contrario a las agujas del reloj.

Usando el gráfico de Smith:

Muchos diseños de circuitos requieren que la impedancia del puerto caracterizado por S11 o el coeficiente de reflexión r se conozca. Dado que los parámetros S son en unidades de coeficiente de reflexión, se pueden trazar directamente en un gráfico de Smith y es fácilmente manipulable para establecer una ganancia óptima con las redes de coincidencia.

La relación entre el coeficiente de reflexión r y la impedancia R es:

$$r = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \quad (16)$$

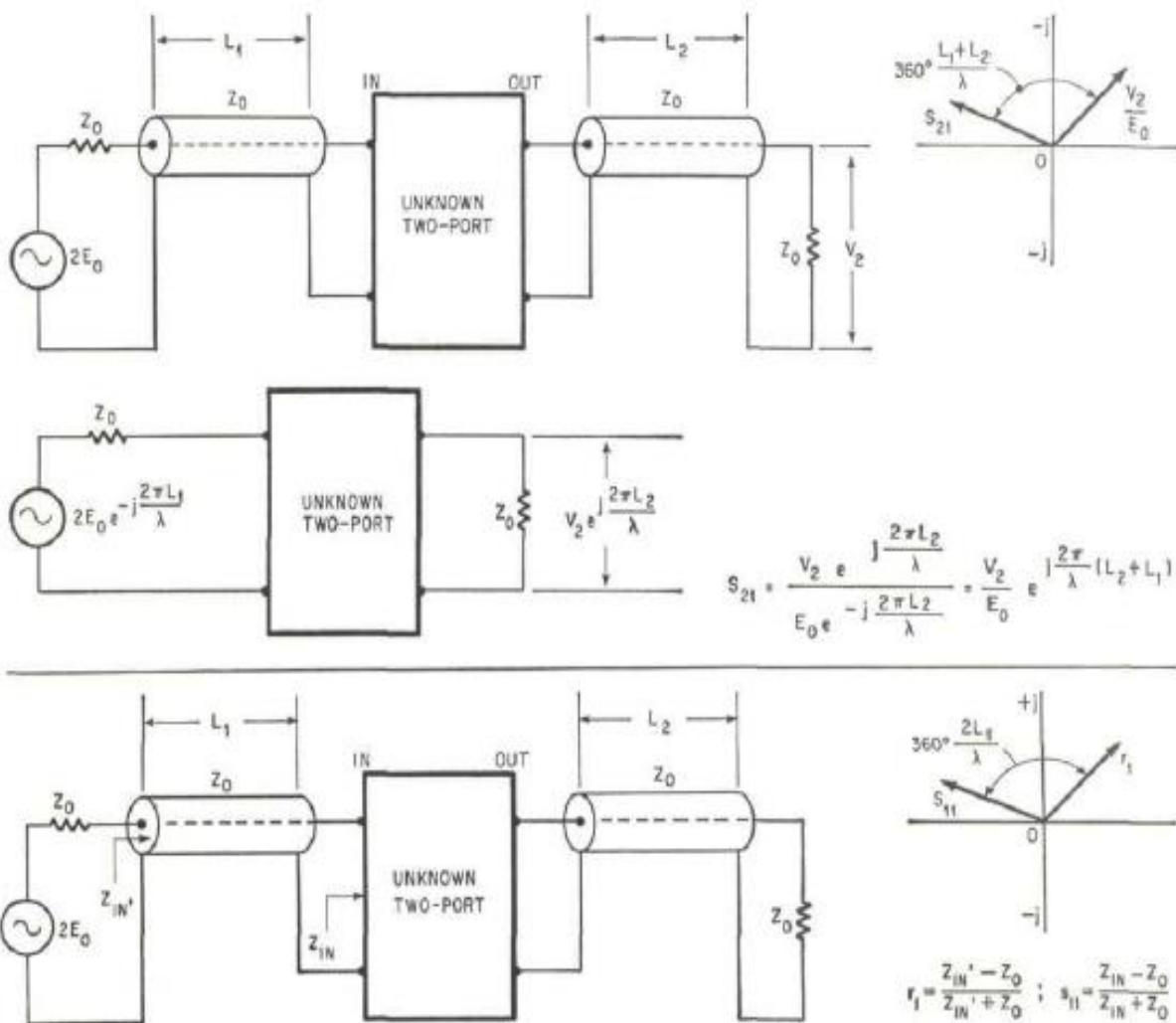
El gráfico de Smith muestra las coordenadas de impedancia rectangulares en el plano del coeficiente de reflexión. Cuando el parámetro S11 o S22 se traza en

una carta de Smith la parte real e imaginaria de la impedancia pueden ser leídos directamente.

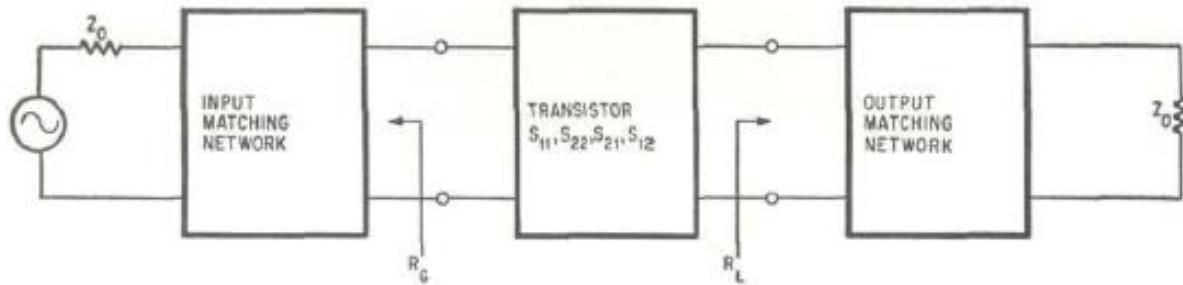
También es posible trazar la ecuación 1 en coordenadas polares que muestra la magnitud y la fase de la impedancia R en el plano del coeficiente de reflexión complejo. Tal gráfico se denomina Carta de la Carta. Ambos gráficos se limitan a las impedancias que tienen resistencias positivas, $|r_1| < 1$. Cuando se miden los parámetros de los transistores, a veces se encuentran impedancias con resistencias negativas. Entonces, se pueden usar cartas extendidas.

La medición de los parámetros S de un dispositivo proporciona datos sobre la impedancia de entrada y salida y la ganancia hacia adelante y hacia atrás. En la medición, un dispositivo se inserta entre impedancias conocidas, generalmente 50 ohmios. En la práctica, puede ser conveniente lograr una mayor ganancia cambiando las impedancias de la fuente o de la carga, o ambas.

Ahora se puede diseñar una etapa de amplificación en dos pasos. Primero, se deben encontrar las impedancias de fuente y carga que den la ganancia deseada. Luego se deben sintetizar las impedancias, generalmente como redes de adaptación entre una fuente de impedancia fija o entre la carga y el dispositivo [véase el diagrama de bloques de la parte superior de la página 87].



Los parámetros S pueden ser medidos remotamente. La configuración de la prueba superior es para medir S21; la inferior, para S11. El vector medido V2/E0 es la ganancia del transductor de voltaje de los dos puertos y los cables L1 y L2. El vector medido r1 es el coeficiente de reflexión del cable de entrada de dos puertos adicionales L1 + L2. Se trazan los vectores apropiados para r1 y los parámetros S.



Para diseñar una etapa de amplificación, se encuentran impedancias de fuente y carga para dar la ganancia deseada. Luego se sintetizan las impedancias, generalmente como redes de adaptación entre una fuente de impedancia fija o la carga y el dispositivo. Cuando se utilizan los parámetros S para diseñar un amplificador de transistores, es ventajoso distinguir entre un diseño simplificado o unilateral para los momentos en que S12 puede ser descuidado y cuando debe ser utilizado.

Cuando se diseña un amplificador de transistor con ayuda de los parámetros S, es ventajoso distinguir entre un diseño simplificado o unilateral para los casos en que el parámetro de transmisión inversa S12 puede ser descuidado y el caso más general en el que debe mostrarse S21. El diseño unilateral es mucho más simple y es, para muchas aplicaciones, suficiente.

Definiciones de los circuitos unilaterales:

La ganancia de potencia del transductor se define como la relación entre la potencia de salida del amplificador y la potencia de la fuente disponible.

$$G_T = \frac{I_2^2 \cdot R_{\text{out}}}{E_0^2} \quad (17)$$

$$\frac{4R_{\text{in}}}{4R_{\text{in}}}$$

Para el circuito unilateral GT se expresa en términos de los parámetros de dispersión S11, S21 y S12 con S12 = 0.

$$GT = G_o * G_1 * G_2 \quad (18)$$

donde:

$G_o = |S_{21}|^2$ = ganancia de potencia del transductor para

$$R_1 = Z_0 = R_2 \quad (19)$$

$$G_1 = \frac{\left| 1 - |r_1|^2 \right|}{\left| 1 - r_1 s_{11} \right|^2} \quad (20)$$

= contribución de la ganancia de energía por el cambio de la impedancia de la fuente de Z_0 a R_1 .

$$r_1 = \frac{R_1 - Z_0}{R_1 + Z_0} \quad (21)$$

= coeficiente de reflexión de la impedancia de la fuente con respecto a Z_0 .

$$G_2 = \frac{\left| 1 - |r_2|^2 \right|}{\left| 1 - r_2 s_{22} \right|^2} \quad (22)$$

= contribución de la ganancia de potencia por el cambio de la impedancia de la carga de Z_0 a R_2 .

$$r_2 = \frac{R_2 - Z_0}{R_2 + Z_0} \quad (23)$$

= coeficiente de reflexión de la impedancia de la carga con respecto a Z_0 .

En el diseño de una etapa de amplificación el procedimiento gráfico que se muestra en la parte inferior es útil. Los valores medidos del parámetro S_{11} y su complejo conjugado S_{11}^* se trazan en el gráfico de Smith junto con las distancias de radio. El centro de los círculos de ganancia constante situados en la línea que atraviesa S_{11}^* y el origen a una distancia:

$$r_{01} = \frac{G_1}{G_{1 \text{ max}}} \left[\frac{|s_{11}|}{1 - |s_{11}|^2 (1 - G_1/G_{1 \text{ max}})} \right] \quad (24)$$

El radio de los círculos en los que el G_1 es constante es:

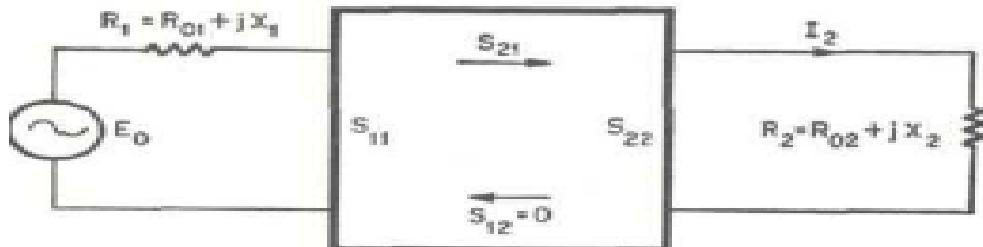
$$r_{01} = \frac{\sqrt{1 - G_1/G_{1 \text{ max}}} (1 - |s_{11}|^2)}{1 - |s_{11}|^2 (1 - G_1/G_{1 \text{ max}})} \quad (25)$$

Si el coeficiente de reflexión de la fuente r_1 se hace igual a S_{11}^* , entonces el generador se ajusta a la carga y la ganancia se convierte en máxima ($G_{1 \text{ max}}$). Los círculos de ganancia constante pueden construirse, como se muestra, en incrementos de 1 o 2 decibelios o lo que sea práctico utilizando las ecuaciones 9 y 10.

Si se traza la impedancia de la fuente R_1 o su coeficiente de reflexión, la contribución de ganancia G_1 se lee directamente de los círculos de ganancia. El

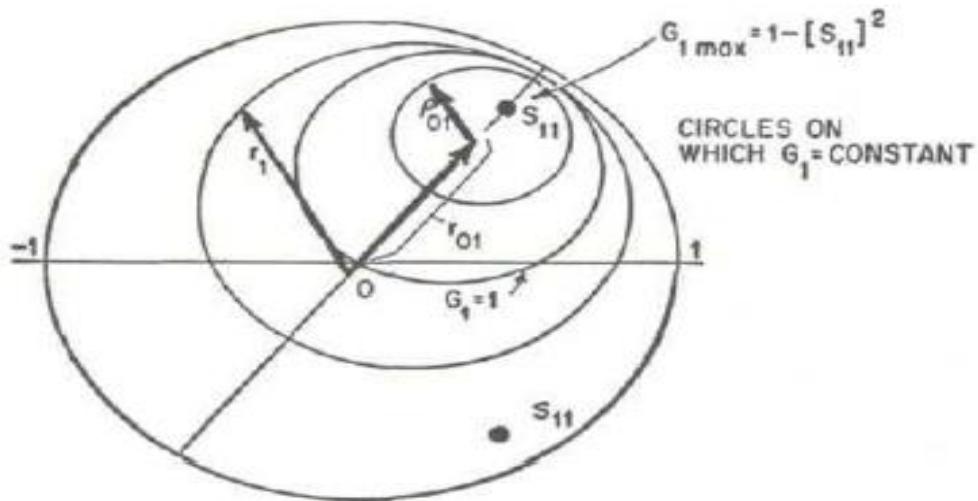
El mismo método se utiliza para determinar G_2 trazando S_{22} , S_{22}^* , círculos de ganancia constante y r_2 .

Se dan ejemplos del procedimiento de diseño con mayor detalle en Transistor Parameter Measurements, Hewlett-Packard Application Note 77-1. El procedimiento se describe en "Diseño del amplificador con parámetros S unilaterales", que comienza en la página 82.



La red de dos puertos está terminada en los puertos por impedancias que contienen resistencia y reactancia.

Las expresiones para la ganancia de potencia del transductor pueden entonces derivarse en términos de los parámetros de dispersión.



Una representación gráfica ayuda en el diseño de una etapa de amplificación.

Aquí los parámetros medidos S_{11} y S_{11}^* están trazados en un gráfico de Smith. El punto superior es S_{11}^* .

Medición de los parámetros S:

Las mediciones de los parámetros S de los transistores de pequeña señal requieren un equipo de medición bastante sensible.

La señal de entrada a menudo no puede superar los 10 milivoltios de media cuadrática. Por otra parte, se requieren amplios rangos de frecuencia, así como una operación rápida y fácil. Las recientes ventajas del equipo de medición han

proporcionado un sistema de medición rápido y preciso. Se basa en el uso de un instrumento recientemente desarrollado, el voltímetro de vector de muestreo H-P 8405A [véase la fotografía pág. 81], y de acopladores.

El voltímetro vectorial cubre un rango de frecuencias de 1 a 1.000 MHz, un rango de medición de voltaje de 100 microvoltios a escala completa y un rango de fase de $\pm 180^\circ$ con una resolución de $0,1^\circ$. Se sintoniza automáticamente por medio de un bucle de bloqueo de fase.

Se utilizan acopladores direccionales para medir los coeficientes de reflexión y las impedancias. Un acoplador direccional consiste en un par de líneas de transmisión paralelas que presentan un acoplamiento magnético y eléctrico entre ellas. Una de ellas, llamada línea principal, está conectada al generador y a la carga que se va a medir. La medición se realiza a la salida de la otra, llamada línea auxiliar. Ambas líneas están construidas para tener una impedancia característica bien definida; 50 ohmios es lo habitual.

El voltaje acoplado en la línea auxiliar consiste en componentes proporcionales al voltaje y la corriente de la línea principal. El acoplamiento está dispuesto de tal manera que ambos componentes son de igual magnitud cuando la impedancia de la carga es igual a la impedancia característica de la línea.

Los acopladores direccionales que utilizan dos líneas auxiliares en orientación inversa se llaman acopladores duales direccionales.

Una característica de la unidad es un plano de referencia móvil; el punto donde se realiza la medición física puede moverse a lo largo de la línea que conecta el acoplador con la carga desconocida. Se conecta un extensor de línea a la salida de la primera línea auxiliar.

El plano de referencia se coloca más cerca del paquete de transistores que la longitud mínima del cable utilizado con el transistor. La longitud de cable adicional se considera entonces parte de las redes de adaptación. La influencia de la longitud del plomo también se mide cambiando la ubicación del plano de referencia.

La medición del parámetro S11 se realiza cuando el instrumento se cambia a una de las dos posiciones. El cociente VB/VA es igual a la magnitud de S11. Su fase se lee directamente en el medidor 8405A. Cuando se cambia a la posición alternativa, el parámetro S21 se lee directamente del mismo cociente.

Precisión y limitaciones:

Al medir los parámetros de dispersión de pequeñas señales, no deben superarse los niveles de a-c más allá de los cuales el dispositivo se considera lineal. En una configuración de emisor a tierra o de base a tierra, la tensión de entrada se limita a unos 10 milivoltios rms como máximo (cuando se mide S11 y S21). Pueden aplicarse tensiones mucho más altas cuando se miden los parámetros S22 y S12.

En los casos inciertos, la linealidad se comprueba tomando las mismas medidas en un muestreo de varios niveles diferentes.

El sistema que se muestra es inherentemente de banda ancha. La frecuencia no está necesariamente limitada por el rango publicado de los acopladores direccionales duales. El factor de acoplamiento K cae inversamente con la frecuencia por debajo del límite de baja frecuencia de un acoplador. El factor K no aparece en el resultado mientras sea el mismo para cada puerto auxiliar. Dado que la construcción de los acopladores garantiza esto en un alto grado, las mediciones pueden hacerse a frecuencias más bajas que lo especificado para el acoplador.

La precisión de la medición del sistema depende de la precisión del voltímetro vectorial y los acopladores.

Aunque es posible hacer un cortocircuito en los planos de referencia de los transistores en cada frecuencia, no es deseable que las mediciones sean rápidas.

Por lo tanto, es importante el rastreo de banda ancha de todos los brazos auxiliares de los acopladores y el rastreo de ambos canales del voltímetro vectorial. Los errores de rastreo están dentro de unos 0,5 db de magnitud y $\pm 3^\circ$ de fase en bandas de frecuencia amplias. La precisión de la medición de las impedancias expresadas por S11 y S22 se degradan para las resistencias e impedancias que tienen un alto componente reactivo. Esto se debe a que S11 o S22 están muy cerca de la unidad. Estos casos se limitan generalmente a frecuencias más bajas.

SECCIÓN III

TÉCNICAS DE PARÁMETROS S PARA UN DISEÑO DE RED MÁS RÁPIDO Y PRECISO

Richard W. Anderson describe los parámetros S y los diagramas de flujo y luego los relaciona con conceptos más familiares como la ganancia de potencia del transductor y la ganancia de voltaje. Toma los datos de frecuencia de barrido obtenidos con un analizador de red y los usa para diseñar amplificadores. Muestra cómo calcular el error causado al asumir que el transistor es unilateral. Se discuten los diseños de los amplificadores de banda estrecha y de banda ancha. También se consideran los criterios de estabilidad.

Teoría de la red de dos puertos	3-1
Parámetros S	3-2
Definición	3-2
Relación con las ganancias de energía	3-3
Cálculos de red con parámetros de dispersión	3-3
Flujos de señales	3-4
Regla del bucle sin contacto	3-4
Ganancia de energía del transductor	3-4
Potencia absorbida por la carga	3-4
Energía disponible de la fuente	3-4
Medición de los parámetros S	3-5
Diseño del amplificador de banda estrecha	3-6
Diseño del amplificador de banda ancha	3-7
Consideraciones sobre la estabilidad y el diseño de amplificadores y osciladores de reflexión	3-9
Las relaciones de parámetros de dispersión útiles	3-11

Técnicas de parámetros S para un diseño de red más rápido y preciso

REDES LINEALES O REDES NO LINEALES

Operando con señales suficientemente pequeñas para hacer que las redes respondan de manera lineal, pueden caracterizarse completamente por parámetros medidos en los terminales de la red (puertos) sin tener en cuenta el contenido de las redes. Una vez determinados los parámetros de una red, se puede predecir su comportamiento en cualquier entorno externo, de nuevo sin tener en cuenta el contenido específico de la red. El nuevo analizador de redes de microondas descrito en el artículo que comienza en la página 2 caracteriza las redes midiendo un tipo de parámetros, los parámetros de dispersión o parámetros S.

Los parámetros S se están utilizando cada vez más en el diseño de microondas porque son más fáciles de medir y de trabajar a altas frecuencias que otros tipos de parámetros. Son conceptualmente simples, analíticamente convenientes, y capaces de proporcionar un sorprendente grado de comprensión de un problema de medición o diseño. Por estas razones, los fabricantes de transistores de alta frecuencia y otros dispositivos de estado sólido están encontrando más significativo especificar sus productos en términos de parámetros S que de cualquier otra forma. En este artículo se describe cómo los parámetros S pueden simplificar los problemas de diseño de microondas, y cómo un diseñador puede aprovechar mejor sus capacidades.

Teoría de la red de dos puertos

Aunque una red puede tener cualquier número de puertos, los parámetros de la red pueden explicarse más fácilmente si se considera una red con sólo dos puertos, un puerto de entrada y un puerto de salida, como la red que se muestra en la figura 1. Para caracterizar el rendimiento de una red de ese tipo, se puede utilizar cualquiera de varios conjuntos de parámetros, cada uno de los cuales tiene ciertas ventajas.

Cada conjunto de parámetros está relacionado con un conjunto de cuatro variables asociadas al modelo de dos puertos. Dos de esas variables representan la excitación de la red (variables independientes), y las dos restantes representan la respuesta de la red a la excitación (variables dependientes). Si la red de la Fig. 1 es excitada por las fuentes de tensión V₁ y V₂, las corrientes de la red I₁ e I₂, estarán relacionadas por las siguientes ecuaciones (suponiendo que la red se comporte linealmente):

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \quad (1)$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \quad (2)$$

En este caso, con los voltajes de los puertos seleccionados como variables independientes y las corrientes de los puertos tomadas como variables dependientes, los parámetros relacionados se denominan parámetros de admisión de cortocircuito, o parámetros y. En ausencia de información adicional,

se requieren cuatro mediciones para determinar los cuatro parámetros y_{11} , y_{21} , y_{12} e y_{22} . Cada medición se realiza con un puerto de la red excitado por una fuente de tensión mientras que el otro puerto está en cortocircuito. Por ejemplo, y_{21} , la transadmitancia hacia adelante, es la relación entre la corriente en el puerto 2 y el voltaje en el puerto 1 con el puerto 2 en cortocircuito, como se muestra en la ecuación 3.

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2 = 0} \text{(output short circuited)} \quad (3)$$

Si se hubieran elegido otras variables independientes y dependientes, la red se habría descrito, como antes, mediante dos ecuaciones lineales similares a las ecuaciones 1 y 2, con la salvedad de que las variables y los parámetros que describen sus relaciones serían diferentes. Sin embargo, todos los conjuntos de parámetros contienen la misma información sobre una red, y siempre es posible calcular cualquier conjunto en términos de cualquier otro conjunto.

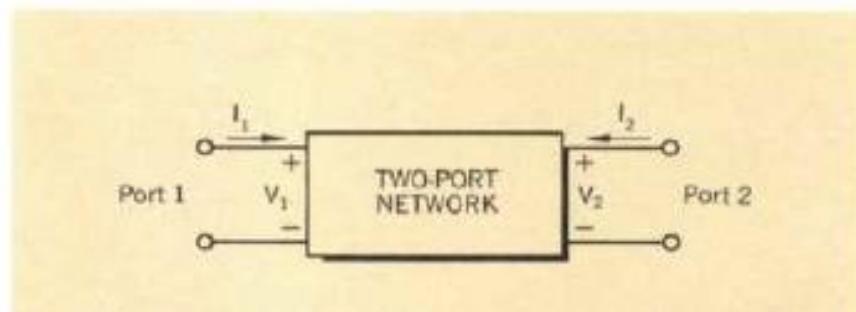


Fig. 1. Red general de dos puertos.

Parámetros S

La facilidad con que se pueden medir los parámetros de dispersión los hace especialmente adecuados para describir los transistores y otros dispositivos activos. La medición de la mayoría de los demás parámetros requiere que la entrada y la salida del dispositivo se abran sucesivamente y se pongan en cortocircuito. Esto es difícil de hacer incluso en las frecuencias de RF, donde la inductancia y la capacitancia del plomo dificultan la obtención de cortocircuitos y circuitos abiertos. A frecuencias más altas, estas mediciones suelen requerir talones de sintonía, ajustados por separado en cada frecuencia de medición, para reflejar las condiciones de cortocircuito o de circuito abierto a los terminales del dispositivo. Esto no sólo es incómodo y tedioso, sino que un talón de sintonía que desvíe la entrada o la salida puede hacer que un transistor oscile, haciendo que la medición sea difícil e inválida. Los parámetros S, por otra parte, se suelen medir con el dispositivo incrustado entre una carga de 50Ω y la fuente, y hay muy pocas posibilidades de que se produzcan oscilaciones.

Otra ventaja importante de los parámetros S proviene del hecho de que las ondas viajeras, a diferencia de los voltajes y corrientes terminales, no varían en magnitud en los puntos a lo largo de una línea de transmisión sin pérdidas. Esto significa que los parámetros de dispersión pueden medirse en un dispositivo

situado a cierta distancia de los transductores de medición, siempre que el dispositivo de medición y los transductores estén conectados por líneas de transmisión de baja pérdida.

Los parámetros de dispersión generalizada han sido definidos por K. Kurokawa. Estos parámetros describen las interrelaciones de un nuevo conjunto de variables (a_i , b_i). Las variables a_i y b_i son ondas de tensión complejas normalizadas que inciden y se reflejan en el puerto i^{th} de la red. Se definen en términos de la tensión terminal V_i , la corriente terminal I_i , y una impedancia de referencia arbitraria Z_i , como sigue:

$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_i}{2 \sqrt{|Re Z_i|}} \quad (4)$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_i^* I_i}{2 \sqrt{|Re Z_i|}} \quad (5)$$

donde el asterisco denota el complejo conjugado.

Para la mayoría de las mediciones y cálculos es conveniente asumir que la impedancia de referencia Z_i es positiva y real. Para el resto de este artículo, entonces, todas las variables y parámetros se referirán a una sola impedancia positiva real Z_0 .

En la Fig. 2 se muestran las funciones de onda utilizadas para definir los parámetros S para una red de dos puertos. Las variables independientes a_1 y a_2 son tensiones incidentes normalizadas, como se indica a continuación:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{V_1 + I_1 Z_0}{2 \sqrt{Z_0}} = \frac{\text{voltage wave incident on port 1}}{\sqrt{Z_0}} \\ &= \frac{V_{11}}{\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} a_2 &= \frac{V_2 + I_2 Z_0}{2 \sqrt{Z_0}} = \frac{\text{voltage wave incident on port 2}}{\sqrt{Z_0}} \\ &= \frac{V_{12}}{\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad (7)$$

Las variables dependientes b_1 y b_2 son voltajes reflejados normalizados:

$$b_1 = \frac{V_1 - I_1 Z_0}{2 \sqrt{Z_0}} = \frac{\text{voltage wave reflected (or emanating) from port 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (8)$$

$$b_2 = \frac{V_2 - I_2 Z_0}{2 \sqrt{Z_0}} = \frac{\text{voltage wave reflected (or emanating) from port 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (9)$$

Las ecuaciones lineales que describen la red de dos puertos son entonces:

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad (10)$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \quad (11)$$

Los parámetros S, S11, S22, S21 y S12 son:

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \begin{array}{l} \text{Input reflection coefficient with} \\ \text{the output port terminated by a} \\ \text{matched load } (Z_L = Z_o \text{ sets} \\ a_2 = 0). \end{array} \quad (12)$$

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \begin{array}{l} \text{Output reflection coefficient} \\ \text{with the input terminated by a} \\ \text{matched load } (Z_S = Z_o \text{ and} \\ V_S = 0). \end{array} \quad (13)$$

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \begin{array}{l} \text{Forward transmission (insertion)} \\ \text{gain with the output port} \\ \text{terminated in a matched load.} \end{array} \quad (14)$$

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \begin{array}{l} \text{Reverse transmission (insertion)} \\ \text{gain with the input port} \\ \text{terminated in a matched load.} \end{array} \quad (15)$$

Note que:

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\frac{V_1}{I_1} - Z_o}{\frac{V_1}{I_1} + Z_o} = \frac{Z_1 - Z_o}{Z_1 + Z_o} \quad (16)$$

Y:

$$Z_1 = Z_o \frac{(1 + s_{11})}{(1 - s_{11})} \quad (17)$$

Donde:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1}$$

es la impedancia de entrada en el puerto 1.

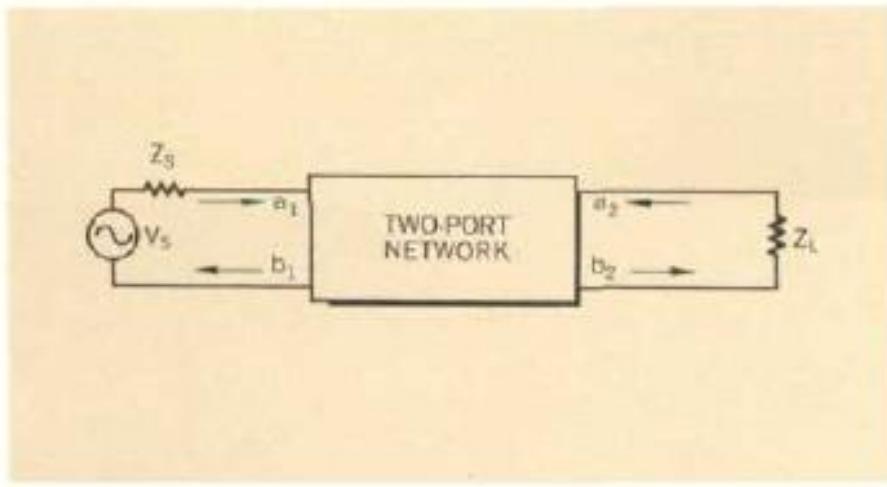


Fig. 2. Red de dos puertos que muestra las ondas incidentes (a_1, a_2) y reflejadas (b_1, b_2) utilizadas en las definiciones de los parámetros S.

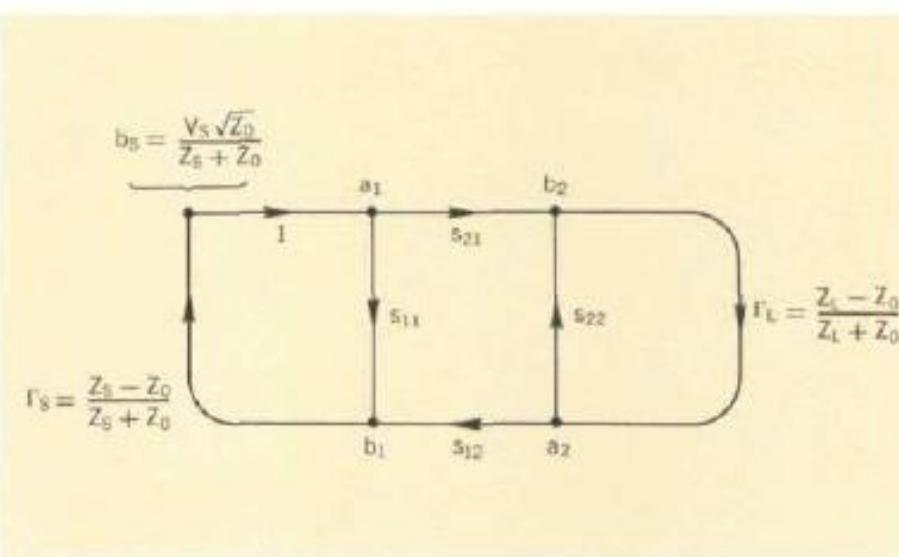


Fig. 3. Gráfico de flujo de la red de la Fig. 2.

Esta relación entre el coeficiente de reflexión y la impedancia es la base de la calculadora de líneas de transmisión de la Carta de Smith.

En consecuencia, los coeficientes de reflexión S_{11} y S_{22} pueden ser trazados en las cartas de Smith, convertidos directamente a impedancia, y fácilmente manipulables para determinar las redes de coincidencia para optimizar el diseño de un circuito.

Las ecuaciones anteriores muestran una de las importantes ventajas de los parámetros S, a saber, que son simplemente ganancias y coeficientes de reflexión, ambas cantidades familiares para los ingenieros.

En comparación, algunos de los parámetros "y" descritos anteriormente en este artículo no son tan familiares. Por ejemplo, el parámetro "y" correspondiente a la ganancia de inserción S_{21} , es la "transadmitancia hacia adelante" y_{21} , dada por

la ecuación 3. Claramente, la ganancia de inserción da, con mucho, una mayor comprensión del funcionamiento de la red.

Otra ventaja de los parámetros S surge de las simples relaciones entre las variables a_1 , a_2 , b_1 y b_2 , y varias ondas de energía:

$|a_1|^2$ = Energía incidente en la entrada de la red.

= Energía disponible de una fuente de impedancia Z_0 .

$|a_2|^2$ = Energía incidente en la salida de la red.

= Energía reflejada de la carga.

$|b_1|^2$ = Potencia reflejada desde el puerto de entrada de la red.

= Potencia disponible de una fuente Z_0 , menos la potencia entregada a la entrada de la red.

$|b_2|^2$ = Potencia reflejada o emanada de la salida de la red.

= Energía incidente en la carga.

= Potencia que entregaría a una carga Z_0 .

Por lo tanto, los parámetros S están simplemente relacionados con la ganancia de energía y la pérdida de desajuste, cantidades que a menudo son más interesantes que las funciones de voltaje correspondientes:

$|S_{11}|^2$ = Energía reflejada de la entrada de la red

Energía incidente en la entrada de la red

$|S_{22}|^2$ = Energía reflejada de la salida de la red

Energía incidente en la salida de la red

$|S_{21}|^2$ = Energía entregada a una carga Z_0

Energía disponible de la fuente Z_0

= Ganancia de potencia del transductor con Z_0 , carga y fuente

$|S_{12}|^2$ = Inversión de la ganancia de potencia del transductor con Z_0 , carga y fuente.

Cálculos de red con parámetros de dispersión

Los parámetros de dispersión resultan ser particularmente convenientes en muchos cálculos de redes. Esto es especialmente cierto para los cálculos de potencia y ganancia de potencia. Los parámetros de transferencia S_{12} y S_{21} , son una medida de la compleja ganancia de inserción, y los parámetros del punto de conducción S_{11} y S_{22} son una medida de la pérdida de desajuste de entrada y salida. Como expresiones adimensionales de la ganancia y la reflexión, los parámetros no sólo dan una clara y significativa interpretación física del rendimiento de la red, sino que también forman un conjunto natural de

parámetros para su uso con los gráficos de flujo de señales. Por supuesto, no es necesario utilizar los gráficos de flujo de señales para utilizar los parámetros S, pero los gráficos de flujo hacen que los cálculos de los parámetros S sean extremadamente simples, y se los recomiendo encarecidamente. Los gráficos de flujo serán utilizados en los ejemplos que siguen.

En un gráfico de flujo de señales cada puerto está representado por dos nodos. El nodo an representa la onda que entra en el dispositivo desde otro dispositivo en el puerto n y el nodo bn, representa la onda que sale del dispositivo en el puerto n. Los complejos coeficientes de dispersión se representan entonces como multiplicadores en las ramas que conectan los nodos dentro de la red y en las redes adyacentes. La Fig. 3 es la representación gráfica de flujo del sistema de la Fig. 2.

La Fig. 3 muestra que si el coeficiente de reflexión de la carga Γ_L , es cero ($ZL=Z_0$) sólo hay un camino que conecta b1 con a1 (las reglas del gráfico de flujo prohíben el flujo de señales en contra de la dirección de avance de una flecha de rama). Esto confirma la definición de S11:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = \Gamma_L b_2 = 0}$$

La simplificación del análisis de la red mediante gráficos de flujo resulta de la aplicación de la "regla del bucle sin contacto".

Esta regla aplica una fórmula generalizada para determinar la función de transferencia entre dos nodos cualesquiera dentro de un sistema complejo. La regla del bucle sin contacto se explica en la nota 4.

Utilizando los gráficos de flujo de parámetros de dispersión y la regla del bucle sin contacto, es fácil calcular la ganancia de potencia del transductor con una carga y fuente arbitrarias. En las siguientes ecuaciones la carga y la fuente se describen por sus coeficientes de reflexión Γ_L y Γ_S , respectivamente, referidos a la impedancia característica real Z_0 .

$$GT = \frac{\text{Energía entregada a la carga}}{\text{Energía disponible de la fuente}} = \frac{P_L}{P_{avS}}$$

$$P_L = P(\text{incidente en la carga}) - P(\text{reflejado en la carga})$$

$$= |b_z|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)$$

$$P_{avS} = \frac{|b_s|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2)}$$

$$G_T = \left| \frac{b_z}{b_s} \right|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)$$

Usando la regla del bucle sin tocar,

$$\begin{aligned}\frac{b_2}{b_8} &= \frac{s_{21}}{1 - s_{11}\Gamma_S - s_{22}\Gamma_L - s_{21}s_{12}\Gamma_L\Gamma_S + s_{11}\Gamma_S s_{22}\Gamma_L} \\ &= \frac{s_{21}}{(1 - s_{11}\Gamma_S)(1 - s_{22}\Gamma_L) - s_{21}s_{12}\Gamma_L\Gamma_S} \\ G_T &= \frac{|s_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - s_{11}\Gamma_S)(1 - s_{22}\Gamma_L) - s_{21}s_{12}\Gamma_L\Gamma_S|^2} \quad (18)\end{aligned}$$

Otros dos parámetros de interés son:

1) Coeficiente de reflexión de entrada con la terminación de salida arbitraria y $Z_s=Z_o$.

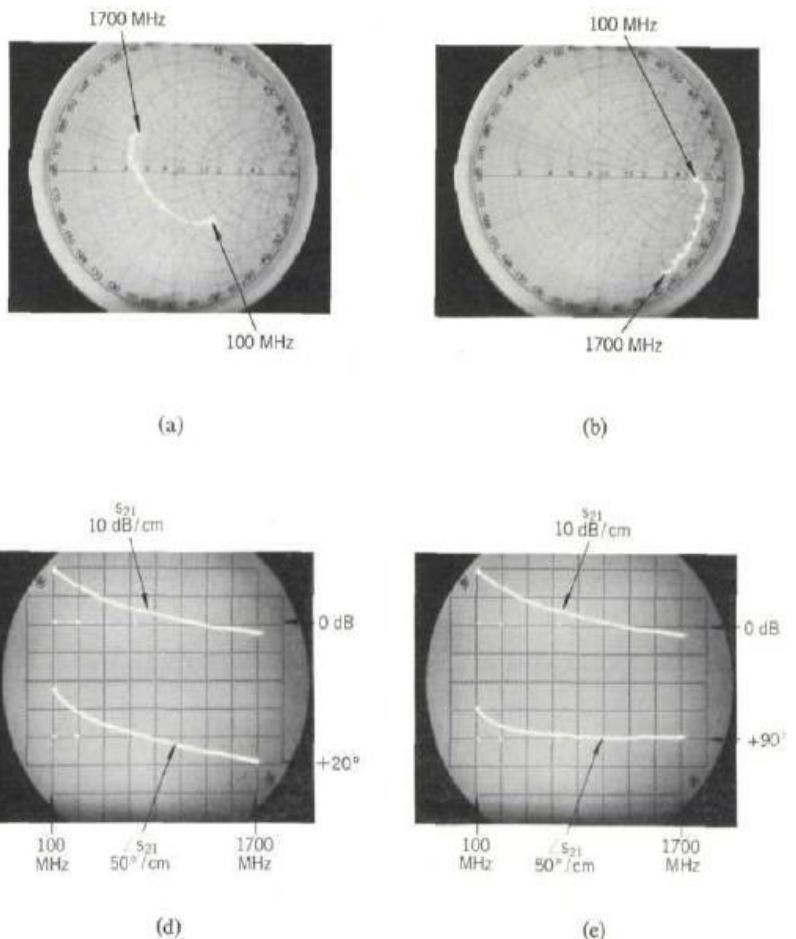
$$\begin{aligned}s'_{11} &= \frac{b_1}{a_1} = \frac{s_{11}(1 - s_{22}\Gamma_L) + s_{21}s_{12}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} \\ &= s_{11} + \frac{s_{21}s_{12}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} \quad (19)\end{aligned}$$

2) Ganancia de tensión con impedancias arbitrarias de fuente y carga

$$\begin{aligned}A_V &= \frac{V_2}{V_1} \quad V_1 = (a_1 + b_1) \sqrt{Z_o} = V_{11} + V_{r1} \\ V_2 &= (a_2 + b_2) \sqrt{Z_o} = V_{12} + V_{r2} \\ a_2 &= \Gamma_L b_2 \\ b_1 &= s'_{11} a_1 \\ A_V &= \frac{b_2(1 + \Gamma_L)}{a_1(1 + s'_{11})} = \frac{s_{21}(1 + \Gamma_L)}{(1 - s_{22}\Gamma_L)(1 + s'_{11})} \quad (20)\end{aligned}$$

En la página 23 se presenta una tabla de fórmulas para calcular muchas de las funciones de la red que se utilizan con frecuencia (ganancias de potencia, características del punto de conducción, etc.) en términos de parámetros de dispersión. También se incluyen en la tabla fórmulas de conversión entre los parámetros S y los parámetros h, y y z, que son otros conjuntos de parámetros utilizados muy a menudo para especificar los transistores a frecuencias más bajas. También se dan dos importantes cifras de mérito utilizadas para comparar los transistores, ft y fmax, y se indica su relación con los parámetros S.

Fig. 4. Parámetros S del transistor 2N3478 en configuración de emisor común, medidos por el -hp Analizador de Red Modelo 8410A, (a) S11. El círculo más exterior en la superposición de la carta de Smith corresponde a $|S_{11}| = 1$. (b) S22. Factor de escala igual que (a). (c) S12. (d) S21. (e) S21 con estiramiento de línea ajustado para eliminar el desplazamiento de fase lineal por encima de 500 MHz.



Diseño del amplificador usando parámetros de dispersión

El resto de este artículo mostrará con varios ejemplos cómo se utilizan los parámetros S en el diseño de los amplificadores de transistores y osciladores. Para evitar que la discusión esté envuelta en detalles extraños, el énfasis en estos ejemplos será sobre los métodos de diseño de parámetros S, y se omitirán las manipulaciones matemáticas siempre que sea posible.

Medición de los parámetros S

La mayoría de los problemas de diseño comenzarán con una selección tentativa de un dispositivo y la medición de sus parámetros S. La Fig. 4 es un conjunto de oscilogramas que contienen datos completos de los parámetros S para un transistor 2N3478 en la configuración de emisor común.

Estos oscilogramas son el resultado de la frecuencia de barrido de las mediciones realizadas con el nuevo analizador de redes de microondas descrito en otra parte de este número. Representan los parámetros S reales de este transistor entre 100 MHz y 1700 MHz.

En la Fig. 5, la magnitud de S21 de la Fig. 4(d) se replantea en una escala de frecuencia logarítmica, junto con datos adicionales en S21 por debajo de 100 MHz, medido con un voltímetro vectorial.

La magnitud de S₂₁ es esencialmente constante hasta 125 MHz, y luego rueda con una pendiente de 6 dB/octava. El ángulo de fase de S₂₁, como se ve en la Fig. 4(d), varía linealmente con la frecuencia por encima de unos 500 MHz. Mediante el ajuste de un extensor de línea calibrado en el analizador de red, se introdujo un desplazamiento de fase lineal compensatorio, y se obtuvo la curva de fase de la Fig. 4(e). Para pasar de la curva de fase de la Fig. 4(d) a la de la Fig. 4(e) se necesitaban 3,35 cm de línea, lo que equivale a un retraso de tiempo puro de 112 picosegundos.

Tras la eliminación de la componente de retardo constante, o de fase lineal, el ángulo de fase de S₂₁ para este transistor [Fig. 4(e)] varía de 180° en CC a +90° en altas frecuencias, pasando por +135° a 125 MHz, el punto de -3 dB de la curva de magnitud. En otras palabras, S₂₁ se comporta como un solo polo en el dominio de la frecuencia, y es posible escribir una expresión cerrada para él. Esta expresión es:

$$S_{21} = \frac{-S_{210} e^{-j\omega T_0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (21)$$

Donde:

$$T_0 = 112 \text{ ps}$$

$$\omega = 2\pi f$$

$$\omega_0 = 2\pi \times 125 \text{ MHz}$$

$$S_{210} = 11.2 = 21 \text{ dB}$$

La demora $T_0 = 112 \text{ ps}$ se debe principalmente al tiempo de tránsito de los portadores minoritarios (electrones) a través de la base de este transistor npn.

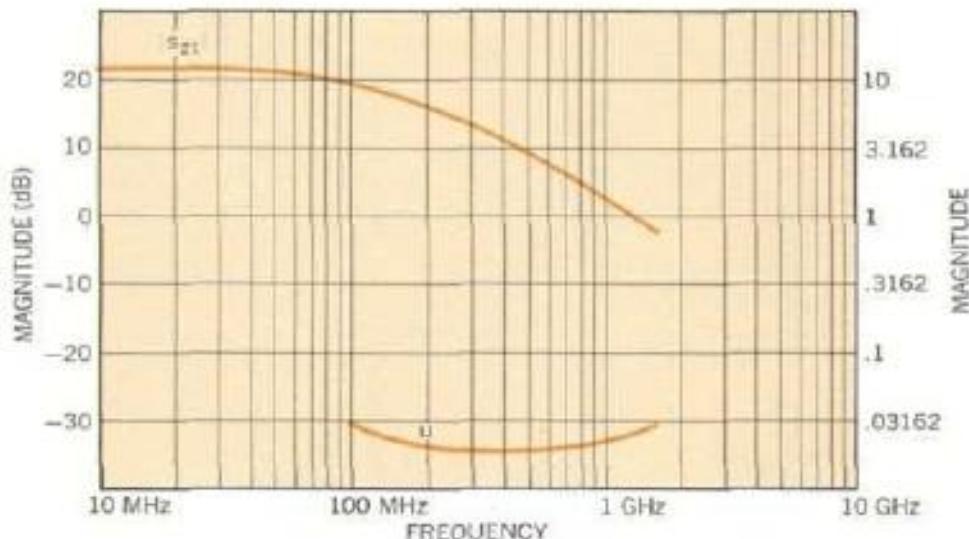


Fig. 5. Curva superior: |S₂₁| de la Fig. 4 replicada en la escala de frecuencia logarítmica. Datos por debajo de 100 MHz medidos con el voltímetro vectorial - hp- 8405A. Curva inferior: figura de mérito unilateral, calculada a partir de los parámetros S (véase el texto).

Diseño del amplificador de banda estrecha

Supongamos ahora que este transistor 2N3478 se va a utilizar en un amplificador simple, que funciona entre una fuente de 50Ω y una carga de 50Ω , y que se optimiza para la ganancia de potencia a 300 MHz mediante redes de adaptación de entrada y salida sin pérdidas. Dado que la ganancia inversa S_{12} para este transistor es bastante pequeña - 50 dB menor que la ganancia hacia adelante S_{21} , según la Fig. 4 - existe la posibilidad de que pueda ser descuidada. Si esto es así, el problema de diseño será mucho más sencillo, porque al establecer S_{12} igual a cero, las ecuaciones de diseño serán mucho menos complicadas.

Para determinar cuánto error se introducirá suponiendo $S_{12} = 0$, el primer paso es calcular la cifra unilateral de mérito u , utilizando la fórmula dada en la tabla de la pág. 23, es decir:

$$u = \frac{|S_{11}S_{12}S_{21}S_{22}|}{|(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)|} . \quad (22)$$

En la Fig. 5 se muestra una gráfica de u en función de la frecuencia, calculada a partir de los parámetros medidos. Ahora bien, si G_{Tu} es la ganancia de potencia del transductor con $S_{12} = 0$ y G_T es la ganancia de potencia real del transductor, el error máximo introducido al utilizar G_{Tu} en lugar de G_T viene dado por la siguiente relación:

$$\frac{1}{(1 + u)^2} < \frac{G_T}{G_{Tu}} < \frac{1}{(1 - u)^2} . \quad (23)$$

En la Fig. 5, el valor máximo de u es alrededor de 0,03, por lo que el error máximo en este caso resulta ser de unos $\pm 0,25$ dB a 100 MHz. Esto es lo suficientemente pequeño como para justificar la suposición que $S_{12} = 0$.

Por cierto, una pequeña ganancia inversa, o factor de retroalimentación, S_{12} , es una propiedad importante y deseable para un transistor, por razones diferentes a las que simplifica el diseño del amplificador.

Un pequeño factor de retroalimentación significa que las características de entrada del amplificador completo serán independientes de la carga, y la salida será independiente de la impedancia de la fuente.

En la mayoría de los amplificadores, el aislamiento de la fuente y la carga es una consideración importante.

Volviendo ahora al diseño del amplificador, la expresión unilateral para la ganancia de potencia del transductor, obtenida ya sea fijando $S_{12} = 0$ en la ecuación 18 o mirando en la tabla de la pág. 23, es:

$$G_{Tu} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_s|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} . \quad (24)$$

Cuando $|S_{11}|$ y $|S_{22}|$ son ambos menores de uno, como lo son en este caso, el máximo GTu se produce para $\Gamma_s = S^{*11}$ y $\Gamma_L = S^{*22}$ (tabla, pág. 23).

El siguiente paso en el diseño es sintetizar las redes de adaptación que transformarán las impedancias de carga y de fuente de 50Ω en las impedancias correspondientes a los coeficientes de reflexión de S^{*11} y S^{*22} , respectivamente. Dado que se trata de un amplificador de una sola frecuencia, las redes de adaptación no tienen por qué ser complicadas. Las redes sencillas de condensadores en serie e inductores en derivación no sólo harán el trabajo, sino que también proporcionarán un medio práctico de polarizar el transistor - a través del inductor - y de aislar la polarización de CC de la carga y la fuente.

Los valores de L y C que se utilizarán en las redes de adaptación se determinan utilizando el gráfico de Smith de la Fig. 6. En primer lugar, se trazan los puntos correspondientes a S_{11} , S^{*11} , S_{22} y S^{*22} a 300 MHz. Cada punto representa la punta de un vector que se aleja del centro de la carta, su longitud es igual a la magnitud del coeficiente de reflexión que se está trazando, y su ángulo es igual a la fase del coeficiente. A continuación, se encuentra una combinación de círculos de resistencia constante y de conductividad constante que se alejan del centro del gráfico, representando 50Ω , a S^{*11} y S^{*22} . Los círculos de la Carta de Smith son círculos de resistencia constante; la reactancia capacitiva en serie creciente mueve un punto de impedancia en sentido contrario a las agujas del reloj a lo largo de estos círculos. En este caso, el círculo que se utilizará para encontrar la serie C es el que pasa por el centro de la carta, como se muestra en la línea continua de la Fig. 6.

La creciente susceptancia inductiva de la derivación mueve los puntos de impedancia en el sentido de las agujas del reloj a lo largo de círculos de conductividad constante. Estos círculos son como los círculos de resistencia constante, pero están en otra Carta de Smith, esta es sólo el reverso de la de la Fig. 6. Los círculos de conductividad constante para la derivación L pasan por el punto más a la izquierda de la carta en lugar del punto más a la derecha. Los círculos a utilizar son los que pasan por S^{*11} y S^{*22} , como se muestra en las líneas discontinuas de la Fig. 6.

Una vez localizados estos círculos, los valores normalizados de L y C necesarios para las redes de coincidencia se calculan a partir de las lecturas tomadas de las escalas de reactancia y susceptancia de las Cartas de Smith. La reactancia o susceptancia de cada elemento es la diferencia entre las lecturas de las escalas en los dos puntos finales de un arco circular. Qué arco corresponde a qué elemento se indica en la Fig. 6. El grabado final y los valores de los elementos, normalizados y no normalizados, se muestran en la Fig. 7.

Diseño del amplificador de banda ancha

El diseño de un amplificador de banda ancha, es decir, uno que tenga una ganancia casi constante en una gama de frecuencias prescritas, es cuestión de rodear un transistor con elementos externos para compensar la variación de la ganancia hacia adelante $|S_{21}|$ con la frecuencia. Esto puede hacerse de dos

maneras: primero, retroalimentación negativa, o segundo, desajuste selectivo de los circuitos de entrada y salida. Usaremos el segundo método. Cuando se utiliza la retroalimentación, normalmente es conveniente convertir a los parámetros y- o z (para la retroalimentación en derivación o en serie, respectivamente) utilizando las ecuaciones de conversión que se dan en la tabla, pág. 24, y una computadora digital.

La ecuación 24 para la ganancia de potencia del transductor unilateral puede ser factorizada en tres partes:

$$G_{Tu} = G_0 G_1 G_2$$

Donde:

$$G_0 = |S_{21}|^2$$

$$G_1 = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2}$$

$$G_2 = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} .$$

Cuando se diseña un amplificador de banda ancha por desajuste selectivo, las contribuciones de ganancia de G1 y G2 se varían para compensar las variaciones de $G_0 = |S_{21}|^2$ con la frecuencia.

Supongamos que el transistor 2N3478, cuyos parámetros S se muestran en la Fig. 4, se utiliza en un amplificador de banda ancha que tiene una ganancia constante de 10 dB en un rango de frecuencia de 300 MHz a 700 MHz. El amplificador debe ser impulsado desde una fuente de 50Ω y debe impulsar una carga de 50Ω . Según la figura 5,

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 &= 13 \text{ dB at } 300 \text{ MHz} \\ &= 10 \text{ dB at } 450 \text{ MHz} \\ &= 6 \text{ dB at } 700 \text{ MHz} . \end{aligned}$$

Para realizar un amplificador con una ganancia constante de 10 dB, hay que encontrar redes de adaptación de fuente y carga que disminuyan la ganancia en 3 dB a 300 MHz, dejen la misma en 450 MHz, y aumenten la ganancia en 4 dB a 700 MHz.

Aunque en el caso general se diseñaría tanto una red de adaptación de fuente como una red de adaptación de carga, G_{1max} (es decir, G_1 para $\Gamma_s = S^{*}11$) para este transistor es inferior a 1 dB sobre las frecuencias de interés, lo que significa que hay poco que ganar con la adaptación de la fuente. Por consiguiente, para este ejemplo, sólo se diseñará una red de adaptación de carga.

Los procedimientos para diseñar redes de coincidencia de fuentes son idénticos a los utilizados para diseñar redes de coincidencia de carga.

El primer paso en el diseño es trazar $S^{*}22$ sobre el rango de frecuencias requerido en la Carta de Smith, Fig. 8. A continuación, se dibuja un conjunto de círculos de ganancia constante. Cada círculo se dibuja para una sola frecuencia; su centro está en una línea entre el centro de la Carta de Smith y el punto que representa $S^{*}22$ en esa frecuencia. La distancia desde el centro de la Carta de Smith hasta el centro del círculo de ganancia constante viene dada por (estas ecuaciones también aparecen en la tabla, pág. 23):

$$r_2 = \frac{g_2 |S_{22}|}{1 - |S_{22}|^2(1 - g_2)}$$

Donde:

$$g_2 = \frac{G_2}{G_{2\max}} = G_2(1 - |S_{22}|^2).$$

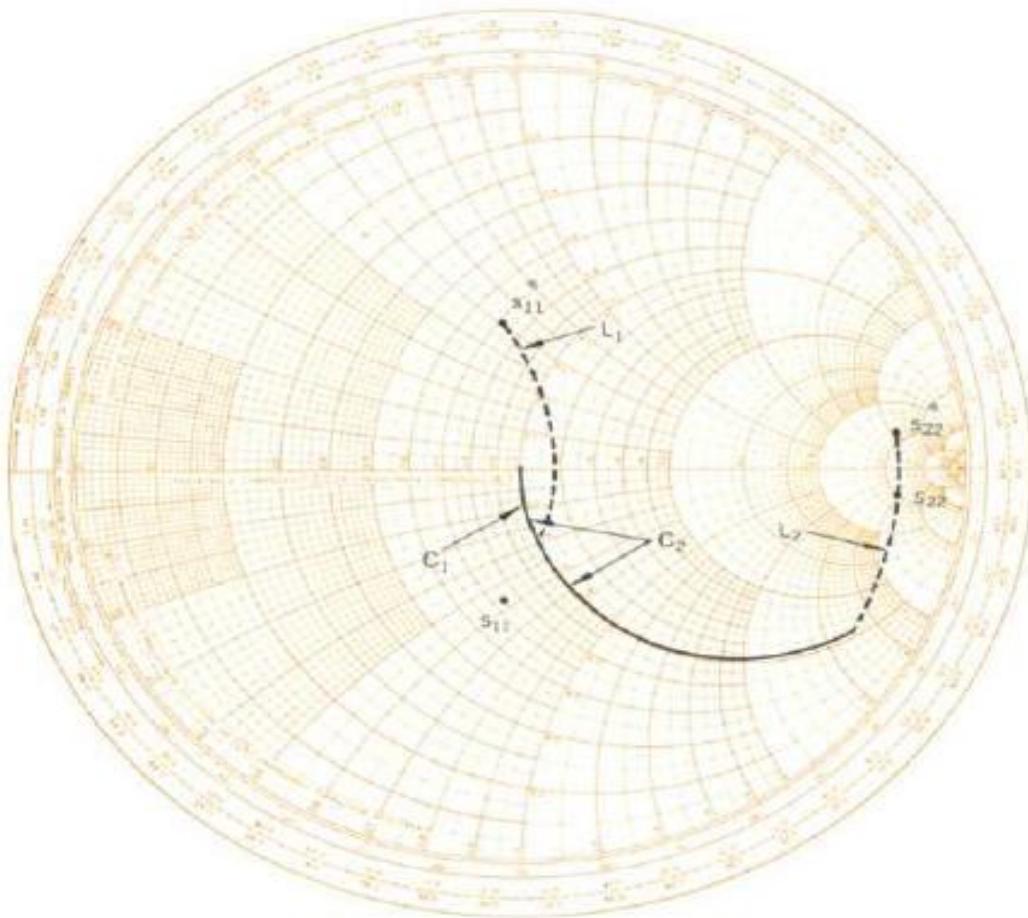


Fig. 6. Gráfico de Smith para el ejemplo de diseño de un amplificador de 300 MHz.

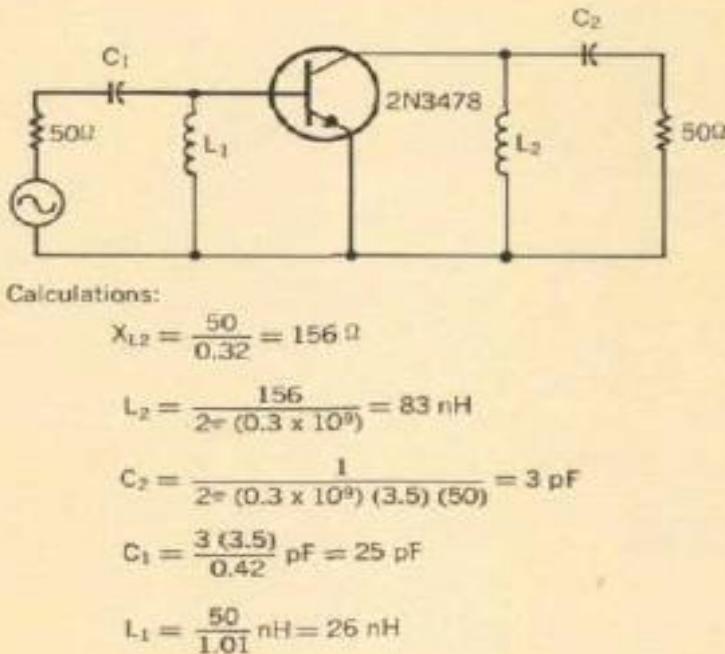


Fig. 7. Amplificador de 300 MHz con redes de adaptación para obtener la máxima ganancia de potencia.

El radio del círculo de ganancia constante es:

$$\rho_2 = \frac{\sqrt{1 - g_2}(1 - |S_{22}|^2)}{1 - |S_{22}|^2(1 - g_2)}.$$

Para este ejemplo, se dibujarán tres círculos, uno para $G_2 = -3 \text{ dB}$ a 300 MHz, uno para $G_2 = 0 \text{ dB}$ a 450 MHz, y uno para $G_2 = +4 \text{ dB}$ a 700 MHz. Puesto que para este transistor es constante a 0,85 en la gama de frecuencias [véase la Fig. 4(b)], $G_{2\max}$ para los tres círculos es $(0,278)^{-1}$, o sea 5,6 dB.

Los tres círculos de ganancia constante se indican en la Fig. 8.

La red de adaptación necesaria debe transformar el centro de la Carta de Smith, que representa 50Ω , en algún punto del círculo de -3 dB a 300 MHz, en algún punto del círculo de 0 dB a 450 MHz, y en algún punto del círculo de +4 dB a 700 MHz. Sin duda hay muchas redes que harán esto. Una que es satisfactoria es una combinación de dos inductores, uno en derivación y otro en serie, como se muestra en la Fig. 9.

Los elementos en derivación y en serie mueven los puntos de impedancia en la Carta de Smith a lo largo de círculos de conductividad constante y de resistencia constante, como expliqué en el ejemplo de diseño de banda estrecha que precedió a este ejemplo de banda ancha. La inductancia de la derivación

transforma la carga de 50Ω a lo largo de un círculo de conductancia constante y susceptancia inductiva variable (con frecuencia). El inductor en serie transforma la combinación de la carga de 50Ω y la inductancia shunt a lo largo de círculos de resistividad constante y reactancia inductiva variable.

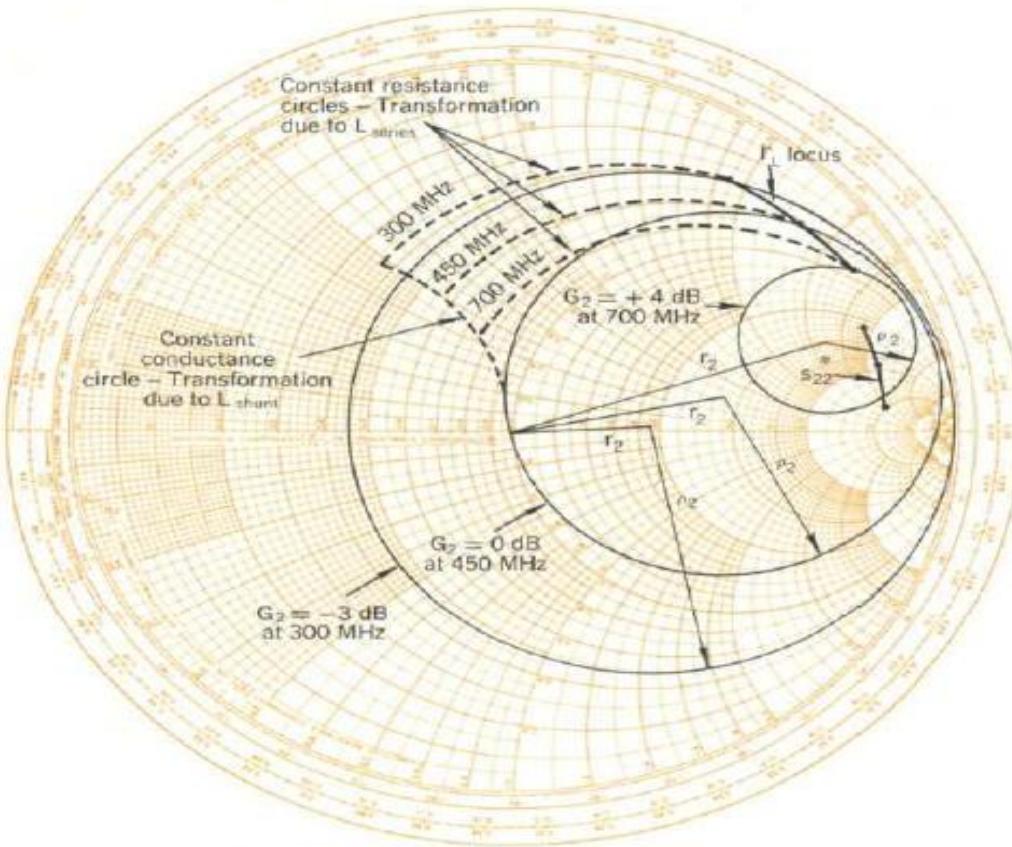


Fig. 8. Gráfico de Smith para el ejemplo de diseño de un amplificador de banda ancha.

La optimización de los valores de la derivación y la serie L es un proceso de corte e intento para ajustar estos elementos de manera que

- la reflexión de la carga transformada termine en el círculo de ganancia derecho en cada frecuencia, y
- el componente de susceptancia disminuya con la frecuencia y el componente de reactancia aumente con la frecuencia.

(Esta regla se aplica a los inductores; los condensadores se comportarían de la manera opuesta.)

Una vez que se han encontrado los círculos apropiados de conductividad constante y resistencia constante, las reactancias y susceptancias de los elementos pueden leerse directamente de la Carta de Smith. Entonces se calculan los valores de los elementos, igual que en el diseño de banda estrecha.

La figura 10 es un diagrama esquemático del amplificador de banda ancha completo, con valores de elementos no normalizados.

Consideraciones sobre la estabilidad y el diseño de los amplificadores y osciladores de reflexión

Cuando la parte real de la impedancia de entrada de una red es negativa, el correspondiente coeficiente de reflexión de entrada (ecuación 17) es mayor que uno, y la red puede utilizarse como base para dos importantes tipos de circuitos, los amplificadores de reflexión y los osciladores. Un amplificador de reflexión (Fig. 11) puede realizarse con un circulador -un dispositivo de tres puertos no recíprocos- y un dispositivo de resistencia negativa. El circulador se utiliza para separar la onda incidente (de entrada) de la onda mayor reflejada por el dispositivo de resistencia negativa. Teóricamente, si el circulador es perfecto y tiene una impedancia característica real positiva Z_0 , se puede construir un amplificador con ganancia infinita seleccionando un dispositivo de resistencia negativa cuya impedancia de entrada tiene una parte real igual a $-Z_0$ y una parte imaginaria igual a cero (la parte imaginaria se puede poner igual a cero mediante la sintonización, si es necesario).

Los amplificadores, por supuesto, no deben oscilar, ya sean amplificadores de reflexión o de otro tipo.

Existe un criterio conveniente basado en los parámetros de dispersión para determinar si un dispositivo es estable o potencialmente inestable con determinadas impedancias de fuente y carga. Remitiéndose de nuevo al gráfico de flujo de la Fig. 3, la relación entre la onda de tensión reflejada b_1 y la onda de tensión de entrada b_s es:

$$\frac{b_1}{b_s} = \frac{s'_{11}}{1 - \Gamma_s s'_{11}}$$

donde S'_{11} es el coeficiente de reflexión de entrada con $\Gamma_s = 0$ (es decir, $Z_s = Z_0$) y una impedancia de carga arbitraria Z_L , como se denunció en la ecuación 19.

Si a alguna frecuencia

$$\Gamma_s s'_{11} = 1 \quad (25)$$

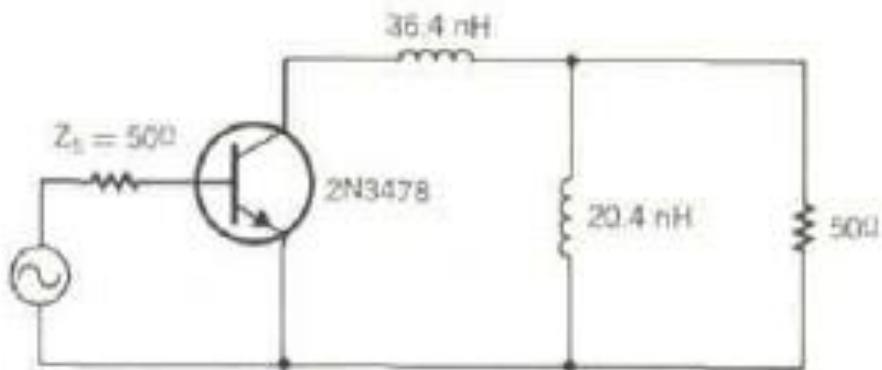
el circuito es inestable y oscilará en esa frecuencia. Por otra parte, si

$$|s'_{11}| < \left| \frac{1}{\Gamma_s} \right|$$

el dispositivo es incondicionalmente estable y no oscilará, cualquiera que sea el ángulo de fase de Γ_s .



Fig. 9. La combinación de inductancias en serie y en derivación es una red de adaptación adecuada para el amplificador de banda ancha.



Cálculos de inductancia:

De los datos de 700 MHz:

$$\frac{j\omega L_{parallel}}{Z_0} = j(3.64 - 0.44) = j3.2$$

$$L_{parallel} = \frac{(3.2)(50)}{2\pi(0.7)} \text{nH} = 36.4 \text{nH}$$

De los datos de 300 MHz:

$$\frac{Z_0}{j\omega L_{shunt}} = -j1.3$$

$$L_{shunt} = \frac{50}{(1.3)(2\pi)(0.3)} = 20.4 \text{nH}$$

Fig. 10. Amplificador de banda ancha con constante de 10 dB de 300 MHz a 700 MHz.

Fig. 11. El amplificador de reflexión consiste en un circulador y un transistor con resistencia de entrada negativa.

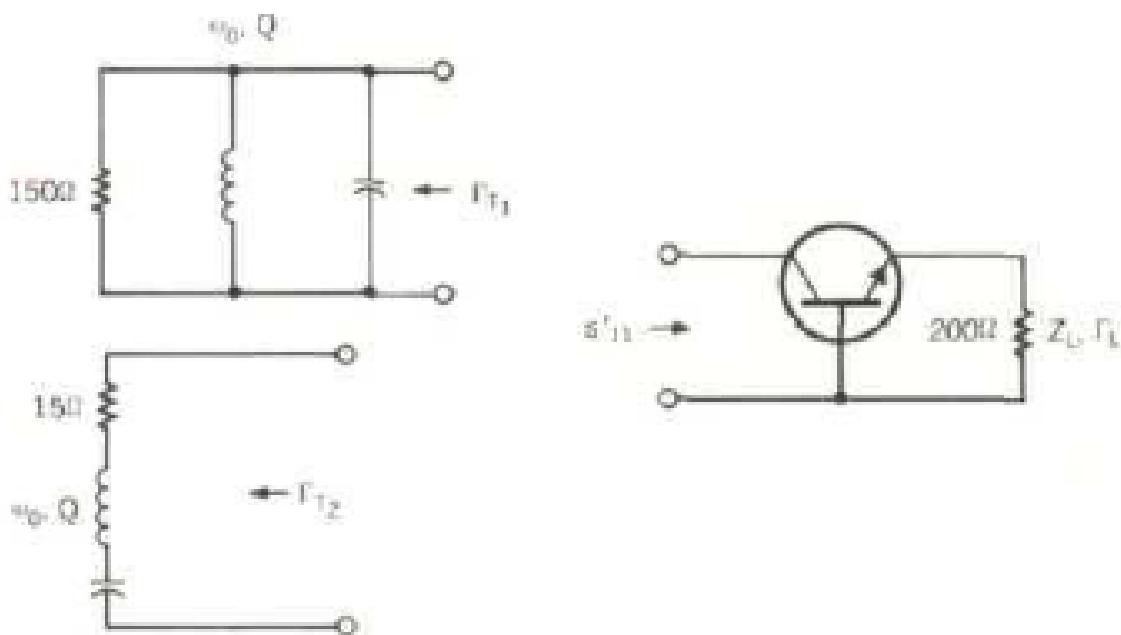
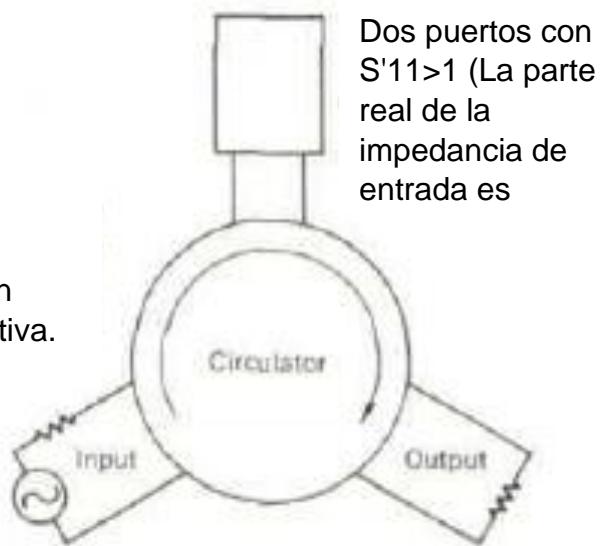


Fig. 12. El oscilador a transistores está diseñado eligiendo el circuito del tanque de tal manera que $\Gamma TS'11 = 1$.

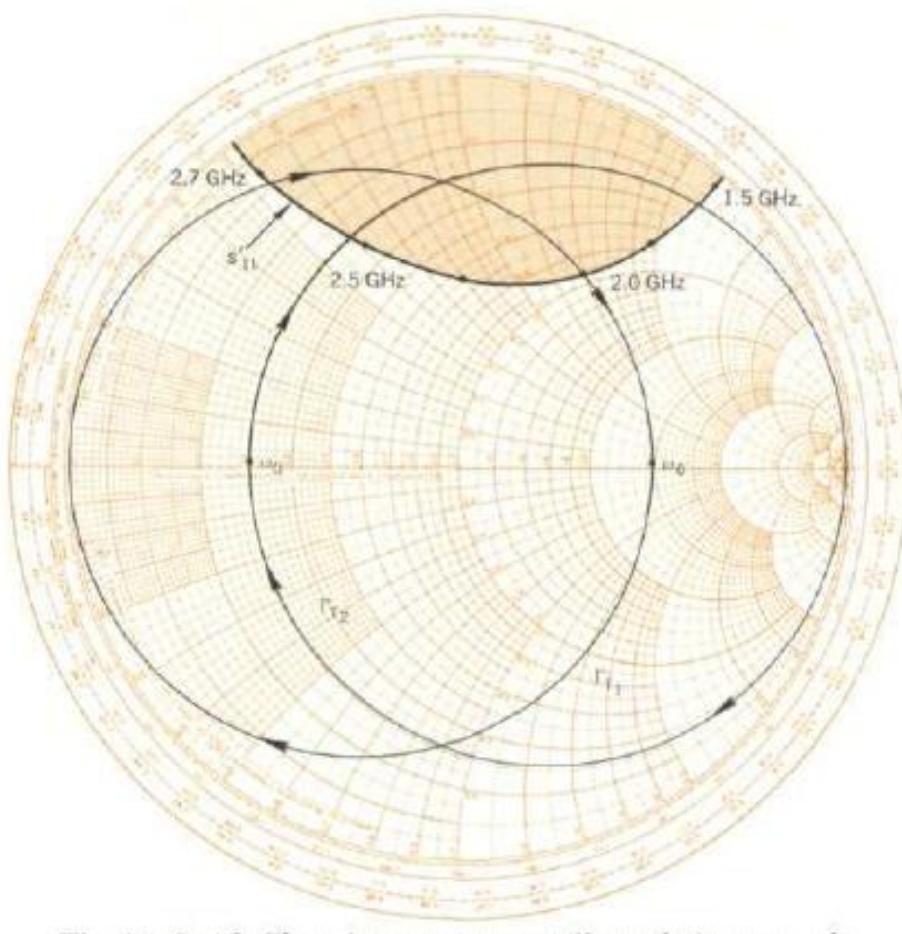


Fig. 13. Gráfico de Smith para el ejemplo de diseño de un oscilador de transistor.

Como ejemplo de cómo se aplican estos principios de estabilidad en los problemas de diseño, considérese el diseño del oscilador de transistores ilustrado en la Fig. 12. En este caso el coeficiente de reflexión de entrada $S'11$ es el coeficiente de reflexión mirando hacia el circuito colector, y el coeficiente de reflexión de 'fuente' Γ_s es uno de los dos coeficientes de reflexión del circuito tanque, Γ_{T1} o Γ_{T2} . De la ecuación 19,

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}$$

Para hacer que el transistor oscile, $S'11$ y Γ_s deben ser ajustados para que satisfagan la ecuación 25. Hay cuatro pasos en el procedimiento de diseño:

- Medir los cuatro parámetros de dispersión del transistor como funciones de la frecuencia.
- Elegir un coeficiente de reflexión de la carga Γ_L que haga $S'11$ más grande que la unidad. En general, también puede tomar un elemento de retroalimentación externa que aumenta $S_{12} S_{21}$ para hacer $S'11$ más grande que uno.

-Poner un gráfico de Smith. (Si el nuevo analizador de red se utiliza para medir los parámetros S del transistor, 1/S'11 puede medirse directamente invirtiendo las conexiones de referencia y canal de prueba entre la unidad de prueba de reflexión y el convertidor de frecuencia armónico. La pantalla polar con una superposición de cartas de Smith dará entonces el trazado deseado inmediatamente).

-Conectar el circuito de tanque en serie o en paralelo al circuito colector y ajustarlo de manera que ΓT_1 o ΓT_2 sea lo suficientemente grande como para satisfacer la ecuación 25 (el coeficiente de reflexión del circuito del tanque desempeña el papel de ΓS en esta ecuación).

La Fig. 13 muestra un gráfico de Smith de 1/S'11 para un transistor de alta frecuencia en la configuración de base común.

La impedancia de carga Z_L es de 200Ω , lo que significa que ΓL referida a 50Ω es de 0,6. Los coeficientes de reflexión ΓT_1 y ΓT_2 también se grafican como funciones de las frecuencias resonantes de los dos circuitos del tanque. Las oscilaciones ocurren cuando el lugar de ΓT_1 o ΓT_2 pasa a través de la región sombreada. Así, este transistor oscilaría de 1,5 a 2,5 GHz con un circuito sintonizado en serie y de 2,0 a 2,7 GHz con un circuito sintonizado en paralelo.

-Richard W. Anderson

Lectura adicional en los parámetros S

Además de los artículos mencionados en las notas a pie de página del artículo, los siguientes artículos y libros contienen información en procedimientos de diseño de parámetros S y gráficos de flujo.

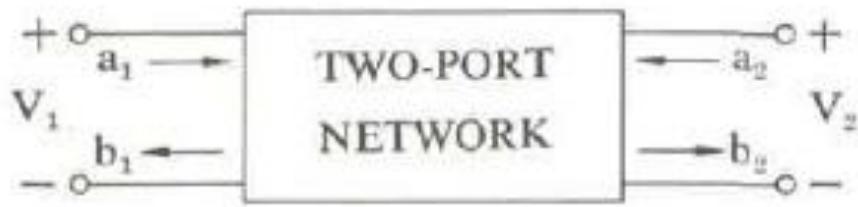
—F. Weinert, 'Scattering Parameters Speed Design of High-Frequency Transistor Circuits; Electronics, Vol. 39, No.18, Sept. 5, 1966.

—G. Fredricks, 'How to Use S-Parameters for Transistor Circuit Design; EEE, Vol. 14, No. 12, Dec., 1966.

—D. C. Youla, 'On Scattering Matrices Normalized to Complex Port Numbers; Proc. IRE, Vol. 49, No. 7, July, 1961.

—J. G. Linvill and J. E Gibbons, 'Transistors and Active Circuits; McGraw-Hill, 1961. (No s-parameters, but good treatment of Smith Chart design methods).

Dispersión útil
Relaciones de parámetros



$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2$$

Coeficiente de reflexión de entrada con ZL arbitrario:

$$s'_{11} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L}$$

Coeficiente de reflexión de salida con ZS arbitrario:

$$s'_{22} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S}$$

Ganancia de tensión con ZL y ZS arbitrarias:

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} = \frac{s_{21}(1 + \Gamma_L)}{(1 - s_{22}\Gamma_L)(1 + s'_{11})}$$

Ganancia de potencia = Energía entregada a la carga

Entrada de energía a la red

$$G = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |S_{11}|^2) + |\Gamma_L|^2 (|S_{22}|^2 - |D|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_L N)}$$

Ganancia de energía disponible = Energía disponible en la red

Energía disponible de la fuente

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{(1 - |S_{22}|^2) + |\Gamma_S|^2 (|S_{11}|^2 - |D|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_S M)}$$

Ganancia de potencia del transductor = Potencia suministrada a la carga

Energía disponible de la fuente

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_S|^2}$$

Ganancia de potencia del transductor unilateral ($S_{12} = 0$):

$$\begin{aligned} G_{Tu} &= \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \\ &= G_0 G_1 G_2 \\ G_0 &= |S_{21}|^2 \\ G_1 &= \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \\ G_2 &= \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \end{aligned}$$

Máxima ganancia de energía del transductor unilateral cuando $|S_{11}| < 1$ y $|S_{22}| < 1$:

$$\begin{aligned} G_u &= \frac{|S_{21}|^2}{|(1 - |S_{11}|^2) (1 - |S_{22}|^2)|} \\ &= G_0 G_{1 \max} G_{2 \max} \\ G_{i \max} &= \frac{1}{1 - |S_{ii}|^2} \quad i = 1, 2 \end{aligned}$$

Este máximo alcanzado para $\Gamma_S = S^{*11}$ y $\Gamma_L = S^{*22}$.

Círculos de Ganancia Constante (Caso unilateral: $S_{12} = 0$)

-El centro del círculo de ganancia constante está en la línea entre el centro de la Carta de Smith y el punto que representa S^*11 .

-distancia del centro del círculo del centro de la Carta de Smith:

$$r_i = \frac{g_i |s_{11}|}{1 - |s_{11}|^2 (1 - g_i)}$$

-radio de círculo:

$$\rho_i = \frac{\sqrt{1 - g_i} (1 - |s_{11}|^2)}{1 - |s_{11}|^2 (1 - g_i)}$$

Donde $i = 1, 2$

$$\text{and } g_i = \frac{G_i}{G_{i \max}} = G_i (1 - |s_{ii}|^2)$$

Figura de mérito unilateral

$$u = \frac{|s_{11}s_{22}s_{12}s_{21}|}{|(1 - |s_{11}|^2)(1 - |s_{22}|^2)|}$$

Límites de error en el cálculo de la ganancia unilateral

$$\frac{1}{(1 + u^2)} < \frac{G_T}{G_{Tu}} < \frac{1}{(1 - u^2)}$$

Condiciones para la estabilidad absoluta:

Ninguna fuente o carga pasiva hará que la red oscile si a, b y c están todas satisfechas.

- a. $|s_{11}| < 1, |s_{22}| < 1$
- b. $\left| \frac{|s_{12}s_{21}| - |M^*|}{|s_{11}|^2 - |D|^2} \right| > 1$
- c. $\left| \frac{|s_{12}s_{21}| - |N^*|}{|s_{22}|^2 - |D|^2} \right| > 1$

Condición para que una red de dos puertos se pueda emparejar simultáneamente con una fuente y carga real positiva:

$$K > 1 \text{ or } C < 1$$

C = Linvill C factor

Factor C de Linvill:

$$C = K^{-1}$$

$$K = \frac{1 + |D|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2 |s_{12}s_{21}|}$$

Fuente y carga de la coincidencia simultánea:

$$\Gamma_{mS} = M^* \left[\frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4 |M|^2}}{2 |M|^2} \right]$$

$$\Gamma_{nL} = N^* \left[\frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 |N|^2}}{2 |N|^2} \right]$$

Donde: $B_1 = 1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |D|^2$

$$B_2 = 1 + |s_{22}|^2 - |s_{11}|^2 - |D|^2$$

Máxima ganancia de energía disponible

If $K > 1$,

$$G_{A \text{ max}} = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \right|$$

$$K = C^{-1}$$

C = Linvill C Factor

(Use el signo menos cuando B1 es positivo, y el signo más cuando B1 es negativo. Para la definición de B1 ver "Fuente y carga para la coincidencia simultánea; en otra parte de esta tabla").

$$D = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$$

$$M = s_{11} - D s^*_{22}$$

$$N = s_{22} - D s^*_{11}$$

s-parameters in terms of h-, y-, and z-parameters	h-, y-, and z-parameters in terms of s-parameters
$s_{11} = \frac{(z_{11} - 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{11} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{12} = \frac{2z_{12}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{12} = \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{21} = \frac{2z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{21} = \frac{2s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{22} = \frac{(z_{11} + 1)(z_{22} - 1) - z_{12}z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{22} = \frac{(1 + s_{22})(1 - s_{11}) + s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{11} = \frac{(1 - y_{11})(1 + y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{11} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{12} = \frac{-2y_{12}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{12} = \frac{-2s_{12}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{21} = \frac{-2y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{22} = \frac{(1 + y_{11})(1 - y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{22} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{11} = \frac{(h_{11} - 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{11} = \frac{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$
$s_{12} = \frac{2h_{12}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{12} = \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$
$s_{21} = \frac{-2h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$
$s_{22} = \frac{(1 + h_{11})(1 - h_{22}) + h_{12}h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{22} = \frac{(1 - s_{22})(1 - s_{11}) - s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$

The h-, y-, and z-parameters listed above are all normalized to Z_0 . If h' , y' , and z' are the actual parameters, then

$z_{11}' = z_{11}Z_0$	$y_{11}' = \frac{y_{11}}{Z_0}$	$h_{11}' = h_{11}Z_0$
$z_{12}' = z_{12}Z_0$	$y_{12}' = \frac{y_{12}}{Z_0}$	$h_{12}' = h_{12}$
$z_{21}' = z_{21}Z_0$	$y_{21}' = \frac{y_{21}}{Z_0}$	$h_{21}' = h_{21}$
$z_{22}' = z_{22}Z_0$	$y_{22}' = \frac{y_{22}}{Z_0}$	$h_{22}' = \frac{h_{22}}{Z_0}$

Parámetros de frecuencia del transistor:

f_t = frecuencia a la que $|h_{fe}|$

= $|h_{21}$ para la configuración del emisor común| = 1

f_{max} = frecuencia a la que $G_{Amax} = 1$

SECCIÓN IV

COMBINAR LOS PARÁMETROS S CON EL TIEMPO COMPARTIDO

Este artículo describe cómo se utilizaron los parámetros S en conjunto con una pequeña computadora de tiempo compartido para el diseño de circuitos amplificadores de película delgada. LesBesser describe con claro detalle cómo abordó el problema tanto desde el punto de vista de los circuitos como de la programación.

Aprovechó el hecho de que un conjunto de parámetros puede ser usado para calcular otro conjunto. Las numerosas transiciones entre los parámetros s, y, z, y x se hicieron fácilmente en el pequeño ordenador. Finalmente muestra cómo su diseño teórico utilizando datos de parámetros S concuerda extremadamente bien con el rendimiento real del amplificador.

Introducción	4-1
Selección de los circuitos	4-3
Especificaciones del amplificador	4-3
Consideraciones de diseño	4-3
El enfoque del problema	4-3
Combinando dos redes de puertos	4-4
Retroalimentación de la derivación	4-4
Serie de retroalimentación	4-4
Dos puertos en cascada	4-4
Programando el problema	4-5
Esquema del programa de ordenador	4-5
Explicación del programa	4-6
Estabilidad	4-7
Evaluación del diseño	4-7

Combinar los parámetros S con el tiempo compartido

y acercar el diseño de los amplificadores de alta frecuencia de película fina a una ciencia más que a un arte.

El diseño del amplificador de alta frecuencia tradicionalmente ha seguido la ruta de un arte en lugar de una ciencia. El ingeniero realizaba cálculos aproximados y hacía funcionar su circuito de amplificación mediante un trazado difícil, blindaje, puesta a tierra y demás.

El concepto de los parámetros S (véase el cuadro) y la llegada de la computación de tiempo compartido juntos están señalando el fin de estas técnicas de prueba y error. Y también el tiempo elevado. Esas técnicas no podrían haber ayudado a acercarse, por ejemplo, al máximo rendimiento teórico de un transistor, hazaña que requirió, además de la distribución del tiempo y el uso de los parámetros S, otros dos avances también: los circuitos híbridos de película delgada y las redes de adaptación de banda ancha sin pérdidas. Y aún más específicamente, los parámetros S y los circuitos de película delgada también han estado detrás de los diseños de varios amplificadores de banda ancha para frecuencias de 10 kHz a 2 GHz, con 20 a 30 dB de ganancia.

Cada amplificador cubre por lo menos de 4 a 5 octavas. En la mayoría de los casos, las primeras mediciones de la protoboard estaban tan cerca de los valores de diseño que sólo hubo que hacer pequeños ajustes antes de convertir los prototipos para su producción.

¿Por qué parámetros S y circuitos de película delgada?

Los parámetros convencionales -y, z y h- son difícil de medir en frecuencias por encima de los 100 MHz.

Esto se debe a que todas ellas requieren que se establezcan circuitos abiertos y cortocircuitos y requieren mediciones laboriosas y tediosas.

Entonces, los modelos de transistores comúnmente usados no representan realmente los dispositivos reales. Por lo tanto, cuando se utilizan los parámetros inexactos y, z o h en un modelo de transistor inexacto es natural obtener resultados inexactos.

Los parámetros S, por otro lado, incluso en la región de los GHz, se miden de forma fácil y precisa por lectura directa. Hoy en día se pueden hacer mediciones de barrido de los parámetros S con los instrumentos existentes (véase la foto) y los resultados se pueden observar fácilmente en las pantallas polares, como la conocida carta de Smith o cualquier otro gráfico adecuado.

Matemáticamente, los parámetros S se prestan muy bien a las manipulaciones de la matriz. Un circuito de cualquier complejidad se construye añadiendo y poniendo en cascada bloques de dos puertos. Como estos bloques contienen elementos reales que pueden ser medidos con precisión, no se utilizan aproximaciones.

Un diseñador no puede normalmente esperar que un amplificador por encima de 500 MHz dé resultados realmente precisos con componentes discretos, porque las dimensiones físicas de los componentes se aproximan al orden de magnitud de las longitudes de onda eléctrica. Por lo tanto, para 500 MHz o más, los microcircuitos serían su elección natural.

Sin embargo, también para los amplificadores por debajo de 500 MHz, los microcircuitos tienen ventajas definitivas. La técnica de película delgada reduce el tamaño, las reactancias parásitas y los costos a largo plazo, y al mismo tiempo mejora la precisión del diseño, la fiabilidad, la disipación de calor y la repetibilidad.

Por consiguiente, en lugar de utilizar una rutina de diseño convencional, supongamos que seguimos el esquema que se da a continuación para adaptar el enfoque del parámetro S y los circuitos de película delgada que se van a utilizar:

1. Utilizar los parámetros S en todo momento. Todas las mediciones de alta frecuencia se realizan con parámetros S, desde la toma de los parámetros de los dispositivos activos hasta la evaluación del amplificador completo.

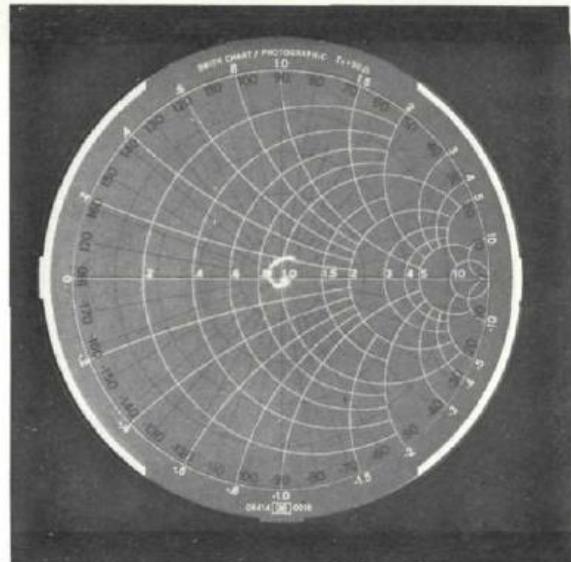
Los errores de medición pueden reducirse a tan sólo un 2 o 3% incluso en la región de GHz. Tanto la magnitud como la fase son mensurables. Es posible realizar mediciones de barrido y visualizar los parámetros S en el plano polar.

Algunos de los principales fabricantes de transistores ya están suministrando información de parámetros S para sus productos. Los voltímetros vectoriales, los analizadores de red y otros equipos de prueba permiten al diseñador obtener los parámetros S desde 1 MHz hasta 12,4 GHz de forma rápida y precisa. Un sistema típico de banda ancha para medir los parámetros S de los transistores (discretos o en forma de chip) puede calibrarse en la región de GHz en unos pocos minutos, y los parámetros S pueden leerse directamente sin necesidad de ningún ajuste o sintonización adicional (véase la foto).

2. Trabajar con matrices de parámetros.3. Construya los circuitos paso a paso añadiendo y poniendo en cascada bloques de dos puertos. 3. Sigue convirtiendo los parámetros (x, y, z y s) a la forma que ofrezca la operación más simple en cada paso. Como no hay aproximaciones, los cálculos no introducirán ningún error adicional. Esta aproximación también elimina la necesidad de modelos de transistores convencionales, que no sólo no representan verdaderamente el dispositivo, sino que requieren parámetros h que pueden medirse con precisión en frecuencias superiores a 100 MHz sólo con gran dificultad.

3. Usar el tiempo compartido en línea, y dejar que la computadora haga todo el trabajo. Con la ayuda de unos pocos y sencillos "do-loops" se pueden determinar fácilmente los valores óptimos de los elementos del circuito. El tiempo compartido ofrece una flexibilidad extraordinaria. El diseñador no tiene que esperar a que su programa sea devuelto desde el centro de computación; y los cambios de programa pueden ser hechos por teletipo y los resultados se ven en segundos.

Recientemente se ha desarrollado un sistema analizador de red completamente automatizado. Aquí una pequeña computadora controla todas las calibraciones y mediciones y también resuelve el programa del circuito. Su calibración automática elimina prácticamente todas las incertidumbres y errores de factor humano para aportar una precisión sin precedentes en el diseño de circuitos de microondas. La magnitud máxima de los errores puede ser tan baja como el 0,1%, y esto se debe casi en su totalidad a los cortos y terminaciones estándar que se utilizan para calibrar el sistema.



Una completa configuración de prueba de parámetros S, válida para frecuencias de hasta 12 GHz, incluye un Analizador de Red HP 8410A/8411A (\$4300) y una Pantalla Polar HP 8414A (\$1100), ambos alojados en el marco superior. En el centro hay un Equipo de prueba de parámetros S HP 8745A (\$3000) y debajo un Barredor HP 8690A (\$1600). Si está dispuesto a sacrificar la conveniencia de la pantalla polar y la medición de barrido, puede arreglárselas sólo con el Voltímetro Vectorial (HP 8405, \$2750), en la parte superior del estante a la izquierda. Funcionará hasta 1 GHz. Una foto de una superposición de la carta de Smith (cuadrícula blanca) de S22 en un rango de 100 a 400 MHz obtenida por el autor, Les Besser, se muestra en el equipo.

Seleccionando el circuito

El amplificador que estamos diseñando debe cumplir con las siguientes especificaciones (todas las mediciones son hechas en un sistema 50- Ω , es decir, una carga de 50- Ω y una fuente de 50- Ω):

- Ganancia de avance a 10 MHz: 20 dB \pm 0,5 dB.
- Ganancia plana a 10 kHz - 400 MHz: \pm 0,5 dB.
- Ganancia inversa (aislamiento): < -30 dB.
- Entrada y salida VSWR: < 1,5:1.

Estas especificaciones pueden expresarse en términos de los parámetros S utilizando las siguientes relaciones para una red de dos puertos:

1. Los parámetros de reflexión de entrada y salida (S_{11} y S_{22}) son:

$$|S| = (\delta - 1) / (\delta + 1),$$

donde S es la VSWR del puerto que se está especificando mientras que el otro puerto está terminado en la impedancia de línea característica, es decir, 50Ω ; y

2. Los parámetros de ganancia de avance y retroceso (S_{21} y S_{12}) son:

$$|S| = \log^{-1}_{10} \left(\frac{G}{20} \right),$$

donde G es la ganancia de la red en dB, cuando tanto la fuente conductora como la carga de terminación tienen la impedancia de línea característica.

Así pues, las especificaciones anteriores se convierten, en términos del parámetro S:

$$\begin{aligned} |S_{11}| &< 0.2 \\ |S_{12}| &< 0.03 \\ |S_{21}| &= 10 \pm 0.60 \\ |S_{22}| &< 0.2 \end{aligned}$$

La ganancia de banda ancha de 20 dB indicada requiere un producto de ganancia de voltaje y ancho de banda de 4 GHz. Esto no es práctico con una sola etapa, y puede ser imposible de lograr. Se necesitaría un transistor costoso, e incluso con este transistor el aislamiento y la estabilidad especificados podrían imponer severas limitaciones. Sin embargo, hay varios transistores de bajo costo (por ejemplo, HP-1, HP-2, 2N3570) en el mercado con el ft garantizado de 1,5 GHz. Si las pérdidas por desajuste se mantienen a un valor mínimo, dos de esos transistores en cascada en un circuito de retroalimentación pueden proporcionar una ganancia de 20 dB y cumplir las especificaciones de ganancia y planitud antes mencionadas sin necesidad de ajuste. La retroalimentación, por supuesto, reduce la sensibilidad del circuito a las variaciones y cambios de los parámetros de los componentes y ayuda a mantener la respuesta de ganancia plana a través de una amplia gama de frecuencias. De las diversas disposiciones de retroalimentación, la más estable consiste en complejas retroalimentaciones separadas de derivación y serie para cada transistor (en lugar de retroalimentaciones generales en torno a ambos). Este enfoque también permite al diseñador obtener los parámetros de una sola etapa, y así encontrar una correspondencia entre etapas conjugada que asegure la máxima transferencia de potencia.

Si el circuito de retroalimentación incluye elementos puramente resistivos, o si incluye elementos reactivos para reducir el efecto de la retroalimentación en las frecuencias más altas, puede aumentarse el ancho de banda.

Combinando redes de dos puertos

Se mencionó anteriormente que las matrices de parámetros de la red deben ser convertidas continuamente a la forma que ofrezca los medios más simples para combinar los diversos elementos del circuito. Además de los parámetros S, se utilizan otras tres matrices de parámetros (Fig. 1). Las matrices de parámetros de admitancia Y y de impedancia Z no requieren una explicación, pero la matriz de parámetros X, que se utiliza para poner en cascada las redes de dos puertos, sí la requiere. He aquí cómo se derivó:

Los parámetros de transmisión, T, se utilizan comúnmente para poner en cascada las redes de dos puertos. En cuanto a los parámetros S:

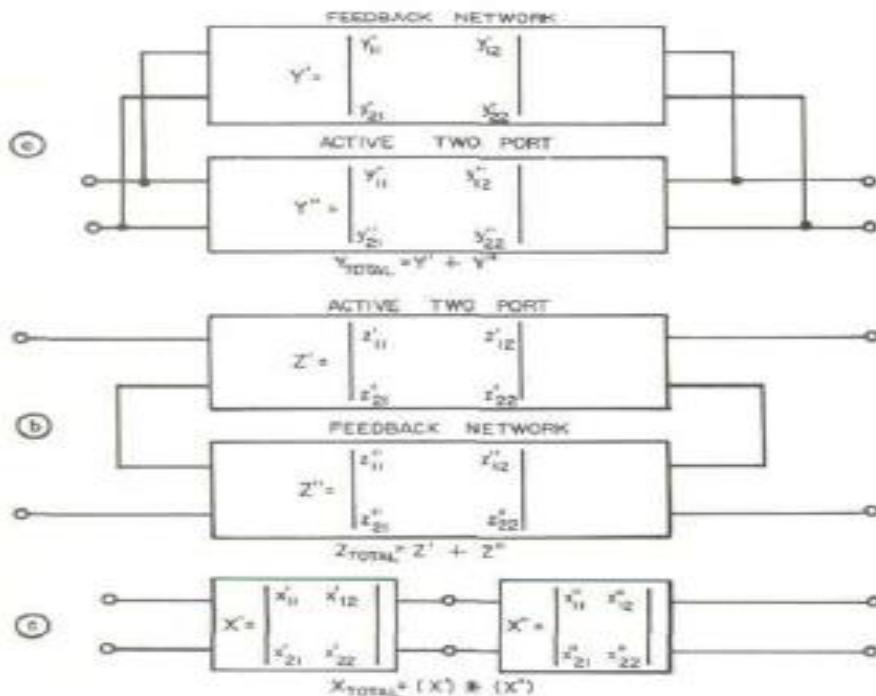
$$T = \begin{vmatrix} s_{11} - (s_{22} s_{11}/s_{12}) & s_{22}/s_{12} \\ -s_{11}/s_{12} & 1/s_{12} \end{vmatrix}$$

En el caso del diseño unilateral ($s_{12} = 0$), el valor de T iría al infinito. Se obtiene una forma más significativa llamada matriz X donde s_{21} en lugar de s_{12} , está en el denominador. Esta matriz, que tiene un valor finito para todos los dispositivos activos, se define como:

$$X = L(LT)^{-1},$$

Donde:

$$L = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix}$$



Configura el programa

El programa de computadora para este diseño fue escrito para el lenguaje BASIC de tiempo compartido de GE a través de salidas remotas de teletipo. Consiste en una sección de control y varias sub-rutinas para las diferentes conversiones. El lenguaje BÁSICO maneja las matrices por medio de comandos simples (MAT READ, MAT PRINT, etc.). Sin embargo, en la actualidad no ofrece un funcionamiento complejo de variables.

Por lo tanto, se ha desarrollado una sub-rutina especial de la siguiente manera para que la computadora pueda operar con matrices complejas:

Se puede demostrar que cualquier número complejo puede ser representado por una matriz de 2 X 2 durante la duración de algunas operaciones matemáticas, si al final la matriz se "re transforma" de manera comparable a la transformación inicial. Por ejemplo:

$$z_{11} = r_{11} + jx_{11} \implies \begin{vmatrix} r_{11} & x_{11} \\ -x_{11} & r_{11} \end{vmatrix} = Z_{11}$$

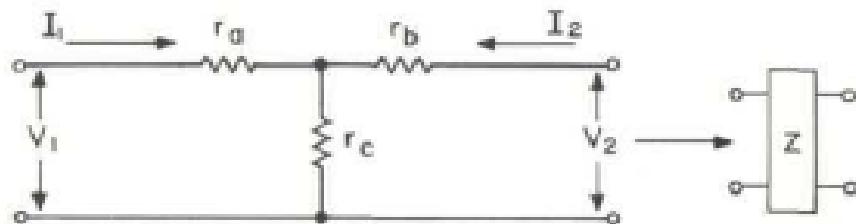
También se puede probar que el funcionamiento de la matriz no cambiará si todos los elementos de la matriz son reemplazados por sus matrices equivalentes.

Ahora las partes reales e imaginarias de una matriz compleja de 2 x 2 forman una matriz de 4 x 4. Después de las operaciones, esta matriz de 4 x 4 da resultados en la forma compleja original:

$$Z'_{11} = \begin{vmatrix} r'_{11} & x'_{11} \\ -x'_{11} & r'_{11} \end{vmatrix} \implies r'_{11} + jx'_{11} = z'_{11}$$

Dado que todos los cálculos se hacen en forma de matriz, los elementos de la red pasiva deben expresarse en forma de matriz. El método se ilustra en la Fig. 2, que trata de encontrar la matriz Z equivalente de una "T" resistiva. Aquí, en la forma matricial, tenemos:

$$\begin{aligned} Z &= \begin{vmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{vmatrix} \\ &= \begin{vmatrix} (r_a + r_c) & r_c \\ r_c & (r_b + r_c) \end{vmatrix} \end{aligned}$$

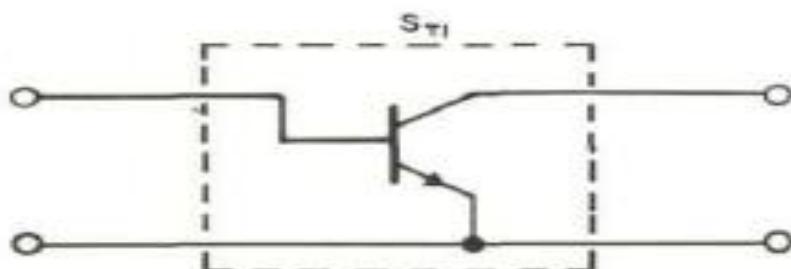


Diseño computarizado paso a paso

Ahora podemos proceder con una descripción de los pasos necesarios para diseñar una etapa de amplificación.

Obsérvese que, dado que todos los pasos siguientes están ilustrados gráficamente, los esquemas a veces no cambian al convertir las matrices, por ejemplo, de la S a la Y.

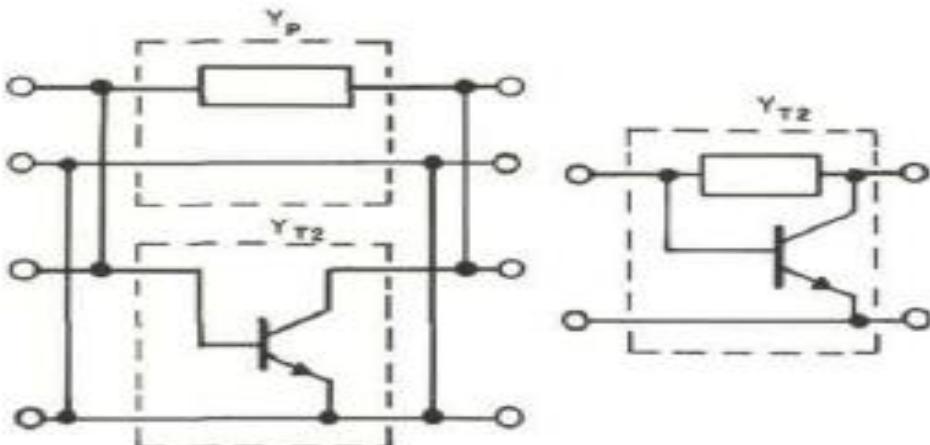
1. Lectura de la frecuencia.
2. Leer los parámetros de los transistores en forma de matriz, ST1.



3. Convierte la matriz del dispositivo S en la matriz del Y, $ST1 \rightarrow YT1$.

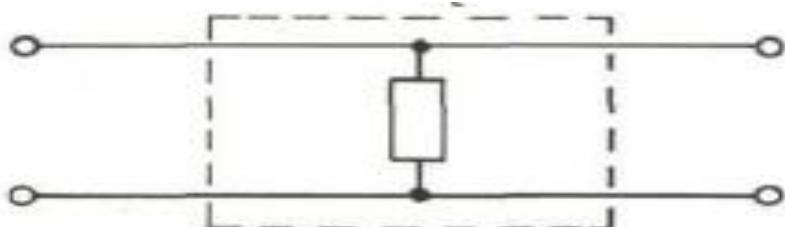
4. Prepara la matriz Y para el elemento de retroalimentación de la derivación compleja, YP .

5. Añade la retroalimentación de la derivación, $YT2 = YP + YT1$.

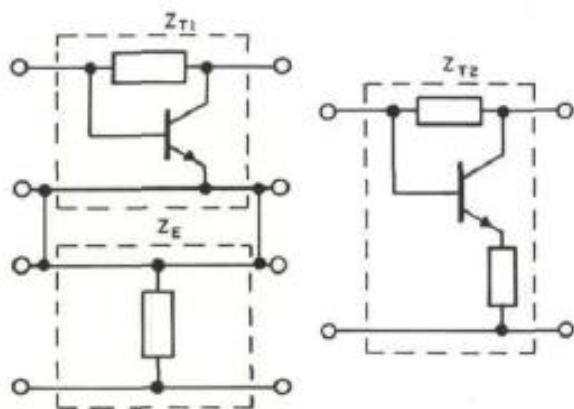


6. Convierte la matriz Y del dispositivo y la retroalimentación de la derivación en la matriz Z, $YT2 \rightarrow ZT1$.

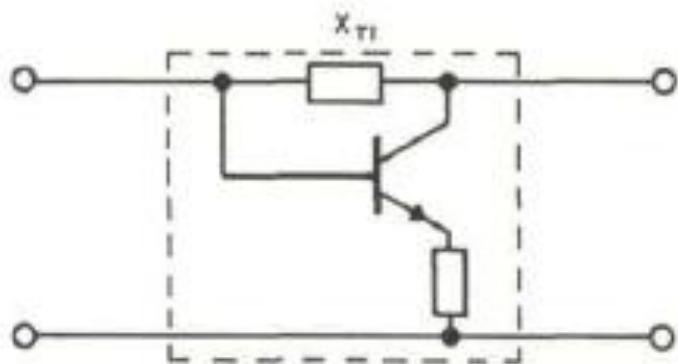
7. Prepare la matriz Z para el elemento emisor de retroalimentación complejo, ZE .



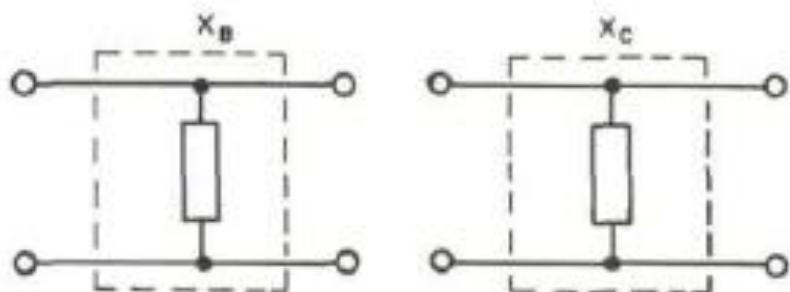
8. Añade la retroalimentación del emisor al dispositivo con retroalimentación de la derivación, $ZT2 = ZE + ZT1$.



9. Convierte la matriz Z del dispositivo con retroalimentación a la matriz X, $ZT2 \rightarrow XT1$.



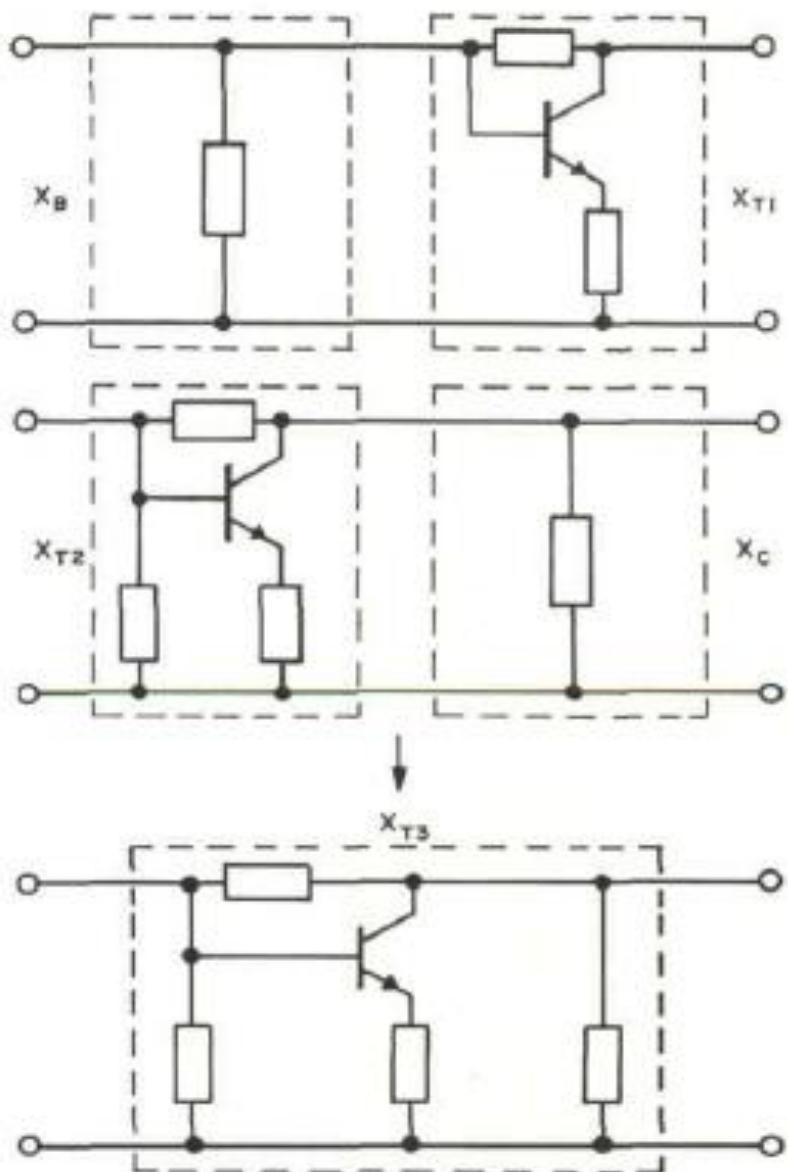
10. Establecer matrices X para los elementos de base y de polarización del colector (puede ser complejo), XB , XC .



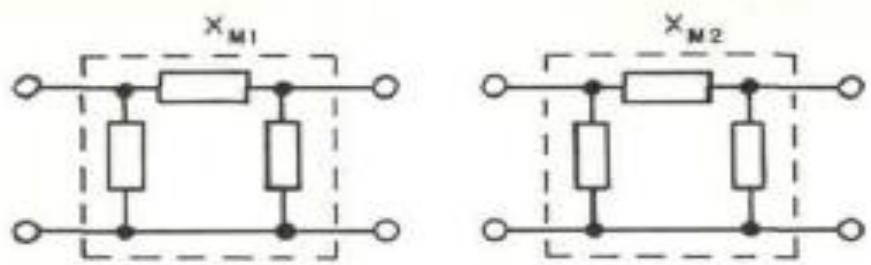
11. Multiplicar X matrices de elementos de polarización por matrices de dispositivos y retroalimentación,

$$XT2 = (XB) * (XT1)$$

$$XT3 = (XT2) * (XC)$$



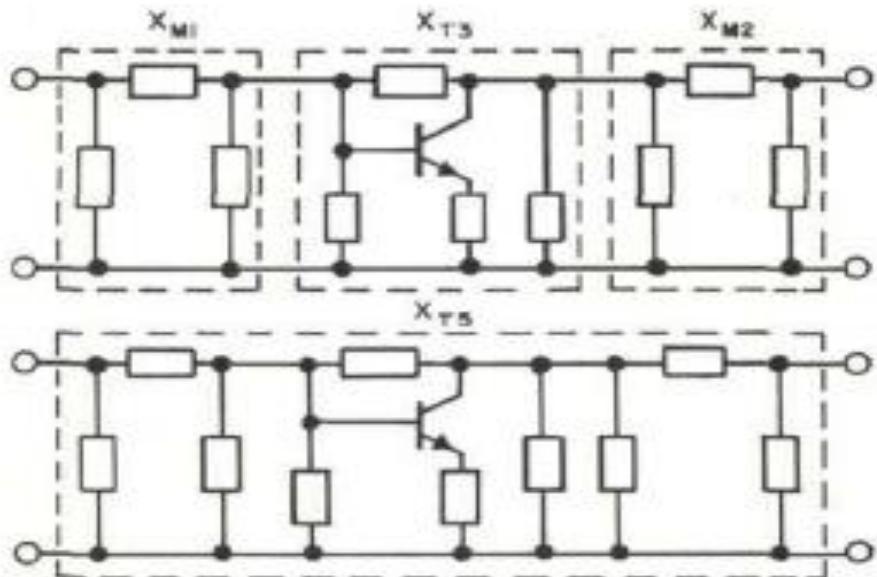
12. Configurar las matrices X para la entrada y salida de elementos coincidentes (agrupados o distribuidos), XM1, XM2.



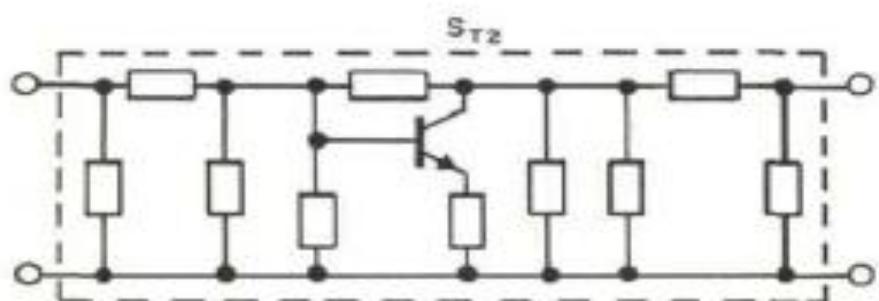
13. Multiplicar los elementos y el dispositivo de coincidencia,

$$XT4 = (XM1) * (XT3)$$

$$XT5 = (XT4) * (XM2)$$



14. Convierte la matriz general X en una matriz S, $XT5 \rightarrow ST2$.



15. Imprime:

- Parámetros S del amplificador.
- Máxima ganancia disponible.
- Ganancia de potencia del transductor (GT).

- Pérdidas de circuito (desajuste).
- Factor de estabilidad.
- Figura unilateral de mérito, U.

(Este esquema debe seguirse para cada etapa del amplificador. Después la etapa debe ser optimizada y sus matrices X multiplicadas juntas para obtener los parámetros generales).

16. Pasar a la siguiente frecuencia (paso 1).

17. Fin.

A continuación, se muestra un ejemplo de impresión de dos etapas en cascada que funcionan a 100 MHz.

```

H P MICROW
GE TIME-SHARING SERVICE
ON AT 19:26 SF WED 05/22/68 TTY 13
USER NUMBER--+
SYSTEM--BASIC
NEW OR OLD--OLD
OLD PROBLEM NAME--LB-AMP

READY.

RUN

LB-AMP 19:27 SF WED 05/22/68
F= 100 MHZ N= 2 STAGES

GT= 20.1109 dB
MISMATCH LOSSES
    INPUT PM= 3.02588 E-2 dB
    OUTPUT PM= 1.55601 E-2 dB
    G MAX= 103.668 20.1567 dB
    U= 1.15472 E-3
    STABILITY FACTOR = 2.14316

OVERALL S MATRIX,S11,S12,S21,S22, (MAGN.+ ANGLE)
    8.33249 E-2 -49.2713      2.28023 E-2 -69.5409
    10.1282       -63.5409      5.48029 E-2 -64.777

```

Obsérvese que la ganancia máxima se da como 20,1567 dB, mientras que el GT= 20,1109 dB. La diferencia se debe a las pérdidas por desajuste. La pérdida de desajuste de entrada, por ejemplo, se imprime como 3,02588 E-2 dB. La notación E-2 significa 10^-2.

Si se restan las pérdidas por desajuste de entrada y salida de la ganancia máxima se obtiene el valor del GT.

También hay que tener en cuenta que el factor de estabilidad está muy por encima de uno y que los valores del parámetro S están muy dentro de los límites especificados.

Comprender el programa

Las redes de retroalimentación de la derivación y la serie de las etapas individuales deben determinarse primero. Con la ayuda de dos "do-loops" en los pasos 4 y 7 se varían los elementos de retroalimentación y se imprimen las tendencias de los cambios resultantes en S11, S22 y la máxima ganancia disponible. Los valores de los elementos de retroalimentación se seleccionan para dar una respuesta plana de la máxima ganancia disponible, con una igual a la ganancia del transductor especificada, GT, y el conjunto de valores más bajo posible para |S11|, |S22|. Una buena respuesta plana de la máxima ganancia disponible dentro de la gama de frecuencias del amplificador indica que el circuito proporcionará la ganancia requerida si y sólo si se ajusta correctamente tanto en la entrada como en la salida.

Es aconsejable mantener las magnitudes de ambos S11 y S22 por debajo de 0.5 (cuanto más bajo mejor). De lo contrario, el emparejamiento de banda ancha se hará bastante difícil, requiriendo una red de escalera de varias secciones.

Después de seleccionar las redes de retroalimentación se deben trazar las correspondientes S11 y S22 en un gráfico de Smith y se determinan las redes de correspondencia, S11 de la primera etapa y S22 de la segunda etapa para tener magnitudes menores que 0,2, como se especificó anteriormente. S22 de la primera etapa se empareja con el valor conjugado de S11 de la segunda etapa. Una vez más, los "do-loops" ayudarán a llegar a los valores óptimos.

Nunca se insistirá lo suficiente en la importancia de esta técnica. Utilizando las técnicas de diseño convencionales, la mayoría de los ingenieros aceptarán sin mucha duda coincidencias menos satisfactorias, en lugar de enfrentarse a las dificultades que conlleva el ensayo y el error. Por ejemplo, consideremos el caso en el que dos etapas están en cascada, cada una de las cuales tiene una VSWR de 2,5:1 en la entrada y en la salida (magnitudes de S11 y S22 igual a 0,43). Las pérdidas por desajuste pueden totalizar 3,5 dB y, sin embargo, en muchos casos seguirían siendo aceptables.

En nuestro caso, sin embargo, la S22 del amplificador sin igual era de 0,49 a 400 MHz, lo que resultaría en una pérdida de desajuste de 1,2 dB cuando el amplificador es terminado por una carga de 50Ω . Después de que la red de adaptación de tres elementos se coloca en el circuito de salida, |S22| se convierte en menos de 0,08 en todo el rango de frecuencia del amplificador.

El valor máximo de la pérdida de desajuste se reduce a 0,04 dB.

Una vez determinadas las redes de adaptación, los valores de los componentes deben introducirse en el paso 12 y comprobar la respuesta global del amplificador.

En este punto, la ganancia del transductor GT, debe tener una respuesta plana. Si no se sigue el enfoque unilateral ($S12 \neq 0$), la coincidencia de salida afectará la impedancia de entrada y la coincidencia de entrada puede afectar la impedancia de salida. Sin embargo, incluso en este caso sólo se necesitarán pequeños

cambios de los valores de los componentes, lo que la computadora hará simultáneamente. El circuito está listo para ser construido.

Estabilidad y mediciones finales

La estabilidad es de vital importancia; el diseñador debe estar seguro de que el amplificador será incondicionalmente estable. Aunque el factor de estabilidad de Linvill, C, define una condición necesaria para la estabilidad, no garantiza por sí solo una estabilidad absoluta para todas las impedancias pasivas de carga y de la fuente.

En cuanto a los parámetros S, las "condiciones generales de estabilidad" requieren que:

$$k = 1/C > 1$$

Donde:

$$K = \frac{1 + |s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2|s_{12}||s_{21}|}.$$

Además, la cantidad

$$1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |s_{11}|s_{22} - s_{12}s_{21}|^2$$

debe ser mayor que cero.

Sólo cuando se cumplen las dos condiciones anteriores puede considerarse que el circuito es incondicionalmente estable para todas las combinaciones posibles de impedancias de fuente y carga. Si el amplificador muestra tendencias hacia la inestabilidad, el producto del ancho de banda de ganancia del circuito puede tener que reducirse o cambiar la fase de las redes de adaptación.

La eficiencia y la precisión del diseño se reflejan en la estrecha correlación entre los valores de los parámetros predichos por ordenador y los medidos en el primer prototipo (véase la tabla).

El proceso de película delgada se impuso gracias a la inusual repetibilidad de los cinco primeros prototipos de laboratorio. Las magnitudes de todos los parámetros S fueron fundadas para estar dentro de $\pm 2\%$.

Tabla de parámetros S a 100 MHz.

Specified magnitudes	s_{11} < 0.2	s_{12} < 0.03	s_{21} $(10 \frac{+0.6}{-0.55})$	s_{22} < 0.2
Design values	0.083 $\angle -49^\circ$	0.023 $\angle -70^\circ$	10.13 $\angle -63^\circ$	0.060 $\angle -64^\circ$
Measured values	0.110 $\angle -52^\circ$	0.020 $\angle -60^\circ$	10.36 $\angle -54^\circ$	0.035 $\angle -60^\circ$

SECCIÓN V

DISEÑO DE AMPLIFICADORES RÁPIDOS CON PARÁMETROS DE DISPERSIÓN

El artículo de William H. Froehner muestra cómo diseñar un amplificador a partir de datos de parámetros de dispersión. Muestra que los parámetros S pueden ser usados para predecir confiablemente la ganancia, el ancho de banda y la estabilidad de un diseño dado. Se incluyen dos ejemplos de diseño. Uno es el diseño de un amplificador para obtener la máxima ganancia a una sola frecuencia a partir de un transistor incondicionalmente estable. El segundo es el diseño de un amplificador para una ganancia dada a una sola frecuencia en la que el transistor es potencialmente inestable.

Definiciones de los parámetros S	5-2
Estabilidad del amplificador	5-4
K (Factor de estabilidad)	5-4
Círculos de estabilidad	5-4
Círculos de ganancia constante	5-6
Diseñar un amplificador de transistores para el máximo	
Ganancia a una frecuencia única	5-6
Coinciendo con la salida	5-8
Coinciendo con la entrada	5-8
Diseñar un amplificador de transistores para un determinado	
Ganancia a una frecuencia única	5-10
Escogiendo una carga estable	5-10
Coincidencia de la salida	5-11
Coincidencia de la entrada	5-11

Diseño de amplificador rápido con parámetros de dispersión

Los parámetros de la carta de Smith y los S se combinan en un método rápido y fiable para diseñar amplificadores de transistores estables que funcionan por encima de los 100 megahercios.

Por William H. Froehner

Texas Instruments Incorporated, Dallas

El ancho de banda, la ganancia y la estabilidad son los parámetros más importantes en cualquier diseño de amplificador. Diseñar para uno sin considerar los otros dos puede significar un amplificador mediocre en lugar de uno de alto rendimiento. Una técnica confiable para predecir el ancho de banda, determinar la ganancia y asegurar la estabilidad utiliza parámetros de dispersión o S.

Los parámetros de dispersión facilitan la caracterización del rendimiento de alta frecuencia de los transistores.

Al igual que con los métodos de los parámetros h, y, o z, no se necesita un circuito equivalente para representar el transistor dispositivo. Un transistor se representa como un doble puerto red cuyo comportamiento terminal está definido por cuatro parámetros S, S11, S12, S21 y S22.

En el caso de los diseños que funcionan con menos de 100 megahercios el problema de la representación exacta del transistor no es grave, porque los fabricantes de transistores proporcionan datos relativamente completos en una forma distinta de los parámetros S. Sin embargo, a frecuencias superiores a 100 MHz los datos de rendimiento son frecuentemente incompletos o en una forma inconveniente. Además, los parámetros h, y, o z, normalmente utilizados en el diseño de circuitos a frecuencias más bajas, no se pueden medir con precisión.

Pero los parámetros S pueden ser medidos directamente hasta una frecuencia de 12,4 gigahercios. Una vez que los cuatro parámetros S se obtienen, es posible convertirlos a términos h, y, o z con tablas convencionales.

Definiendo los términos

Dado que los parámetros de dispersión se basan en las características de reflexión derivadas de las relaciones de potencia, proporcionan un método conveniente para medir las pérdidas de los circuitos. La representación de una red en términos de potencia en lugar de la descripción convencional de tensión-corriente puede ayudar a resolver los problemas de transmisión de microondas en los que los circuitos ya no pueden caracterizarse utilizando elementos agrupados R, L y C.

Cuando se describe una red con parámetros de potencia, la potencia que entra en la red se llama incidente, la potencia que se refleja de la carga se llama reflejada. La descripción de una red típica de dos puertos basada en la potencia incidente y reflejada viene dada por la matriz de dispersión. Para entender las relaciones, considere la típica red de dos puertos, al final de la página 101, que está terminada en ambos puertos por una resistencia pura de valor Z_0 , llamada

la impedancia de referencia. Las ondas incidentes y reflejadas para la red de dos puertos se expresan mediante dos conjuntos de parámetros (a_1, b_1) y (a_2, b_2) en los terminales 1-1' y 2-2' respectivamente. Son:

$$a_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{V_1}{\sqrt{Z_o}} + \sqrt{Z_o} I_1 \right] = \text{input power to the load applied at port 1} \quad (1a)$$

$$b_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{V_1}{\sqrt{Z_o}} - \sqrt{Z_o} I_1 \right] = \text{reflected power from the load as seen from port 1} \quad (1b)$$

$$a_2 = \frac{1}{2} \left[\frac{V_2}{\sqrt{Z_o}} + \sqrt{Z_o} I_2 \right] = \text{input power to the load applied at port 2} \quad (1c)$$

$$b_2 = \frac{1}{2} \left[\frac{V_2}{\sqrt{Z_o}} - \sqrt{Z_o} I_2 \right] = \text{reflected power from the load as seen from port 2} \quad (1d)$$

Por lo tanto, los parámetros de dispersión para la red de dos puertos están dados por:

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2)$$

Expresada como una matriz, la ecuación 2 se convierte en:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$[s] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Así pues, los parámetros de dispersión de la red de dos puertos pueden expresarse como proporciones de las ondas de energía incidente y reflejada.

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Bigg|_{a_2=0} \qquad s_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Bigg|_{a_1=0} \quad (5)$$

$$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Bigg|_{a_2=0} \qquad s_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Bigg|_{a_1=0}$$

El parámetro S11 se denomina coeficiente de reflexión de entrada; S21 es el coeficiente de transmisión hacia adelante; S12 es el coeficiente de transmisión hacia atrás; y S22 es el coeficiente de reflexión de salida.

Al establecer $a_2 = 0$, se pueden encontrar las expresiones para S11 y S21. Para ello, la impedancia de carga Z_o se establece igual a la impedancia de referencia RML. Esta conclusión se demuestra con la ayuda de la sección de terminación de la red de dos puertos que se muestra arriba con los parámetros a_2 y b_2 . La resistencia de carga Z_o se considera una red de un puerto con un parámetro de dispersión

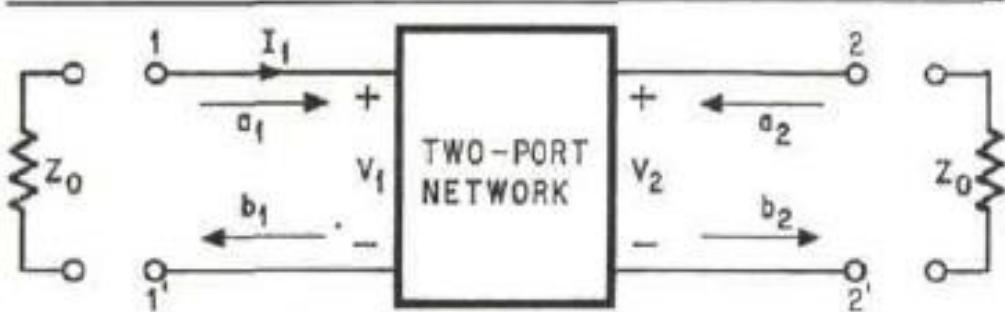
$$s_2 = \frac{Z_o - R_{ML}}{Z_o + R_{ML}} \quad (6)$$

Por lo tanto, a_2 y b_2 están relacionados por:

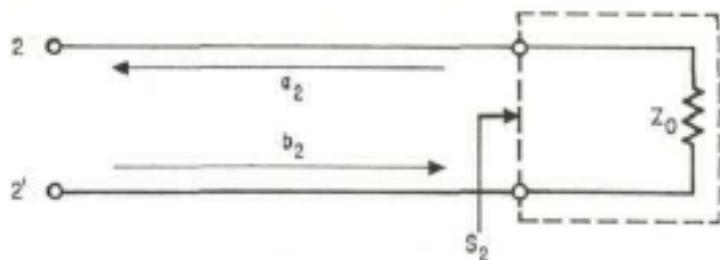
$$a_2 = s_2 b_2 \quad (7)$$

Cuando la impedancia de referencia RML se establece igual a la impedancia de carga Z_o , entonces S2 se convierte en:

$$s_2 = \frac{Z_o - Z_o}{Z_o + Z_o} = 0 \quad (8)$$



Definiendo los parámetros S. Las relaciones de las ondas incidentes a_1 , a_2 y las ondas de potencia reflejadas b_1 , b_2 para los puertos 1 y 2 definen los cuatro parámetros de dispersión.



Coincidencia de impedimentos. Fijando a_2 igual a cero el ingeniero puede determinar el valor de S11. La condición $a_2 = 0$ implica que la impedancia de referencia RMS se establece igual a la impedancia de carga Z_o .

Asimismo, cuando $a_1 = 0$, la impedancia de referencia del puerto 1 es igual a la impedancia de terminación; $RMS = Z_0$.

Al definir las impedancias del punto de conducción en los puertos 1 y 2 como:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1}; \quad Z_2 = \frac{V_2}{I_2} \quad (9)$$

S_{11} y S_{22} pueden escribirse en términos de la ecuación 9.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \\ &= \frac{\frac{1}{2}[(V_1/\sqrt{Z_0}) - \sqrt{Z_0} I_1]}{\frac{1}{2}[(V_1/\sqrt{Z_0}) + \sqrt{Z_0} I_1]} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \end{aligned} \quad (10)$$

$$S_{22} = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0} \quad (11)$$

En esta expresión:

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

La condición $a_2 = 0$ implica que la impedancia de referencia RML. se establece igual a la carga Z_0 . Si se conecta una fuente de tensión 2E1 con una impedancia de fuente $RMS=Z_0$, como se ve en la página 102, a_1 puede ser expresada como:

$$a_1 = \frac{E_1}{\sqrt{Z_0}} \quad (12)$$

Como $a_2 = 0$, $\rightarrow a_2 = 0 = \frac{1}{2} \left[-\frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} I_2 \right]$

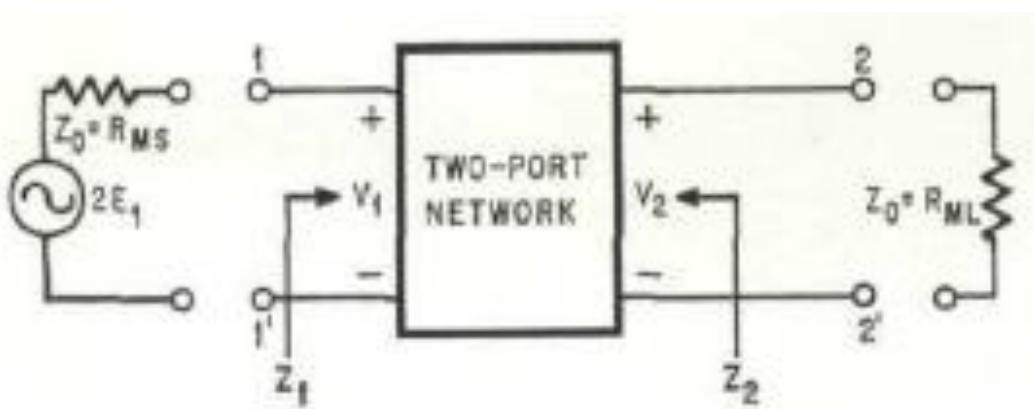
De la cual: $\frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} = -\sqrt{Z_0} I_2$

En consecuencia:

$$b_2 = \frac{1}{2} \left[\frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} I_2 \right] = \frac{V_1}{\sqrt{Z_0}}$$

Por lo tanto,

$$S_{21} = \frac{V_1}{E_1} \quad (13)$$



Encontrar S₂₁. Conectando una fuente de voltaje, 2E₁, con la impedancia de la fuente, Z₀, el parámetro S₂₁ puede ser evaluado.

De manera similar, cuando el puerto 1 está terminado en RMS = Z₀ y una fuente de tensión igual a 2E₂ con una impedancia de Z₀ conectada al puerto 2

$$S_{12} = \frac{V_1}{E_2} \quad (14)$$

Tanto el S₁₂ como el S₂₁ son relaciones de voltaje y por lo tanto no tienen dimensiones. Para una red pasiva, S₂₁ = S₁₂. Los parámetros S₁₁ y S₂₂ son coeficientes de reflexión y también son adimensionales.

Estabilizar un amplificador

Dado que los parámetros S se basan en coeficientes de reflexión, pueden trazarse directamente en un gráfico de Smith y manipularse fácilmente para establecer una ganancia óptima con redes de correspondencia. Para diseñar un amplificador, el ingeniero primero traza los valores del parámetro S para el transistor en un gráfico de Smith y luego, utilizando el trazado, sintetiza las impedancias de coincidencia entre una fuente y la impedancia de carga.

La estabilidad o la resistencia a la oscilación es lo más importante en el diseño de un amplificador y se determina a partir de los parámetros S y las impedancias sintetizadas de la fuente y la carga. Las oscilaciones sólo son posibles si el puerto de entrada o el de salida, o ambos, tienen una resistencia negativa. Esto ocurre si S₁₁ o S₂₂ son mayores que la unidad. Sin embargo, incluso con resistencias negativas el amplificador podría seguir siendo estable.

Para que un dispositivo sea incondicionalmente estable, S₁₁ y S₂₂ deben ser menores que la unidad y el factor de estabilidad inherente del transistor, K, debe ser mayor que la unidad y positivo. K se calcula a partir de

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2|s_{11}s_{22}|} \quad (15)$$

Trazando círculos

Los círculos de estabilidad se pueden trazar directamente en un gráfico de Smith. Estos separan los planos de salida o entrada en regiones estables y potencialmente inestables.

Un círculo de estabilidad trazado en el plano de salida indica los valores de todas las cargas que proporcionan una impedancia de entrada real negativa, lo que hace que el circuito oscile. Se puede trazar un círculo similar en el plano de entrada que indica los valores de todas las cargas que proporcionan una impedancia de salida real negativa y que de nuevo causan oscilación. Una impedancia real negativa se define como un coeficiente de reflexión que tiene una magnitud mayor que la unidad.

Las regiones de inestabilidad se producen dentro de los círculos cuyos centros y radios se expresan por centro en el plano de entrada = rs1

centro en el plano de entrada = rs1

$$= \frac{C_1^*}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (16)$$

radio en el plano de entrada = Rs1

$$= \frac{|s_{12}s_{21}|}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (17)$$

centro en el plano de salida = rs2

$$= \frac{C_2^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (18)$$

radio en el plano de salida = Rs2

$$= \frac{|s_{12}s_{21}|}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (19)$$

donde

$$C_1 = s_{11} - \Delta s_{22}^* \quad (20)$$

$$C_2 = s_{22} - \Delta s_{11}^* \quad (21)$$

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

En estas ecuaciones el asterisco representa el valor conjugado complejo. En la página opuesta hay seis ejemplos de regiones estables y potencialmente inestables trazadas en el plano de salida. En todos los casos las áreas grises indican las cargas que hacen que el circuito sea estable.

Los dos primeros dibujos, A y B, muestran las posibles ubicaciones para la estabilidad, cuando el valor de K es menor que la unidad; C y D son para K mayor que la unidad. Cuando el círculo de estabilidad no encierra el origen del gráfico de Smith, su área proporciona impedancia de entrada real negativa. Pero cuando la estabilidad el círculo encierra el origen, luego el área limitada por el círculo de estabilidad proporciona una impedancia positiva de entrada real.

Los dibujos E y F indican las posibles ubicaciones para la estabilidad cuando el valor de K es mayor que la unidad y positivo. Si el círculo de estabilidad queda completamente fuera del círculo de unidad, el área delimitada por este círculo proporciona una impedancia de entrada real negativa. Pero si el círculo de estabilidad rodea completamente el círculo de unidad, entonces el área del círculo de estabilidad proporciona una impedancia de entrada real positiva.

Cuando K es positivo

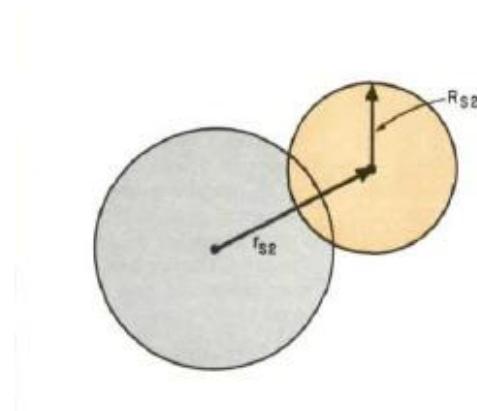
El diseño de un amplificador en el que K es positivo y mayor que la unidad es relativamente simple, ya que estas condiciones indican que el dispositivo es incondicionalmente estable bajo cualquier condición de carga. Todo lo que el diseñador necesita hacer es calcular los valores de RMS y RML que coincidirán simultáneamente con los puertos de entrada y salida y darán la máxima ganancia de potencia del dispositivo.

Coeficiente de reflexión de la impedancia del generador necesario para conjugar la entrada del transistor = RMS

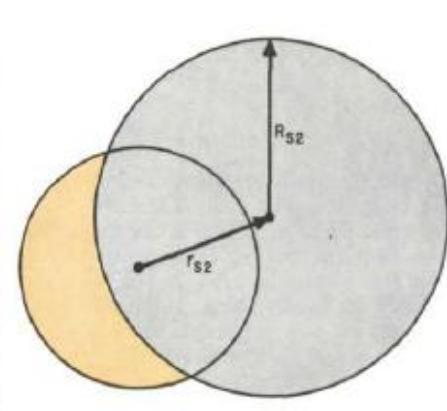
$$= C_1 * \left[\frac{B_1 + \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2|C_1|^2} \right] \quad (23)$$

Ejemplos de estabilidad

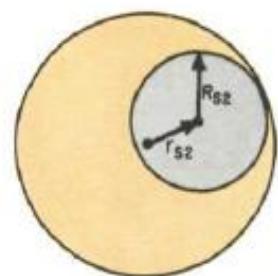
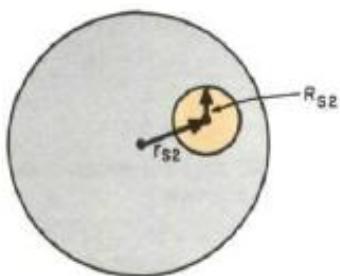
A) CONDICIONALMENTE ESTABLE
K < 1



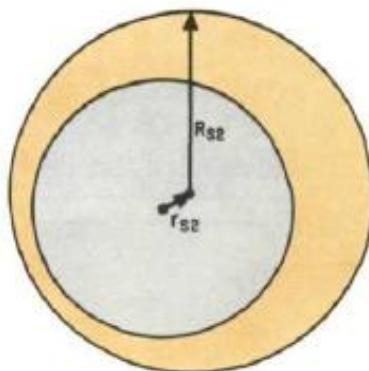
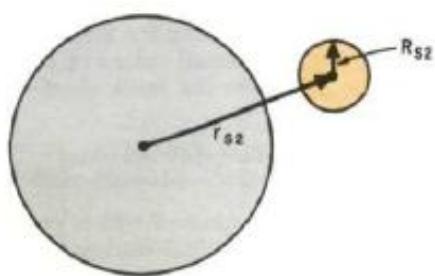
B) CONDICIONALMENTE ESTABLE
K < 1



C) CONDICIONALMENTE ESTABLE D) CONDICIONALMENTE ESTABLE
 $K > 1$ $K > 1$



E) INCONDICIONALMENTE ESTABLE F) INCONDICIONALMENTE ESTABLE
 $K > 1$ $K > 1$



Controlando la oscilación. Los círculos de estabilidad se superponen en el plano de salida. Las impedancias de carga elegidas de las zonas grises no causarán oscilación. Las áreas coloreadas representan cargas inestables.

Donde:

$$B_2 = 1 + |s_{21}|^2 - |s_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (24)$$

y

Coeficiente de reflexión de la impedancia de carga necesaria para conjugar la salida del transistor = RML

$$= C_2 * \left[\frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|^2} \right] \quad (25)$$

Donde:

$$B_2 = 1 + |s_{21}|^2 - |s_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (26)$$

y C1 y C2 son como se definieron anteriormente.

Si el valor calculado de B1 es negativo, entonces el signo más debe ser usado delante del radical en la ecuación 23. Por el contrario, si B1 es positivo, entonces se debe usar el signo negativo. Esto también se aplica en la ecuación 25 para B2. Utilizando el signo apropiado sólo será posible una respuesta en cualquiera de las dos ecuaciones y se calculará un valor inferior a la unidad.

La máxima ganancia de potencia posible se encuentra a partir de la relación

$$G_{MAX} = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right| K = \sqrt{K^2 - 1} \quad (27)$$

Una vez más se usa el signo más si B1 es negativo y el signo menos si B1 es positivo. Esta máxima ganancia de potencia se obtiene sólo si el dispositivo está cargado con RMS y RML expresados como coeficientes de reflexión.

Estos valores se grafican directamente en un gráfico de Smith que ha sido normalizado a la impedancia de referencia, ($Z_0 = 50$ ohmios, en este caso). Los valores reales de RMS y RML se leen de las coordenadas del gráfico de Smith y se multiplican por Z_0 . A continuación, se puede colocar una red de transformación sin pérdidas entre el transistor y las terminaciones de la fuente y la carga para obtener la máxima ganancia.

Si se desea una ganancia de potencia distinta de la GMAX, deben construirse círculos de ganancia constante. La solución para los contornos de la ganancia constante viene dada por la ecuación de un círculo cuyo centro y radio son:

El centro del círculo de ganancia constante en el plano de salida:

$$r_{22} = \left[\frac{G}{1 + D_2 G} \right] C_2^* \quad (28)$$

El radio del círculo de ganancia constante en el plano de salida = R_{02}

$$= \frac{(1 - 2K |s_{12}s_{21}| G + |s_{12}s_{21}|^2 G^2)^{1/2}}{1 + D_2 G} \quad (29)$$

Donde:

$$D_2 = |s_{21}|^2 - |\Delta|^2 \quad (30)$$

$$G = \frac{G_p}{G_o} \quad (31)$$

$$G_o = |s_{21}|^2 \quad (32)$$

y G_p = ganancia total deseada del amplificador (numérica).

Después de seleccionar una carga que cae en el círculo de ganancia constante deseado, se selecciona una impedancia de generador para lograr la ganancia deseada.

El valor de la impedancia del generador que coincide simultáneamente con la carga de entrada viene dado por

$$r_1 = \left[\frac{s_{11} - r_2 \Delta}{1 - r_2 s_{22}} \right]^* \quad (33)$$

Donde:

r_2 = el coeficiente de reflexión de la carga elegida.

Para probar la estabilidad

Con el siguiente ejemplo se puede demostrar que cuando una K positiva es mayor que la unidad, el amplificador siempre será estable.

Objetivo: Diseñar un amplificador para que funcione a 750 MHz con una ganancia máxima usando un transistor 2N3570. Las condiciones de polarización son $V_{CE} = 10$ voltios e $I_C = 4$ miliamperios. Se midieron los parámetros de dispersión de este transistor y se encontró que eran:

$$\begin{aligned}s_{11} &= 0.277 \angle -59.0^\circ \\s_{12} &= 0.078 \angle 93.0^\circ \\s_{21} &= 1.920 \angle 64.0^\circ \\s_{22} &= 0.848 \angle -31.0^\circ\end{aligned}$$

Solución: Calcular los valores de la ganancia máxima, y las impedancias de carga RMS y RML

$$\begin{aligned}\Delta &= s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21} = 0.324 \angle -64.8^\circ \\C_1 &= s_{11} - \Delta s_{21}^* = 0.120 \angle -135.4^\circ \\B_1 &= 1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 0.253 \\C_2 &= s_{22} - \Delta s_{11}^* = 0.768 \angle -33.8^\circ \\B_2 &= 1 + |s_{22}|^2 - |s_{11}|^2 - |\Delta|^2 = 1.537 \\K &= \frac{1 + |\Delta|^2 - |s_{12}|^2 - |s_{21}|^2}{2|s_{12}s_{21}|} = 1.033 \\D_2 &= |s_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 0.614\end{aligned}$$

Dado que tanto el B_1 como el B_2 son positivos, el signo negativo se utiliza en lo siguiente:

$$\begin{aligned}G_{MAX} &= |s_{21}|K - \sqrt{K^2 - 1} \\&= 19.087 = 12.807 \text{ db} \\R_{MS} &= C_1 * \left[\frac{B_1 - \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2|C_1|^2} \right] \\&= 0.730 \angle 135.4^\circ \\R_{ML} &= C_2 * \left[\frac{B_2 - \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|^2} \right] \\&= 0.951 \angle 33.8^\circ\end{aligned}$$

El RMS y el RML están trazados en el gráfico de Smith en la página opuesta. Los valores reales de RMS y RML pueden leerse ahora en las coordenadas de la carta de Smith como ZS y ZL.

$$R_{MS} = Z_s = 9.083 + j 19.903 \text{ ohms}$$

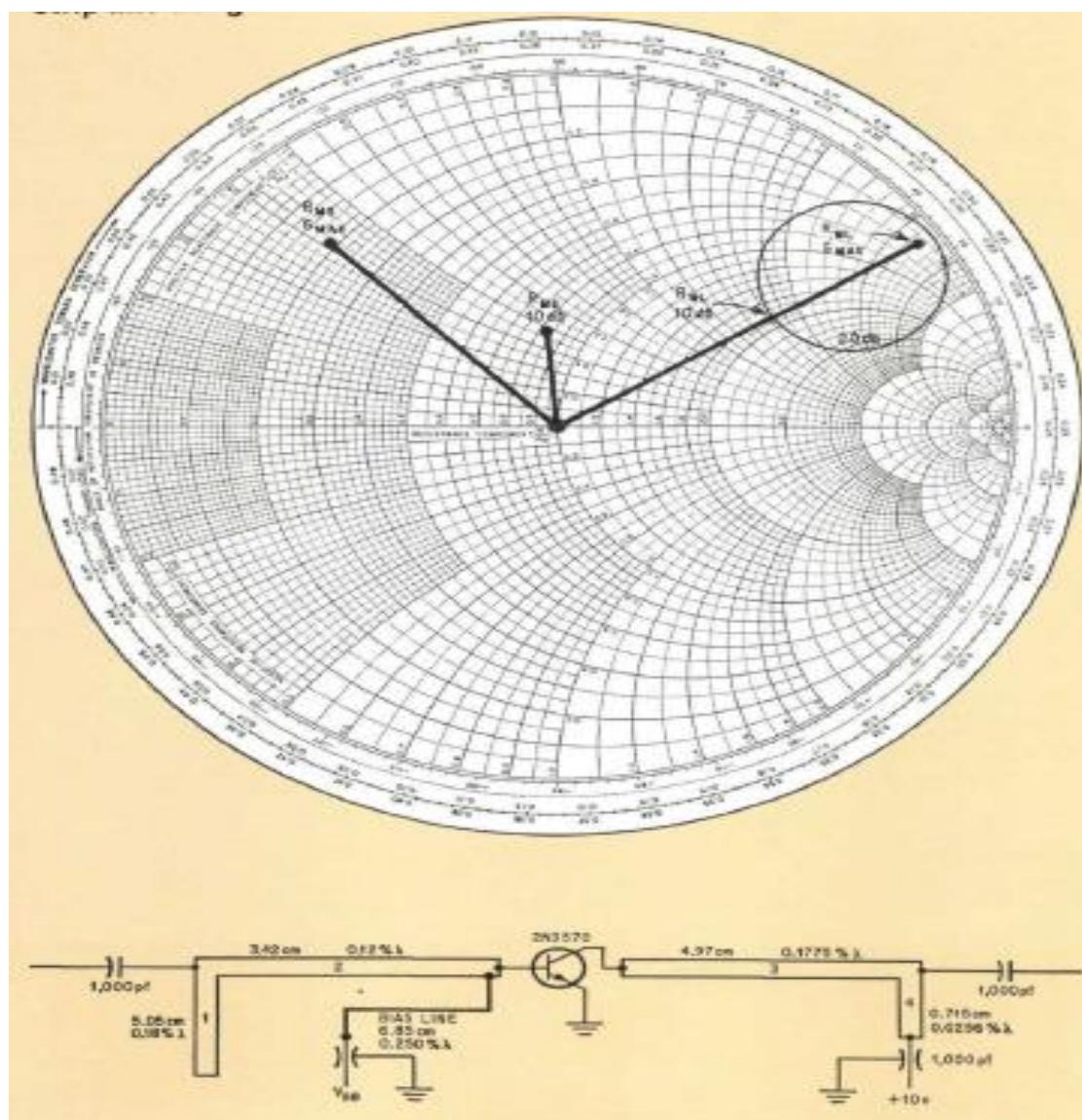
$$R_{ML} = Z_L = 14.686 + j 163.096 \text{ ohms}$$

Estos resultados se obtuvieron con una computadora y no representan la lectura real de las coordenadas en la carta de Smith.

Ahora se puede insertar una red de coincidencia sin pérdidas entre un generador de 50 ohmios y el transistor para proporcionar una coincidencia conjugada para la entrada del transistor. Para conjugar la salida del transistor, se puede insertar una red de coincidencia sin pérdidas entre el transistor y una carga de 50 ohmios.

Con la entrada y la salida del transistor conjugadas, se consigue una máxima ganancia de potencia.

Diseño de la línea de la tira



Ejemplo de diseño. Gráfico de un diseño de amplificador de 750 MHz usando un transistor 2N3570. El circuito completo utiliza líneas de banda para hacer coincidir la entrada y la salida con el transistor.

En este ejemplo se eligieron líneas de transmisión de teflón, utilizando una placa p-c de fibra de teflón $\frac{1}{16}$ ", para hacer coincidir la entrada y la salida. Los valores de las líneas se determinan de la siguiente manera:

Circuito de salida

Paso 1. Transformar el R_{ML} a $50 \pm jz$ ohms o $20 \pm jb$ mmhos usando la relación

$$jb = \pm \sqrt{\frac{|R_{ML}|^2 (Y_o + G_L)^2 - (Y_o - G_L)^2}{1 - |R_{ML}|^2}}$$

donde

jb = reactancia de la rama paralela

Y_o = admitancia característica de la línea de transmisión

G_L = parte real de la admisión de la carga

En este caso Y_o y G_L = 20 mmhos. Por lo tanto

$$jb = \pm \sqrt{\frac{(0.951)^2 (20 + 20)^2 - (20 - 20)^2}{1 - (0.951)^2}}$$

$$= \pm 123.5 \text{ mmhos}$$

Se eligió el signo negativo para un talón inductivo corto para mantener la longitud total por debajo de $\lambda/4$.

Paso 2. Encuentra las longitudes de los elementos 3 y 4.

$$\tan \beta L = \frac{-Y_o}{jb} = \frac{20}{123.5} = 0.162$$

por lo tanto,

$$\beta L = 9.2^\circ$$

pero

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

y

Velocidad de la luz

$$\lambda = \frac{300 \times 10^8 \text{ meters/sec}}{750 \times 10^6 \text{ hz/sec}}$$

$$= 40 \text{ cm/hz}$$

por lo tanto,

$$L = \frac{9.2^\circ}{360^\circ} \times 40 \text{ cm} = 1.02 \text{ cm}$$

Para el elemento 4

$$L_4 = (1.02)(0.7) = 0.715 \text{ cm}$$

donde λ es fibra de teflón $\lambda_{tef}'' = (0.7) (\lambda_{free air})$

Para el elemento 3

$$r = \left[\frac{Y_o - Y_L}{Y_o + Y_L} \right]$$

$$= \left[\frac{20 - (20 - j123.5)}{20 + (20 - j123.5)} \right] = 0.953 \angle 162^\circ$$

$$L_3 = \left[\frac{\theta_r - \theta_{RMS}}{720^\circ} \right] \lambda(0.7)$$

$$= \left[\frac{162^\circ - 33.8^\circ}{720^\circ} \right] (40)(0.7) = 4.97 \text{ cm}$$

Circuito de entrada

Paso 1. Transformar el RMS a $50 \pm jz$ ohms o $20 \pm jb$ mmhos usando la relación

$$jb = \pm \sqrt{\frac{|R_{MIS}|^2(Y_s + G_s)^2 - (Y_s - G_s)^2}{1 - |R_{MIS}|^2}}$$

donde

G_s = parte real de la fuente de admisión que en este caso es 20 mmhos. Por lo tanto.

$$jb = \pm \sqrt{\frac{(0.730)^2(20 + 20)^2 - (20 - 20)^2}{1 - (0.730)^2}}$$

$$= \pm 42.8 \text{ mmhos}$$

Se eligió el signo positivo para un talón capacitivo abierto para mantener su longitud por debajo de $\lambda/4$.

$$\cot \beta L = \frac{Y_s}{jb}$$

$$= \frac{20}{42.8} = 0.467$$

por lo tanto,

$$\beta L = 65^\circ$$

y la longitud del elemento 1 es

$$L_1 = \left[\frac{65^\circ}{360^\circ} \right] (40)(0.7)$$

$$= 5.05 \text{ cm}$$

$$\Gamma = \left[\frac{Y_s - Y_e}{Y_s + Y_e} \right]$$

$$= \left[\frac{20 - (20 + j42.8)}{20 + (20 + j42.8)} \right]$$

$$= 0.730 \angle -137^\circ$$

Por lo tanto, la longitud del elemento 2 es

$$L_2 = \left[\frac{\theta_r - \theta_{RMS}}{720^\circ} \right] \lambda$$

$$= \left[\frac{-137^\circ - 135.4^\circ}{720^\circ} \right] (40)$$

$$= -\frac{272.4}{720^\circ} \times 40$$

Ya que se requiere un ángulo positivo, agregue 360° , entonces

$$L_2 = \frac{87.6^\circ}{720^\circ} (40)(0.7) = 3.42 \text{ cm}$$

El circuito completo está en la página 105.

Si se hubiera deseado una ganancia diferente a la G_{max} , se requeriría un círculo de ganancia constante. Por ejemplo, supongamos que se desea una ganancia de potencia de 10 db.

Así,

$$G_p = 10 \text{ db}$$

y

$$G_s = |s_{21}|^2 = 3.686 = 5.666 \text{ db}$$

entonces

$$G = \frac{G_p}{G_s} = 2.713 = 4.334 \text{ db}$$

Ahora, al computar el centro

$$r_{c2} = \left[\frac{G}{1 + D_2 G} \right] C_2^* = 0.781 \angle 33.851^\circ$$

Y radio

$$R_{\infty} = \frac{(1 - 2K |s_{12}s_{21}| G + |s_{12}s_{21}|^2 G^2)^{1/2}}{1 + D_2 G} = 0.136$$

donde

$$D_2 = |s_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 0.614$$

es un círculo de ganancia constante, que muestra todas las cargas para la salida que producen una ganancia de potencia de 10 db, puede construirse directamente en el gráfico de Smith en la página 107. El RML elegido en este ejemplo fue $0.567 \angle 33.851^\circ$, y se leyó en las coordenadas de la carta de Smith como $89.344 + j 83.177$ ohmios. El coeficiente de reflexión de la fuente requerido con esta carga es

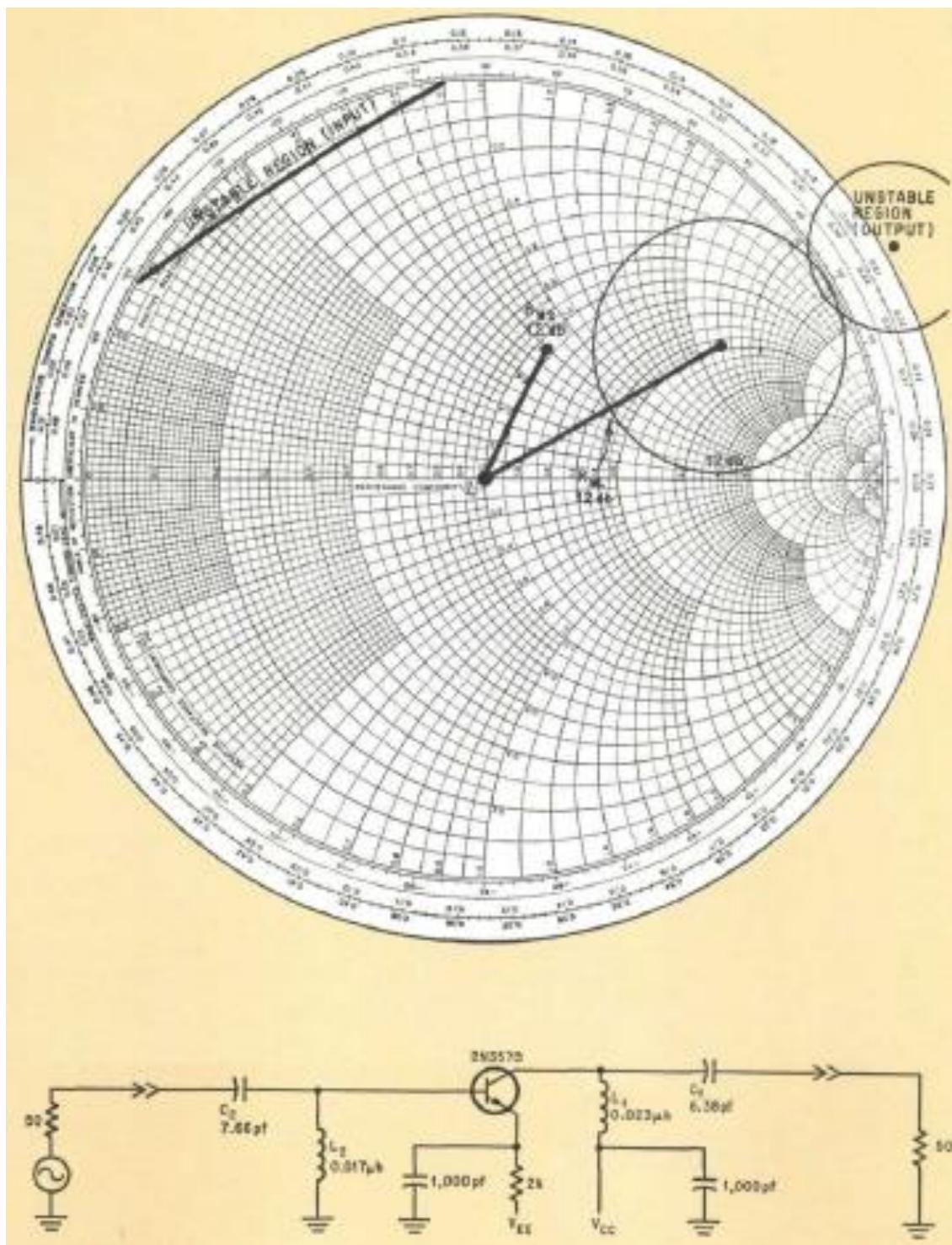
$$R_{MS} = \left[\frac{s_{11} - R_{ML}\Delta}{1 - R_{ML}s_{21}} \right]^* = 0.276 \angle 93.329^\circ$$

Por lo tanto

$$Z_s = 41.682 + j 24.859 \text{ ohms.}$$

Como K es mayor que la unidad y B_1 es positivo, la estabilidad incondicional está asegurada para todas las cargas.

Diseño de componentes discretos



Ejemplo de diseño. Gráfico de un diseño de un amplificador de 500 MHz usando un transistor 2N3570. La coincidencia se logra con componentes discretos cuyos valores se determinan a partir del gráfico de Smith.

Diseño alternativo

Cuando el valor de K es menor que la unidad, una carga debe ser elegida para asegurar el funcionamiento estable del amplificador. Para lograr esto un círculo de estabilidad es trazado en la carta de Smith y examinado para determinar esas cargas que pueden causar oscilación. Como siempre y cuando se recoja una carga que no caiga en el área del círculo de estabilidad, el funcionamiento estable es asegurado.

Cuando K es menos que la unidad, la ganancia de un dispositivo potencialmente inestable se acerca al infinito por definición.

Por lo tanto, las ecuaciones 23, 25 y 27 no pueden ser utilizadas. En su lugar, se debe elegir primero un G_p y luego se sigue el mismo procedimiento utilizado para K > 1.

El amplificador debe protegerse de la oscilación mediante una cuidadosa selección de la impedancia de la carga, como se demuestra en este ejemplo.

Objetivo: Diseñar un amplificador utilizando un transistor 2N3570 que tiene una ganancia de potencia de 12 db a 500 MHz. Las condiciones de polarización son VCE = 10 voltios e I_c = 4 miliamperios. Los parámetros son:

$$\begin{aligned}s_{11} &= 0.385 \angle -55.0^\circ \\s_{12} &= 0.045 \angle 90.0^\circ \\s_{21} &= 2.700 \angle 78.0^\circ \\s_{22} &= 0.890 \angle -26.5^\circ\end{aligned}$$

Solución: Calcular los valores de G, RM y RML.

$$\begin{aligned}\Delta &= s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21} = 0.402 \angle -65.040^\circ \\C_1 &= s_{11} - \Delta s_{12}^* = 0.110 \angle -122.395^\circ \\B_1 &= 1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 0.195 \\C_2 &= s_{22} - \Delta s_{21}^* = 0.743 \angle -29.881^\circ\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}B_2 &= 1 + |s_{22}|^2 - |s_{11}|^2 - |\Delta|^2 = 1.483 \\D_2 &= |s_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 0.631\end{aligned}$$

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2|s_{12}s_{21}|} = 0.909$$

$$G = \frac{G_o}{G_p} = 2.174 \text{ or } 3.373 \text{ db}$$

Como K es menor que la unidad, es necesario escoger una carga que no cause oscilación. Para lograr esto, primero considere un círculo de estabilidad en el plano de salida. Este círculo tiene un centro en

$$r_{s2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} = 1.178 \angle 29.881^\circ$$

Y un radio de:

$$R_{s2} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} = 0.193$$

y se representa como la región inestable en el gráfico de Smith de la página anterior. Mientras no se recoja una carga de salida que se encuentre en la región inestable, se asegura un funcionamiento estable.

El círculo de ganancia constante que produce 12.0 db de ganancia de energía ahora tiene un centro en:

$$r_{02} = \left[\frac{G}{1 + D_2 G} \right] C_2^* = 0.681 \angle 29.881^\circ$$

Y un radio de:

$$R_{02} = \frac{(1 + 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2G^2)^{1/2}}{1 + D_2 G} = 0.324$$

Construyendo este círculo de ganancia constante, se elige de nuevo una carga de salida. El RML elegido en el círculo tenía un coeficiente de reflexión de 0,357 $\angle 29.881^\circ$, y se leyó en las coordenadas de la carta de Smith como $85.866 + j 35.063$ ohmios. El coeficiente de reflexión de la fuente requerido para esta carga es:

$$R_{MS} = \left[\frac{s_{11} - R_{ML}\Delta}{1 - R_{ML}s_{02}} \right]^* = 0.373 \angle 64.457^\circ$$

Así,

$$Z_s = 52.654 + j 41.172 \text{ ohms}$$

Ahora se requiere una mirada al círculo de estabilidad trazado en el plano de entrada para ver si el valor de RMS asegura un funcionamiento estable. El círculo en el plano de entrada tiene un centro en:

$$r_{s1} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} = 8.372 \angle -57.605^\circ$$

Y un radio de:

$$R_{S1} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} = 9.271$$

Sólo se muestra una parte del círculo de estabilidad de entrada debido a su tamaño. El área sombreada es inestable.

Dado que el RMS no entra en este círculo y el RML no entra en el círculo de salida, el funcionamiento estable está asegurado.

El circuito completo, al final de la página 107, se construyó a partir de estos datos. Los valores de los componentes coincidentes se obtuvieron mediante el siguiente procedimiento.

Círculo de salida

Paso 1. Transformar el RML a $50 \pm jz$ ohms o $20 \pm jb$ mmhos. Dado que se utilizan componentes individuales para el emparejamiento, es necesario convertir el RML a su circuito equivalente paralelo añadiendo -180° a un ángulo positivo, o $+180^\circ$ a un ángulo negativo.

Por lo tanto,

$$R_{M1L1} = 0.357 \angle -150.119^\circ$$

Usando la formula

$$Y_L = \left[\frac{1 + R_{M1L1}}{1 - R_{M1L1}} \right] Y_o$$

donde $Y_o = 20$ mmhos

$$Y_L = 10 - j4.08 \text{ mmhos}$$

Convirtiendo la admitancia Y_L en una impedancia se obtiene $Z_L = 100 - j245$ ohmios.

Paso 2. Calcular el valor del condensador a partir de la relación:

$$X_c = \sqrt{(R_p - R_s)R_s}$$

donde

$$\begin{aligned} R_p &= \text{real part of } Z_L = 100 \\ R_s &= \text{load impedance} = 50 \end{aligned}$$

Por lo tanto:

$$X_c = \sqrt{2500} = 50$$

Y:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f X_c} = 6.38 \text{ pf}$$

Paso 3. Calcular L1 de:

$$X_{L1} = \frac{R_s^2 + X_c^2}{X_c} = \frac{(50)^2 + (50)^2}{50} = 100$$

El total XL es:

$$X_{LT} = \frac{(X_{L_1})(X_L)}{(X_{L_1} + X_L)} = 71$$

Donde:

$$X_L = 245 \text{ ohms} = \text{Parte imaginaria de } Z_L$$

Por lo tanto,

$$L_1 = \frac{X_{LT}}{2\pi f} = 0.023 \mu\text{h}$$

Circuito de entrada

Paso 1. Transformar los RMS en $50 \pm jz$ ohms o $20 \pm jb$ mmhos. Para ello, convierta el RMS en su circuito equivalente paralelo añadiendo -180° a un ángulo positivo, o $+180^\circ$ a un ángulo negativo.

Por lo tanto,

$$R_{MS_1} = 0.373 \angle -115.543^\circ$$

Usando la fórmula:

$$Y_s = \left[\frac{(1 + R_{MS})}{(1 - R_{MS})} \right] Y_o$$

donde $Y_o = 20$ mmhos

Calcule Y_s . Así,

$$Y_s = 11.8 - j 9.4 \text{ mmhos}$$

O:

$$Z_s = 84.7 - j 106.4 \text{ ohms}$$

Paso 2. Calcular C2

$$X_{C_2} = \sqrt{(R_p - R_s)R_s}$$

Donde:

R_p = parte real de Z_s = 84.7 ohmios

R_8 = impedancia de la fuente = 50 ohmios

Entonces:

$$X_{C_2} = 41.6 \text{ ohms}$$

Y:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f X_o} = 7.66 \text{ pf}$$

Paso 3. Calcular L_2

$$X_{L_2} = \frac{R_s^2 + Y_C^2}{X_C} = \frac{(50)^2 + (41.6)^2}{41.6} \\ = 102 \text{ ohms}$$

$$X_{LT} = \frac{(X_{L_1})(X_L)}{(X_{L_1})(X_L)} = 52.2 \text{ ohms}$$

Donde:

X_L = parte imaginaria de Z_s = 106.4 ohmios

Por lo tanto,

$$L_2 = \frac{X_{LT}}{2\pi f} = 0.017 \mu\text{h}$$

El ancho de banda, el tercer factor de diseño importante, depende de la Q del circuito. No hay fórmulas mágicas para predecir con precisión el ancho de banda en todos los casos. Muchas combinaciones de LC proveen la misma impedancia compleja en la frecuencia central, pero producen diferentes Q y anchos de banda.

Si el ancho de banda inherente, Q, de un transistor cargado con una combinación LC particular produce un ancho de banda mayor que el deseado, la adición de elementos LC reduce el ancho de banda y mantiene la ganancia constante. Pero si el ancho de banda inherente es más estrecho de lo deseado, una reducción de la ganancia o una combinación diferente de LC cambia el ancho de banda.

SECCIÓN VI

ANÁLISIS DEL FLUJO DE ENERGÍA DE DOS PUERTOS UTILIZANDO PARÁMETROS DE DISPERSIÓN GENERALIZADOS

El artículo del Dr. Bodway, publicado por primera vez como un informe interno de HP en abril de 1966, fue el primer informe analítico sobre la caracterización práctica de los dispositivos de semiconductores activos con parámetros S. El Dr. Bodway muestra la relación entre los parámetros S generalizados y los medidos en un sistema de línea de transmisión con una impedancia característica real. Luego muestra cómo estos parámetros S están relacionados con la ganancia de potencia, la ganancia de potencia disponible y la ganancia de potencia del transductor. Los círculos de estabilidad y ganancia constante se derivan de los parámetros S. Bodway muestra, matemática como gráficamente, cómo se consideran la estabilidad y ganancia en el diseño del amplificador.

Introducción	6-1
Parámetros de dispersión generalizada	6-1
Expresión para la ganancia de potencia	6-2
Expresión de la ganancia de energía disponible	6-2
Expresión de la ganancia de energía del transductor	6-2
Estabilidad de una red de dos puertos	6-3
Condiciones de estabilidad	6-3
Círculo de estabilidad definido	6-3
Conjugado emparejado de dos puertos	6-4
Relación con la estabilidad	6-4
Flujo de energía	6-5
Caso Unilateral	6-5
Transistor incondicionalmente estable	6-6
Círculos de ganancia constante	6-6
Transistor potencialmente inestable	6-6
Círculos de ganancia constante	6-6
Regiones estables	6-6
Error debido a la suposición unilateral	6-6
Potencia del transductor, potencia y ganancias de potencia disponibles para el generador y la carga	6-7
Ganancia de potencia y ganancia de potencia disponible en el caso general	6-8

Análisis del flujo de potencia en dos puertos utilizando parámetros de dispersión generalizados

INTRODUCCIÓN

La dificultad de medir los parámetros de diseño del amplificador comúnmente aceptados, como la admitancia o los parámetros y , aumenta rápidamente a medida que la frecuencia de interés se extiende por encima de los 100 MHz. Cuando los parámetros deseados deben referirse a un corto o un abierto por encima de 1000 MHz, un sistema de medición de banda ancha se hace esencialmente imposible. Una forma conveniente de superar este problema es referir las mediciones a la impedancia característica de una línea de transmisión. Un conjunto de parámetros informativos que pueden medirse fácilmente en términos de las ondas viajeras de una línea de transmisión son los parámetros de dispersión o "S".

Para ilustrar los anchos de banda posibles, se han establecido dos sistemas de medición que miden los parámetros de dispersión (amplitud y fase) sin ajustes ni calibraciones de ningún tipo (una vez establecido el sistema) en las gamas de frecuencias de 10 MHz a 3,0 GHz y 1,0 - 12,4 GHz.

Por lo tanto, son muchas las ventajas de disponer de un diseño en términos de parámetros de dispersión fácilmente medibles.

Una ventaja importante es que las redes de adaptación también se miden en términos de parámetros de dispersión, por razones de simplicidad en las frecuencias más bajas, y en las frecuencias más altas por necesidad. En las frecuencias de microondas muchos de los elementos pasivos de un diseño son secciones abiertas, en cortocircuito o acopladas de la línea de transmisión que pueden representarse como un coeficiente de reflexión en una carta de Smith. Así pues, el proceso de diseño se sirve fácilmente de un procedimiento que implica coeficientes de reflexión en lugar de impedancia. Habiendo medido tanto el dispositivo activo como los elementos pasivos asociados en términos de un conjunto de parámetros, se perdería mucha sensación de la importancia de cada parámetro medido si se convirtieran todos los parámetros en otro conjunto y se procediera al diseño a partir de ahí. Otra ventaja importante es la sencillez de comprensión resultante y la intuición que se puede obtener de un diseño basado en los parámetros de dispersión generalizada. Debido a esto, el método de diseño se está utilizando en frecuencias muy inferiores a la región de las microondas. La razón de esta simplicidad es que los parámetros utilizados para el diseño son inherentemente parámetros de flujo de energía.

Este documento intenta formular una teoría que puede ser simplemente aplicada a los parámetros S medidos en orden para sintetizar una transferencia de energía deseada contra la frecuencia para un puerto lineal de dos.

Además de obtener y mostrar las tres formas conocidas de flujo de potencia, la ganancia de potencia G, la ganancia disponible GA y la ganancia del transductor GT frente a las impedancias de la carga y del generador, la estabilidad potencial,

o la inestabilidad, según el caso, se especifica completa y simplemente de forma gráfica en términos de las cantidades medidas.

Se define un círculo de estabilidad tanto para los planos de entrada como de salida (gráficos de Smith del generador y de la carga) que define de forma simple y completa la red tanto con respecto a la inestabilidad potencial como con respecto a la naturaleza de los contornos del flujo de potencia constante.

INTRODUCCIÓN A LOS PARÁMETROS DE DISPERSIÓN GENERALIZADA

Las ondas de energía y la matriz de dispersión generalizada fueron definidas muy elegantemente en un documento de K. Kurakawa.

Estos parámetros fueron introducidos previamente por Penfield y también por Youla para las impedancias de referencia reales positivas.

Estos parámetros se presentarán aquí de forma coherente con el resto del artículo. Es posible que la utilidad de estos parámetros no se haya realizado o utilizado anteriormente para el diseño de circuitos de transistores debido al lento y tedioso trabajo de medirlos con precisión con una línea ranurada o un puente.

Las ondas de potencia se definen mediante las ecuaciones [1(a), (b)] y la Fig. 1.

$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_i}{2 \sqrt{|Re Z_i|}} \quad [1(a)]$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_i * I_i}{2 \sqrt{|Re Z_i|}} \quad [1(b)]$$

La ecuación (1) define un nuevo conjunto de variables a_1, b_1 , en términos de un conjunto antiguo, los voltajes y corrientes terminales V_1 e I_1 . Este cambio de variables logra dos cosas: por un lado, las a_1 y b_1 tienen unidades de $(potencia)^{1/2}$ y un significado muy preciso con respecto al flujo de potencia; por otro lado, la relación entre las variables a_1, b_1 dependerá ahora de las impedancias terminales de la red.

La expresión para la relación entre las a_1 y b_1 se define por:

$$b_1 = S_{11} a_1 \quad (2)$$

donde S_{11} es un elemento de la generalizada matriz de dispersión y b_1 y a_1 son, respectivamente, los componentes de los vectores de onda de energía reflejada e incidente.

Si Z_1 es real e igual a la impedancia característica de las líneas de transmisión conectadas a los puertos de una red, entonces la definición de a_1, b_1 se reduce a la de las ondas que viajan hacia adelante y hacia atrás en las líneas de transmisión y S se reduce a la matriz de dispersión de microondas. Por lo tanto, las ventajas de las técnicas de líneas de transmisión a distancia pueden utilizarse

para medir las propiedades de la red y determinar la matriz de dispersión generalizada.

El significado físico de las ondas de potencia a_1 , b_1 y los parámetros generalizados S_{11} quedan demostrados por las siguientes ecuaciones (Fig. 2). Los resultados se derivan de la ecuación (1) y de las relaciones de circuito indicadas en la Fig. 2.

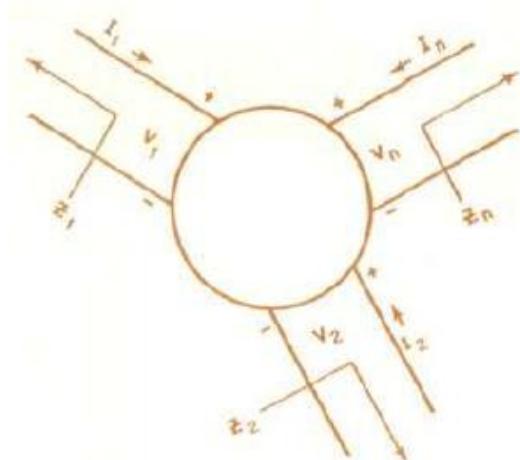


Fig. 1 - Representación de una red de n puertos que define los voltajes, corrientes e impedimentos de referencia en cada puerto.

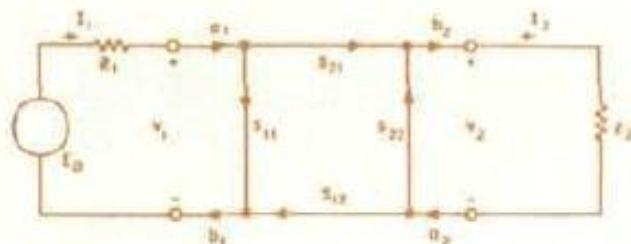


Fig. 2 - Modelo de dos puertos que muestra los voltajes, las corrientes, las impedancias de carga y del generador y las ondas de potencia.

$$a_2 = 0 \quad (4)$$

$$\begin{aligned} |b_2|^2 &= |I_2|^2 |\operatorname{Re} Z_2| \\ &= PL \text{ para la parte real } Z_2 \text{ positivo} \\ &= -PL \text{ para la parte real } Z_2 \text{ negativo} \end{aligned} \quad (5)$$

donde PL , es la energía entregada a la carga.

$$|a_1|^2 = \frac{|E_o|^2}{4|\operatorname{Re} Z_1|}$$

= Pa para la parte real Z1 positivo
 = Pe para la parte real Z1 negativo

(6)

donde Pa es igual a la potencia disponible del generador y Pe es la potencia intercambiable del generador,

y

$$|b_1|^2 = |a_1|^2 - \operatorname{Re}(V_1 I_1^*) \quad (7)$$

Utilizando las relaciones anteriores para $|a_1|^2$ y $|b_1|^2$ es evidente el siguiente contenido físico significativo y útil de los parámetros de dispersión generalizada. Con la parte real de Z1 y Z2 positiva, el parámetro de dispersión $|S_{21}|^2$ hacia adelante es idéntico a la ganancia de potencia del transductor de la red.

$$|S_{21}|^2 = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} = \frac{P_L}{P_a} = G_T$$

= ganancia de potencia del transductor

(8)

Cuando la impedancia de la carga o del generador consiste en partes reales negativas, deben utilizarse los signos negativos apropiados. En el resto de este documento (a menos que se indique lo contrario) asumiremos que las partes reales de Z1 y Z2 son positivas, para mantener las repeticiones en los límites. No obstante, las cargas reales negativas y las impedancias de los generadores aparecen con bastante frecuencia, como cuando se producen cascadas de etapas potencialmente inestables y se tratan de la misma manera.

De manera similar tenemos:

$$|S_{11}|^2 = \frac{\text{Energía reflejada de la entrada de la red}}{\text{Energía disponible de un generador en el puerto de entrada}} \quad (9)$$

para la parte real de Z1 positivo.

Colocando el generador en el puerto de salida, observamos que:

$$|S_{12}|^2 = \text{ganancia de potencia del transductor invertido} \quad (10)$$

Y:

$$|S_{22}|^2 = \frac{\text{Energía reflejada en la salida del dispositivo}}{\text{Energía disponible de un generador en el puerto de salida}} \quad (11)$$

Donde:

$$P_{\text{reflejada}} = P_a - P_{\text{entregado a la red}} \quad (12)$$

Para repetir, para la carga "real positiva" y las impedancias del generador, $|S_{21}|^2$ y $|S_{12}|^2$ son las ganancias de potencia del transductor hacia adelante y hacia atrás, mientras que $|S_{11}|^2$ y $|S_{22}|^2$ expresan la diferencia entre la potencia disponible de un generador y la que se entrega a la red normalizada a la potencia disponible del generador.

Además de la ganancia de potencia del transductor $|S_{21}|^2$, existen otras dos medidas útiles del flujo de potencia para una red de dos puertos; éstas vienen dadas por:

$$G = \frac{\text{Energía entregada a la carga}}{\text{Energía en dos puertos}}$$

$$= \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad (13)$$

$$GA = \frac{\text{Energía disponible en la salida}}{\text{Energía disponible en el generador}} = \frac{|S_{22}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \quad (14)$$

Debido a la estrecha relación entre el flujo de energía y los parámetros de dispersión generalizada, cabría esperar que el diseño del amplificador de transistor, que está íntimamente relacionado con el flujo de energía, pudiera ser intuitivamente claro y sencillo en cuanto a estos parámetros.

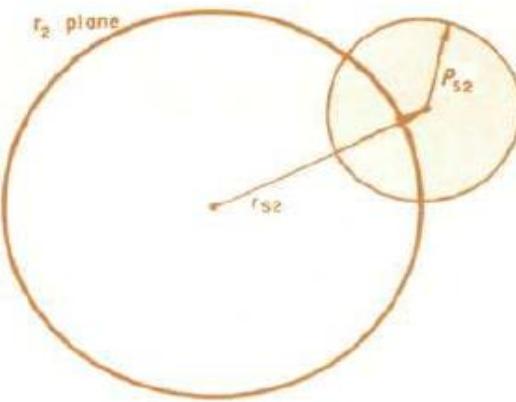


Fig. 3 - El círculo definido por r_{s2} y P_{s2} divide el plano r_2 en una región de operación estable y potencialmente inestable.

Si $|S_{11}| < 1$, el interior del círculo indica las cargas que proporcionan una impedancia de entrada real negativa ($|S_{11}'| > 1$). El círculo de peso más pesado define el círculo unitario en la Carta de Smith.

Los parámetros de dispersión generalizada se definen en términos de carga específica e impedancia del generador. Para hacer mediciones de banda ancha, los parámetros se refieren generalmente a 50 ohmios. Luego, para proceder con el diseño o utilizar los parámetros medidos, debemos tener una expresión para los parámetros de dispersión generalizada en términos de los parámetros medidos y de las impedancias arbitrarias del generador y de la carga. Los nuevos parámetros de dispersión para carga y generador arbitrarios vienen dados por:

$$s_{11}' = \frac{A_1^*}{A_1} \frac{[(1-r_2 s_{22}) (s_{11}-r_1^*) + r_2 s_{12} s_{21}]}{[(1-r_1 s_{11}) (1-r_2 s_{22}) - r_1 r_2 s_{12} s_{21}]} \quad (15)$$

$$s_{12}' = \frac{A_1^*}{A_1} \frac{s_{12} [1 - |r_1|^2]}{[(1-r_1 s_{11}) (1-r_2 s_{22}) - r_1 r_2 s_{12} s_{21}]} \quad (16)$$

$$s_{21}' = \frac{A_1^*}{A_2} \frac{s_{21} [1 - |r_2|^2]}{[(1-r_1 s_{11}) (1-r_2 s_{22}) - r_1 r_2 s_{12} s_{21}]} \quad (17)$$

$$s_{22}' = \frac{A_2^*}{A_2} \frac{[(1-r_1 s_{11}) (s_{22}-r_2^*) + r_1 s_{12} s_{21}]}{[(1-r_1 s_{11}) (1-r_2 s_{22}) - r_1 r_2 s_{12} s_{21}]} \quad (18)$$

Donde:

$$A_1 = \frac{(1-x_1^*)}{(1-x_1)} \cdot (1 - |x_1|^2)^{-1/2} \quad (19)$$

Y:

$$x_1 = \frac{Z_1' - Z_1}{Z_1' + Z_1^*} \quad (20)$$

Las tres formas de ganancia de potencia pueden expresarse ahora en términos de un conjunto determinado de parámetros de dispersión (S) e impedancias arbitrarias de carga y de generador:

$$G_T = |s_{21}'|^2 = \frac{|s_{21}|^2(1 - |r_1|^2)(1 - |r_2|^2)}{|1 - s_{11}s_{22} - r_2s_{21} - r_1s_{12}\Delta|^2} \quad (21)$$

$$G = \frac{|s_{21}'|^2}{(1 - |s_{11}'|^2)} = \frac{|s_{21}|^2(1 - |r_2|^2)}{(1 - |s_{11}|^2) + |r_2|^2(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\operatorname{Re}(r_2C_2)} \quad (22)$$

$$G_A = \frac{|s_{21}'|^2}{(1 - |s_{22}'|^2)} = \frac{|s_{21}|^2(1 - |r_1|^2)}{(1 - |s_{22}|^2) + |r_1|^2(|s_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2\operatorname{Re}(r_1C_1)} \quad (23)$$

Donde:

$$\Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21} \quad (24)$$

$$C_1 = s_{11} - \Delta s_{12}^* \quad (25)$$

$$C_2 = s_{22} - \Delta s_{11}^* \quad (26)$$

ESTABILIDAD DE LA RED DE DOS PUERTOS

Una consideración importante en el diseño de los amplificadores de los transistores es asegurar que el circuito no oscile. Una red de dos puertos puede clasificarse como absolutamente estable o potencialmente inestable, es deseable considerar dos tipos de carga y por este medio dos grados de inestabilidad potencial; uno en el que las impedancias de entrada y salida del dispositivo se aseguran de tener una parte real positiva y estabilidad así garantizada, y un segundo que permite que la impedancia de entrada y salida tenga partes reales negativas, pero sólo en la medida en que el circuito total sea todavía estable.

La cuestión de la estabilidad debe investigarse en todas las frecuencias, por supuesto, pero normalmente se requiere un diseño para una ganancia específica o una respuesta de amplificación frente a la frecuencia en un rango de frecuencias más restringido. Si este rango específico se restringe a la estabilidad absoluta, entonces el diseño se simplifica considerablemente. Sin embargo, esto a su vez restringe severamente la utilidad potencial del dispositivo. Las dos consideraciones alternativas, para las gamas de frecuencia potencialmente inestables, ofrecen un mayor uso potencial para un dispositivo determinado. También requieren un aumento correspondiente de la complejidad del diseño.

La información que deseamos sobre la estabilidad puede entonces resumirse como sigue. Es necesario saber en qué rangos de frecuencia los dos puertos son potencialmente inestables; y en aquellos rangos de frecuencia en los que el

dispositivo es potencialmente inestable, deseamos información sobre qué cargas e impedancias del generador proporcionan un funcionamiento estable.

Las respuestas a estas preguntas se abordan considerando las ecuaciones (15) y (18) con $r_1 = 0$ y r_2 como una variable.

La consideración de la ecuación (18) muestra que si $|S_{22}| > 1$, entonces cualquier r_2 pasivo sigue dando $|S_{22}'| > 1$ y la red es potencialmente inestable para todas las cargas r_2 y el r_1 dado. La estabilidad con respecto al puerto de salida se logrará asegurando que la parte real positiva de r_2 sea mayor que la parte real negativa de la impedancia de salida. Para la condición $|S_{22}| < 1$, la magnitud de $|S_{22}'|$ es menor que una para un pasivo.

La consideración de la ecuación (15) muestra que todo el plano de r_2 puede separarse en dos regiones, una para la cual la impedancia de entrada es real positiva y una segunda para la cual la entrada es real negativa. Las regiones pueden ser localizadas requiriendo que $|S_{11}'|$ sea menor que una. La solución para r_2 , separando las dos regiones, viene dada por la ecuación de un círculo en el plano r_2 donde están el centro y el radio del círculo:

$$r_{22} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (27)$$

$$R_{22} = \left| \frac{s_{12} s_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (28)$$

Respectivamente, y: $C_2 = S_{22} - \Delta s_{11}^*$.

Un ejemplo de las regiones estables y potencialmente inestables se indica en la Fig. 3, donde la parte sombreada o el interior del círculo corresponde a las cargas que proporcionan una impedancia de entrada real negativa.

La región del plano r_2 que proporciona una impedancia de entrada real positiva se obtiene de la siguiente manera: si la impedancia de entrada es real positiva con $r_2 = 0$, y si el círculo incluye el origen, entonces el interior del círculo indica una impedancia de entrada real positiva; mientras que, si el círculo excluye el origen, entonces el interior del círculo indica una entrada real negativa. Si la entrada es real negativa con $r_2 = 0$, entonces lo contrario es verdad.

De la misma manera la carga puede ser asumida fija y la estabilidad investigada en función de r_1 . Los mismos resultados se obtienen con un círculo de estabilidad correspondiente definido por las ecuaciones (27) y (28) con dos sustituidos por uno.

Los círculos definidos por las ecuaciones (27), (28) y la ecuación correspondiente para el plano de entrada (r_1) se obtuvieron estableciendo $r_1 = 0$ y $r_2 = 0$ respectivamente.

Un simple argumento intuitivo puede mostrar que el círculo en el plano r_2 es invariable a r_1 y el círculo en el plano r_1 es invariable a los cambios en r_2 . En particular, si la impedancia de entrada es real positiva, entonces el coeficiente de reflexión de entrada tiene una magnitud menor que uno; si la impedancia de entrada es real negativa, el coeficiente de reflexión de entrada tendrá una magnitud mayor que uno; ambas afirmaciones son obviamente independientes de la impedancia del generador, siempre que sea real positiva. Lo contrario es cierto si la impedancia del generador es real negativa.

Ahora se puede obtener la condición para que un dos puertos sea absolutamente estable.

Una red de dos puertos es absolutamente estable si no existe una carga pasiva o una impedancia del generador que haga oscilar el circuito. Esto equivale a exigir que las dos regiones estables se encuentren fuera de los círculos unitarios en los planos r_1 y r_2 cuando los orígenes son estables. Esto se satisface si:

$$|\rho_{s1} - |r_{s1}|| > 1 \quad (29)$$

$$|\rho_{s2} - |r_{s2}|| > 1 \quad (30)$$

$$|s_{11}| < 1$$

Y:

$$|s_{22}| < 1$$

Los círculos de estabilidad normalmente se superpondrán a los planos del generador (r_1) y de la carga (r_2), sobre los que ya se han construido los círculos de ganancia constante. Los tres diferentes grados de estabilidad se distinguen entonces fácilmente: primero, si las dos regiones inestables se encuentran fuera de los círculos unitarios, el dispositivo es incondicionalmente estable; segundo, si las regiones inestables se encuentran dentro de los círculos unitarios, pero todas las impedancias de carga y del generador se escogen para que estén fuera de estas dos regiones, se asegura que la red tenga impedancias positivas reales de entrada y salida, y se asegura la estabilidad. La tercera situación se produce cuando se permite que r_1 o r_2 estén en una o ambas regiones inestables. Entonces existen impedancias reales negativas de entrada o salida, y es necesario asegurarse de que el generador o carga real positiva es lo suficientemente real positiva para asegurar un sistema estable.

También es apropiado señalar en este momento que la sección sobre estabilidad puede utilizarse fácilmente para diseñar osciladores.

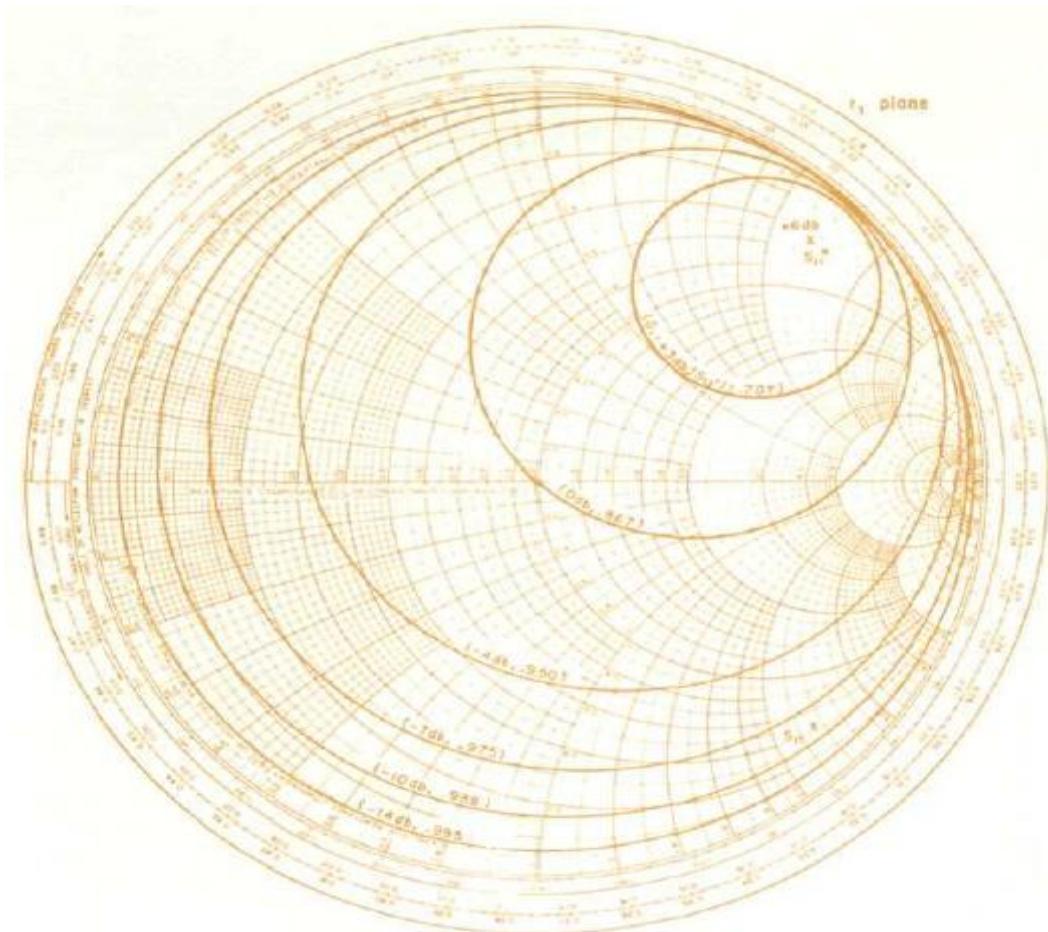


Fig. 4 - Contornos de ganancia constante G_1 y constante $|S_{11}'|$ indicando la ganancia y la coincidencia obtenidas para varios generadores r_1 . $|S_{11}'|$ fue tomado como 0.867 a -45° .

CONJUGAR DOS PUERTOS IGUALES

La carga y la impedancia del generador que se conjugan simultáneamente coinciden con dos puertos que pueden expresarse en términos de los parámetros S resolviendo el aire de las ecuaciones que resultan cuando $|S_{11}'|$ y $|S_{22}'|$ se fijan ambos en cero.

La solución de este par de ecuaciones para r_1 y r_2 proporciona las impedancias de carga y del generador (r_{m1} y r_{m2}) que conjugan simultáneamente los puertos de entrada y salida.

$$r_{m1} = C_1 * \left[\frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2|C_1|^2} \right] \quad (42)$$

$$r_{m2} = C_2 * \left[\frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|^2} \right] \quad (43)$$

Donde:

$$B_1 = 1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

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

$$B_2 = 1 + |s_{22}|^2 - |s_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

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

Las ecuaciones (42) y (43) dan dos soluciones para rm1 y dos para rm2. Considerando la carga i-ésima, si $|\frac{Bi}{2Ci}|$ es mayor que la unidad, entonces una solución tendrá una magnitud menor que la unidad y la otra tendrá una magnitud mayor que la unidad. La rmi que tiene una magnitud menor que uno se obtiene de las ecuaciones (42) y (43) utilizando el signo más para B1 negativo y el signo menos para B1 positivo. Por otra parte, si $|\frac{Bi}{2Ci}|$ es menor que la unidad, entonces ambas soluciones tendrán una magnitud igual a la unidad.

La condición $|\frac{Bi}{2Ci}|$ puede ser expresada como:

$$|K| > 1 \quad (44)$$

Donde:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2 |s_{12}| |s_{21}|} \quad (45)$$

Las dos soluciones para rm1 y las dos para rm2 dan como resultado dos pares de soluciones para una carga y un generador que coinciden simultáneamente con la red de dos puertos.

Los pares que coinciden simultáneamente pueden resumirse de la siguiente manera: para $|K| < 1$ tanto el generador como la carga de cada par tienen una magnitud igual a uno; para $|K| > 1$ y K positivo entonces una solución tiene tanto rm1 como rm2 menores que uno y la otra solución tiene ambos más que la unidad.

Para $|K| > 1$ y K negativo entonces, ambas soluciones consisten en una $|r_1| > 1$ y la otra $|r_1| < 1$.

La condición de que una red de dos puertos pueda ser emparejada simultáneamente con un generador real positivo y la carga viene dada por

$$K > 1 \quad (46)$$

La ecuación (45) para K es invariable a los cambios en la carga y en la impedancia del generador, y viene dada en términos de los parámetros h por:

$$\begin{aligned} K &= \\ \frac{2(\operatorname{Re}h_{11})\operatorname{Re}(h_{22}) - \operatorname{Re}(h_{12}h_{21})}{|h_{12}h_{21}|} \\ &= k^? = C^{-1} \text{ (Linville factor)} \end{aligned} \quad (47)$$

Si $|K| > 1$ entonces

$$|s_{21}m|^2 = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right| |(K \pm \sqrt{K^2 - 1})| \quad (48)$$

$$|s_{12}m|^2 = \left| \frac{s_{12}}{s_{21}} \right| |(K \pm \sqrt{K^2 - 1})| \quad (49)$$

donde el signo más se aplica cuando B_1 es negativo y el signo menos se produce cuando B_1 es positivo.

El significado físico de K se acentúa repitiendo que ($C^{-1} = k = K$) > 1 es la condición de que un dos puerto puede ser igualado simultáneamente por un generador y una carga real positiva.

Esta es sólo una condición necesaria para la estabilidad absoluta. Una condición necesaria y suficiente para la estabilidad absoluta es $K > 1$ y B_1 positivo.

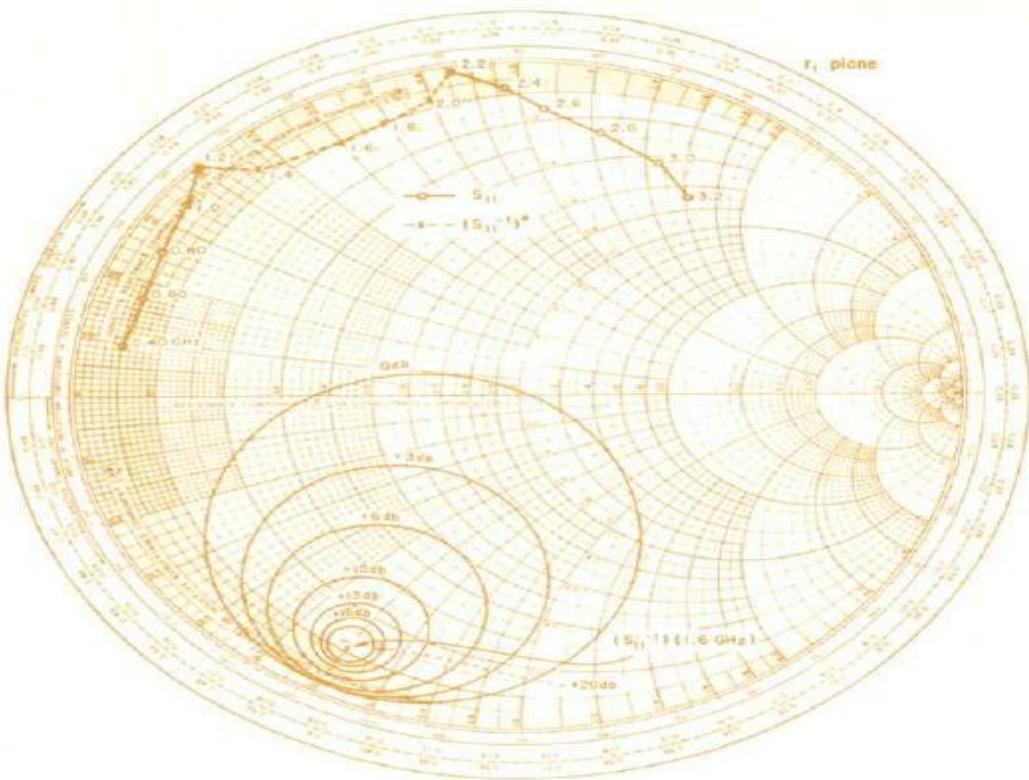


Fig. 5 - gráfica de S_{11} vs. frecuencia para un transistor en base común que muestra los rangos de frecuencia sobre los que la entrada es positiva y la negativa real con 50Ω en la salida. Cuando la curva se traza, la parte real se lee como negativa.

Cualquier generador colocado en el dispositivo que se encuentra fuera de la región sombreada proporciona una resistencia positiva total en todas las frecuencias. Los círculos indican contornos de ganancia constante a 1,6 GHz.

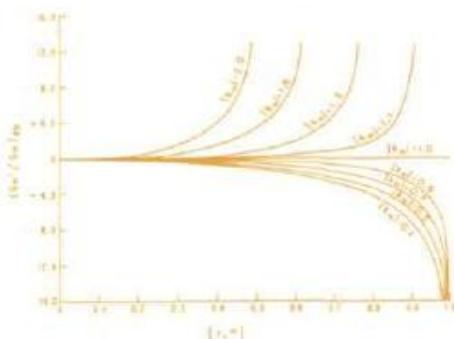


Fig. 6 (a) - Conjunto de curvas que dan los radios de los círculos de ganancia de potencia constante en función de la carga $|r2^m|$ con $|km|$ como parámetro. Este conjunto de curvas proporciona círculos de ganancia de potencia positiva para $K>1$.

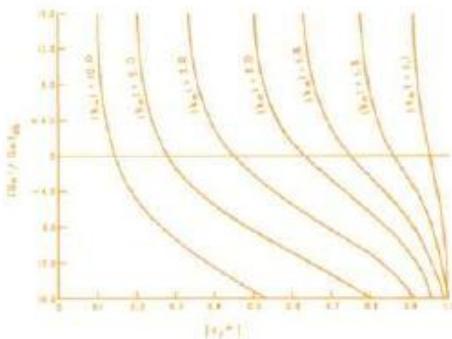


Fig. 6 (b) - Las curvas mostradas para varios valores de $|Km| > 1$ pueden ser usadas para obtener círculos de ganancia de potencia constante en el plano $r2^m$. Este gráfico da los radios de ganancia de potencia estable para el caso $|K|>1$ y K negativo.

FLUJO DE POTENCIA

Caso Unilateral

En esta sección se supone que el término de retroalimentación S_{12} es lo suficientemente pequeño en algún sentido como para que podamos ponerlo a cero. El sentido de ser pequeño se define más adelante en términos de un error de ganancia de potencia del transductor que resulta cuando se utiliza el diseño unilateral.

Para $S_{12} = 0$ obtenemos la siguiente ecuación para el GT:

$$\begin{aligned} |S_{21}'|_u^2 &= |S_{21}|^2 \frac{|1 - |r_1|^2|}{|1 - r_1 S_{11}|^2} \frac{|1 - |r_2|^2|}{|1 - r_2 S_{22}|^2} \\ &= G_0 G_1 G_2 \end{aligned} \quad (31)$$

G_0 es la ganancia de potencia del transductor dada por los parámetros originales del S_{21} (por ejemplo, el GT medido). G_1 y G_2 son contribuciones a la ganancia de potencia del transductor debido a los cambios en el generador y las cargas respectivamente.

Si $|S_{11}|$ y $|S_{22}|$ son menores que uno, entonces la Ecuación (31) alcanza un máximo finito en $r_1 = S_{11}$ y $r_2 = S_{22}$ que viene dado por:

$$\begin{aligned} |S_{21}'|_{u \max}^2 &= \frac{|S_{21}|^2}{|1 - |S_{11}|^2| |1 - |S_{22}|^2|} \\ &= M.A.G. = G_u \end{aligned} \quad (32)$$

La ecuación (32) puede expresarse en términos de los parámetros h . La expresión equivalente es:

$$|S_{21}'|_{u \max}^2 = \frac{|h_{21}|^2}{4 (\operatorname{Re} h_{11}) (\operatorname{Re} h_{22})} \quad (33)$$

Además de la ecuación (32) para G_u , también deseamos la ganancia para condiciones distintas a la de la coincidencia conjugada.

El comportamiento de G_i versus r_1 puede ser obtenido dejando:

$$G_i = \frac{|1 - |r_1|^2|}{|1 - r_1 S_{11}|^2} = \text{constant} \quad (34)$$

y resolviendo para r_1 . En este punto es conveniente dividir la discusión en dos secciones, Caso 1, en el que $|S_{11}| < 1$ y el caso 2, en el que $|S_{11}| > 1$.

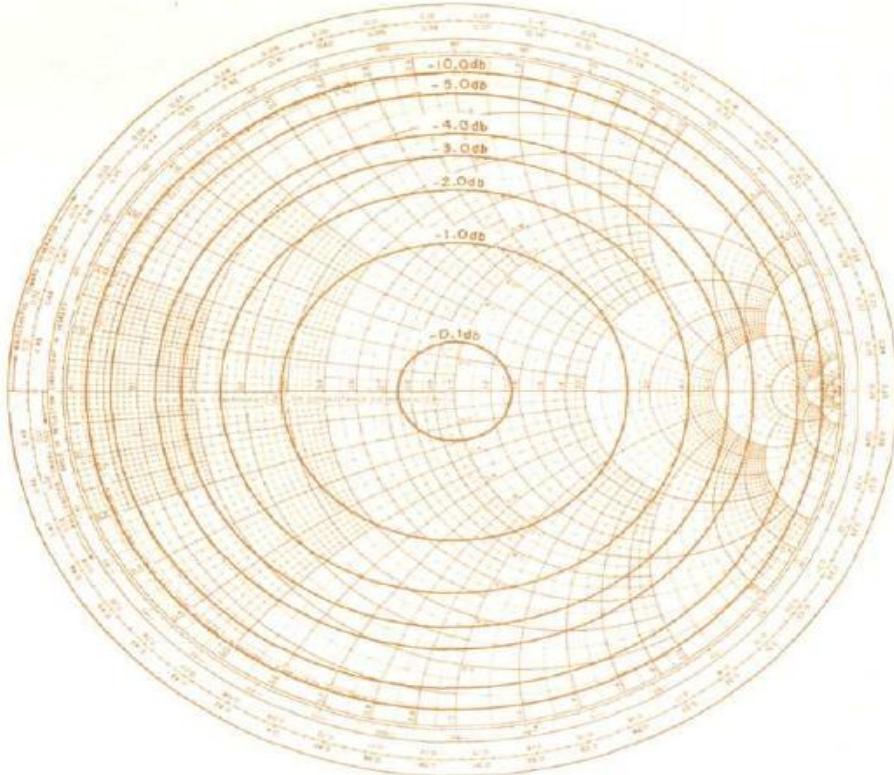


Fig. 7 - Círculos de pérdida de retorno que indican ganancias constantes G_{1m} o G_{2m} en función de r_{1m} o r_{2m} respectivamente.

Caso 1

En este caso la expresión resultante para r_1 , el coeficiente de reflexión de la impedancia del generador con respecto al conjugado complejo de la impedancia de referencia, es una ecuación de un círculo en una Carta de Smith. Los centros de los círculos para las diferentes ganancias se encuentran en una línea que atraviesa el origen y el S_{11} .

El círculo en $r_1=S_{11}$ por supuesto por supuesto se reduce a un solo punto. La ubicación del centro del círculo y el radio del círculo están dados por r_{01} y p_{01} respectivamente. Un círculo de ganancia constante también corresponde a un coeficiente de reflexión de entrada S_{11}' de magnitud constante.

Definiendo una ganancia normalizada:

$$g_1 = \frac{G_1}{G_{1\max}} = G_1(1 - |S_{11}|^2) \quad (35)$$

el centro y el radio de cada círculo y la magnitud del correspondiente coeficiente de reflexión $|S_{11}'|$ para una constante g_1 viene dada por:

$$r_{01} = \frac{g_1 |s_{11}|}{1 - |s_{11}|^2 (1 - g_1)} = \text{centro} \quad (36)$$

$$\rho_{01} = \frac{(1 - g_1)^{1/2} (1 - |s_{11}|^2)}{1 - |s_{11}|^2 (1 - g_1)} = \text{radio}$$

$$|s_{11}'| = (1 - g_1)^{1/2}$$

donde $0 < g_1 = \frac{G_1}{G_{1\max}} < 1$

Los círculos de la constante g_1 se ilustran en la Fig. 4. El círculo que pasa por el origen es siempre el círculo de cero decibelios para G_1 . En otras palabras, dentro de este círculo $G_1 > 1$, y fuera de $G_1 < 1$.

Caso 2

Si se encuentran valores de $|S_{11}| > 1$ al medir un transistor es conveniente colocar (S_{11}^{-1}) en una Carta de Smith con una línea punteada donde $|S_{11}| > 1$, y S_{11} con una línea sólida para los rangos donde $|S_{11}| < 1$. Donde aparece la línea punteada la resistencia se lee ahora como resistencia negativa. En ambos casos la parte reactiva se lee como se indica en la Carta de Smith. Como veremos esto logra dos objetivos. Por un lado, hace que las curvas del dispositivo sean continuas en el interior de la Carta de Smith; por otro lado, hace que el diseño del Caso 2 se corresponda muy estrechamente con el del Caso 1. En la Fig. 5 se muestra un gráfico de la Carta de Smith para $S_{11} > 1$ para un transistor de microondas.

La contribución a la ganancia total de potencia del transductor proporcionada por G_1 viene dada de nuevo por la Ecuación (34).

La ubicación y los radios de los círculos de ganancia constante, así como el correspondiente $|S_{11}'|$ se dan nuevamente por la Ecuación (36), excepto que ahora:

$$-\infty < g < 0 \quad (37)$$

y la ganancia máxima $G_{1\max}$ es ahora infinita en:

$$r_i = [(s_{11}^{-1})^*]^* = s_{11}^{-1} \quad (38)$$

Como ya se ha mencionado, es conveniente saber en qué sentido el S12 es pequeño, o cuán adecuado es el diseño unilateral.

La ganancia real de potencia del transductor $|S_{21}'|^2$ viene dada por:

$$|S_{21}'|^2_{\text{true}} = |S_{21}'|_u^2 \frac{1}{|1-x|^2} \quad (39)$$

Donde:

$$x = \frac{r_1 r_2 s_{12} s_{21}}{(1 - r_1 s_{11})(1 - r_2 s_{22})}$$

La relación entre la ganancia real y la ganancia unilateral está limitada por:

$$\frac{1}{|1+|x||^2} < \frac{|S_{21}'|^2_{\text{true}}}{|S_{21}'|_u^2} < \frac{1}{|1-|x||^2} \quad (40)$$

Podemos definir una figura unilateral de mérito u donde:

$$u = \frac{|s_{11}| |s_{22}| |s_{12} s_{21}|}{|1 - |s_{11}|^2| |1 - |s_{22}|^2|} \quad (41)$$

u tiene el siguiente significado físico para el $|S_{11}|$ y $|S_{22}|$ menos de uno.

La relación entre la ganancia de potencia real del transductor y la ganancia de potencia del transductor obtenida por el diseño unilateral está limitada por:

$$\frac{1}{|1-u|^2} \text{ and } \frac{1}{|1+u|^2}$$

para cualquier generador e impedancia de carga que tengan una magnitud igual o menor que $|S_{11}|$ y $|S_{22}|$ respectivamente.

Ganancia de potencia del transductor, ganancia de potencia y ganancia de potencia disponible referida al generador y a la carga

Si $|K|$ es mayor que uno, se desarrollará un procedimiento de diseño particularmente simple porque el número de parámetros de dispersión que ocurren en las ecuaciones (15) a (18) se reducen de cuatro a dos por definición.

Con cargas e impedancias del generador coincidentes en la red, los parámetros de dispersión coincidentes S^m vienen dados por $S11^m = S22^m = 0$ y:

$$S_{12}^m = \frac{(A_2^m)^*}{A_1^m} \frac{s_{12} [1 - |r_{m1}|^2]}{[(1 - r_{m1}s_{11})(1 - r_{m2}s_{22}) - r_{m1}r_{m2}s_{12}s_{21}]} \quad (50)$$

$$S_{21}^m = \frac{(A_1^m)^*}{A_2^m} \frac{s_{21} [1 - |r_{m2}|^2]}{[(1 - r_{m1}s_{11})(1 - r_{m2}s_{22}) - r_{m1}r_{m2}s_{12}s_{21}]} \quad (51)$$

donde r_{m1} y r_{m2} fueron dados anteriormente por las ecuaciones (42) y (43).

Los parámetros de dispersión S' pueden expresarse ahora en función de las impedancias arbitrarias de carga y del generador $r1^m$ y $r2^m$ que se refieren a las impedancias emparejadas r_{m1} y r_{m2} .

$$r_1^m = \frac{Z_1^m - Z_{m1}}{Z_1^m + Z_{m1}^*} \quad (52)$$

$$r_2^m = \frac{Z_2^m - Z_{m2}}{Z_2^m + Z_{m2}^*} \quad (53)$$

Z_{m1} es igual a la impedancia del generador, y Z_{m2} es la impedancia de la carga. En una carta de Smith, $Z1^m$ se obtiene de $r1^m$ leyendo las coordenadas, multiplicando por la parte real de Z_{m1} , y añadiendo la parte imaginaria de Z_{m1} , en particular.

$$Z_1^m = R_{m1}r + i(R_{m1}x + X_{m1}) \quad (54)$$

donde r y x son las coordenadas de la Carta de Smith. Las coordenadas de conductancia y reactancia constantes de la Carta de Smith aún se conservan en $Z1^m$.

Los nuevos parámetros S' para carga arbitraria y generador son ahora dados por:

$$S'_{11} = \frac{(A_1^m)^*}{A_1^m} \frac{[-(r_1^m)^* + r_2^m s_{12}^m s_{21}^m]}{(1 - r_1^m r_2^m s_{12}^m s_{21}^m)} \quad (55)$$

$$S'_{12} = \frac{(A_2^m)^*}{A_1^m} \frac{s_{12}^m (1 - |r_1^m|^2)}{(1 - r_1^m r_2^m s_{12}^m s_{21}^m)} \quad (56)$$

$$S'_{21} = \frac{(A_1^m)^*}{A_2^m} \frac{s_{21}^m (1 - |r_2^m|^2)}{(1 - r_1^m r_2^m s_{12}^m s_{21}^m)} \quad (57)$$

$$S'_{22} = \frac{(A_2^m)^*}{A_2^m} \frac{[-(r_2^m)^* + r_1^m s_{12}^m s_{21}^m]}{(1 - r_1^m r_2^m s_{12}^m s_{21}^m)} \quad (58)$$

Donde:

$$A_1^m = \frac{[1 - (r_1^m)^*] (1 - |r_1^m|^2)^{1/2}}{|1 - r_1^m|}$$

$$A_2^m = \frac{[1 - (r_2^m)^*] (1 - |r_2^m|^2)^{1/2}}{|1 - r_2^m|}$$

El diseño de Linville, con ganancia del transductor en función de la carga, pero manteniendo la entrada emparejada ($G_t = G$) para cada valor de la carga, se obtiene simplemente requiriendo que $S_{11}' = 0$.

Esto se satisface si:

$$r_1^m = (r_2^m S_{12}^m S_{21}^m)^* \quad (59)$$

El nuevo conjunto de parámetros de dispersión para la entrada emparejada es ahora una función sólo de r_2^m , la carga, y está dada por:

$$S_{11}^{im} = 0 \quad (60)$$

$$S_{12}^{im} = \frac{(A_2^m)^* S_{12}^m}{A_1^m} \quad (61)$$

$$S_{21}^{im} = \frac{(A_1^m)^* S_{21}^m (1 - |r_2^m|^2)}{(1 - |r_2^m K_m|^2)} \quad (62)$$

$$S_{22}^{im} = \frac{(1 - r_2^m)}{[1 - (r_2^m)^*]} \left(\frac{1 - |K_m|^2}{1 - |r_2^m K_m|^2} \right) \left[- (r_2^m)^* \right] \quad (63)$$

Donde:

$$|K_m| = |S_{12}^m S_{21}^m| = |K \pm \sqrt{K^2 - 1}| \quad (64)$$

La ganancia de potencia del transductor indicada por la ecuación (62) puede expresarse como el producto de dos términos; uno una constante, la ganancia ajustada, G_m , y el segundo, G_{im2} , una función de la carga r_2^m .

Si $K > 1$ y $|Km| < 1$ (B1 positivo) el dispositivo es incondicionalmente estable, y se pueden construir círculos de ganancia de potencia constante para G_{im2} concéntricos con el origen. Cualquier círculo que no sea el origen representa una ganancia menor que la obtenida en las condiciones de coincidencia simultánea.

El radio de un círculo para una ganancia determinada es:

$$|r_2^m|^2 = \frac{1-g_m}{1-|K_m|^2 g_m} \quad (65)$$

Donde:

$$g_m = \frac{G_{im2}}{g_m} \quad (66)$$

$$\text{Y: } 0 < g_m < 1.$$

Para $K > 1$ y $Km > 1$ (B1 negativo), el dispositivo es potencialmente inestable y la ganancia de potencia del transductor bajo el generador y la carga emparejados representan la ganancia de potencia mínima obtenible bajo condiciones de entrada emparejadas.

Se pueden construir de nuevo círculos de ganancia constante en el plano $r2^m$.

Los círculos son de nuevo concéntricos con el origen. El radio del círculo en este caso también viene dado por la ecuación (65) pero ahora g_m va al infinito en:

$$|r_2^m| = \frac{1}{|K_m|} \quad (67)$$

y la red es potencialmente inestable fuera de esta región.

Para $K > 1$ pero K negativo, se obtiene una ganancia estable sólo para $|Km| > 1$ (B1 positivo) y sólo para $|r2^m| > \frac{1}{|Km|}$.

La ganancia Gm' es una función sólo de la magnitud de $r2^m$, la carga, y por lo tanto es posible mostrar $\frac{Gm'}{Gm}$ como una función de $|r2^m|$ con $|Km|$ como parámetro.

Si en este gráfico la coordenada de la carga ($r2^m$) es físicamente igual al radio de un gráfico Smith estándar, y la escala vertical se especifica en decibelios, entonces los círculos de ganancia constante para un $|Km|$ dado pueden ubicarse en el plano $r2$ [Fig. 6(a) $K>1$, Fig. 6(b) $K<-1$].

Con la ecuación (57) también es posible ahora visualizar la ganancia de potencia del transductor para cualquier carga y cualquier generador por medio de dos conjuntos universales de curvas. La ganancia de potencia del transductor de la Ecuación (57) puede expresarse como el producto de cuatro términos.

$$|S_{21}^m| = G_m G_{1m} G_{2m} G_{12m} \quad (68)$$

G_m es la ganancia igualada, G_{1m} es una función sólo del generador r_1^m , G_{2m} es una función sólo de la carga r_2^m , y G_{12m} es un término de interacción entre el generador y la carga.

$$G_m = |S_{21}^m|^2 = |K_m| \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad (69)$$

$$G_{1m} = (1 - |r_1^m|^2) \quad (70)$$

$$G_{2m} = (1 - |r_2^m|^2) \quad (71)$$

$$G_{12m} = \frac{1}{|1 - r_1^m r_2^m K_m|^2} \quad (72)$$

Las ecuaciones (70) y (71) simplemente representan los círculos de pérdida de retorno constante en los planos r_1^m y r_2^m y, por lo tanto, son universales (Fig. 7). Los círculos de ganancia constante representados por la Ecuación (72) se dan en la Fig. 8, donde la posición desde el origen viene dada por $f = r_1^m * r_2^m * K^m$.

Para $|K| < 1$ la ganancia de potencia del transductor todavía puede ser dada por las curvas universales de las Figs. 7 y 8. Para ello, los parámetros de dispersión se normalizan a $r_1 = S_{11}^*$ y $r_2 = S_{22}^*$.

La ganancia de potencia del transductor viene dada entonces por el producto de cuatro términos similares a la Ecuación (68). El vector f que se utilizará en la Fig. 8 es ahora la suma de tres términos.

En la siguiente sección se dan círculos de ganancia de potencia constante y de ganancia de potencia disponible para cualquier valor de K incluyendo $|K| < 1$.

Ganancia de potencia y ganancia de potencia disponible en el caso general

Una ganancia de potencia constante G y una ganancia de potencia disponible GA , las ecuaciones (22) y (23), dan la ecuación de un círculo en los planos r_2 y r_1 respectivamente.

Las ecuaciones (22) y (23) pueden expresarse como:

$$G = |s_{21}|^2 g_2 \quad (73)$$

$$G_A = |s_{21}|^2 g_1 \quad (74)$$

Donde

$$g_2 = \frac{|1 - |r_2|^2|}{(1 - |s_{11}|^2) + |r_2|^2 (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re} r_2 C_2}$$

y g_1 se da simplemente intercambiando los índices 1 y 2. Una discusión de uno, g_2 en este caso, entonces es suficiente para ambos, g_2 y g_1 .

El radio y la ubicación de un círculo de ganancia constante para g_2 viene dado por:

$$r_g = \frac{(1 - 2K|s_{12}s_{21}|g_2 + |s_{12}s_{21}|^2 g_2^2)^{1/2}}{(1 + D_2 g_2)} \quad (75)$$

$$r_g = \left(\frac{g_2}{1 + D_2 g_2} \right) C_2 \quad (76)$$

Respectivamente, donde:

$$D_2 = |s_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (77)$$

Para $g_2 = \infty$ el radio r_g y la ubicación r_g se reducen al círculo de estabilidad en el plano r_2 .

La ganancia en la que $r_g = 0$ es de interés y está dada por:

$$g_{20} = \frac{1}{|s_{12}s_{21}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \quad (78)$$

Es muy informativo en este momento dar las seis posibles ubicaciones de los círculos de estabilidad, ya que su ubicación indica la naturaleza general de los círculos de ganancia constante. La figura 9 corresponde a un $|S_{11}| < 1$. Si $|S_{11}| > 1$, entonces las regiones sombreadas y no sombreadas simplemente cambian de rol. Los casos iluminados y no iluminados son físicamente iguales y sólo corresponden a un D_2 positivo o negativo. Los tres pares de casos corresponden a estas situaciones físicas separadas: En el caso A, el dispositivo es incondicionalmente estable, las cargas emparejadas son reales positivas y el g_{20} es una ganancia máxima; en el caso B, las cargas son reales positivas pero el dispositivo es potencialmente inestable y el g_{20} es una ganancia mínima; el

tercer caso C corresponde a un dispositivo potencialmente inestable y también a la situación en que las cargas emparejadas son puramente imaginarias y el g20 es complejo.

El signo de G también se da en la Fig. 9 para las diferentes regiones. Las ecuaciones (22) y (23) son válidas sólo para $|r_1| < 1$ y $|r_2| < 1$ y es necesario volver a la definición original para obtener los signos correctos.

Si $|K| > 1$ (caso A, B) entonces se pueden obtener círculos de ganancia de potencia constante de la sección anterior sin tener que calcular sus radios y ubicación, pero si $|K| < 1$ (caso C) ese procedimiento falla y es necesario utilizar las Ecuaciones (75) y (76).

Un ejemplo de los círculos de ganancia constante tanto para el caso B' como para el C se muestra en las Fig. 10 y 11.

Como se ha indicado anteriormente, para realizar ($G_t = G$), es necesario colocar la impedancia adecuada del generador en la entrada para cada r_2 . El valor adecuado viene dado por:

$$r_1^* = \frac{s_{11} - r_2 \Delta}{1 - r_2 s_{22}} \quad (79)$$

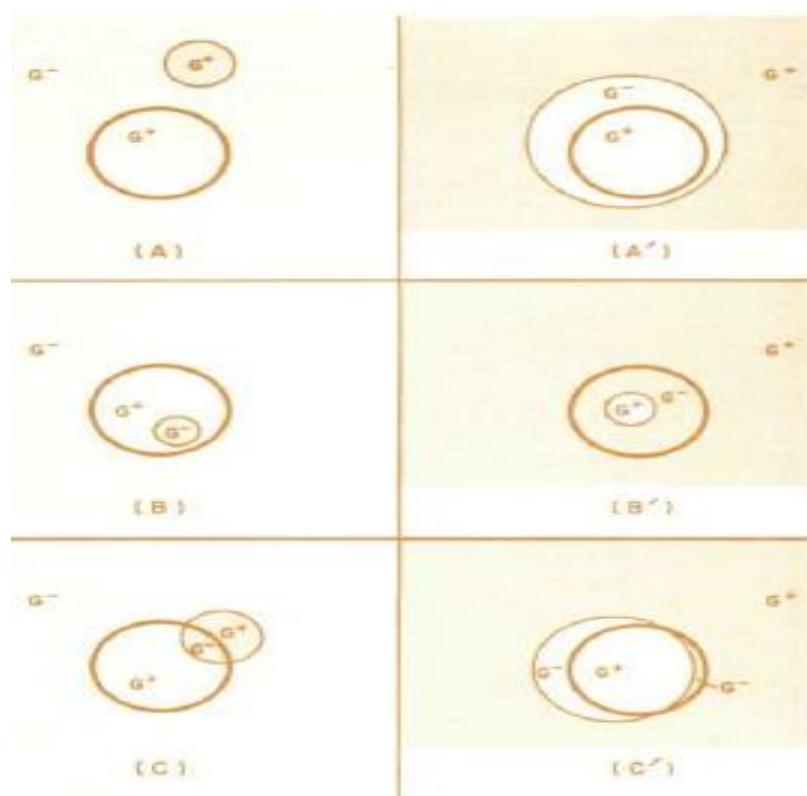


Fig. 9 - Las seis posibles ubicaciones del círculo de inestabilidad en el plano de salida. Las regiones sombreadas indican los valores de r_2 que proporcionan una impedancia de entrada real negativa para $|S_{11}| < 1$. También se indican en las figuras los signos de la ganancia de potencia en las distintas regiones. Los

círculos de igual tamaño para todos los casos son los círculos unitarios (dentro del gráfico de Smith) para r_2 ; fuera de este círculo r_2 , es real negativo y dentro real positivo.

9(A): Entrada incondicionalmente estable; carga simultánea igualada real positiva. $|r_2^m| < 1$; $k > 1$; D2 positivo; $km < 1$.

9(B): Entrada potencialmente inestable; cargas simultáneas coincidentes positivas reales. $|r_2^m| < 1$; $k > 1$; D2 positivo; $km > 1$.

9(C): Entrada potencialmente inestable. $|r_2^m| = 1$; $|k| < 1$; D2 positivo.

9(A'): Entrada incondicionalmente estable; carga simultánea igualada real positiva. $|r_2^m| < 1$; $k > 1$; D2 negativo; $km < 1$.

9(B'): Entrada potencialmente inestable; cargas simultáneas coincidentes positivas reales. $|r_2^m| < 1$; $k > 1$; D2 negativo; $km > 1$.

9(C'): Entrada potencialmente inestable. $|r_2^m| = 1$; $|k| < 1$; D2 negativo.

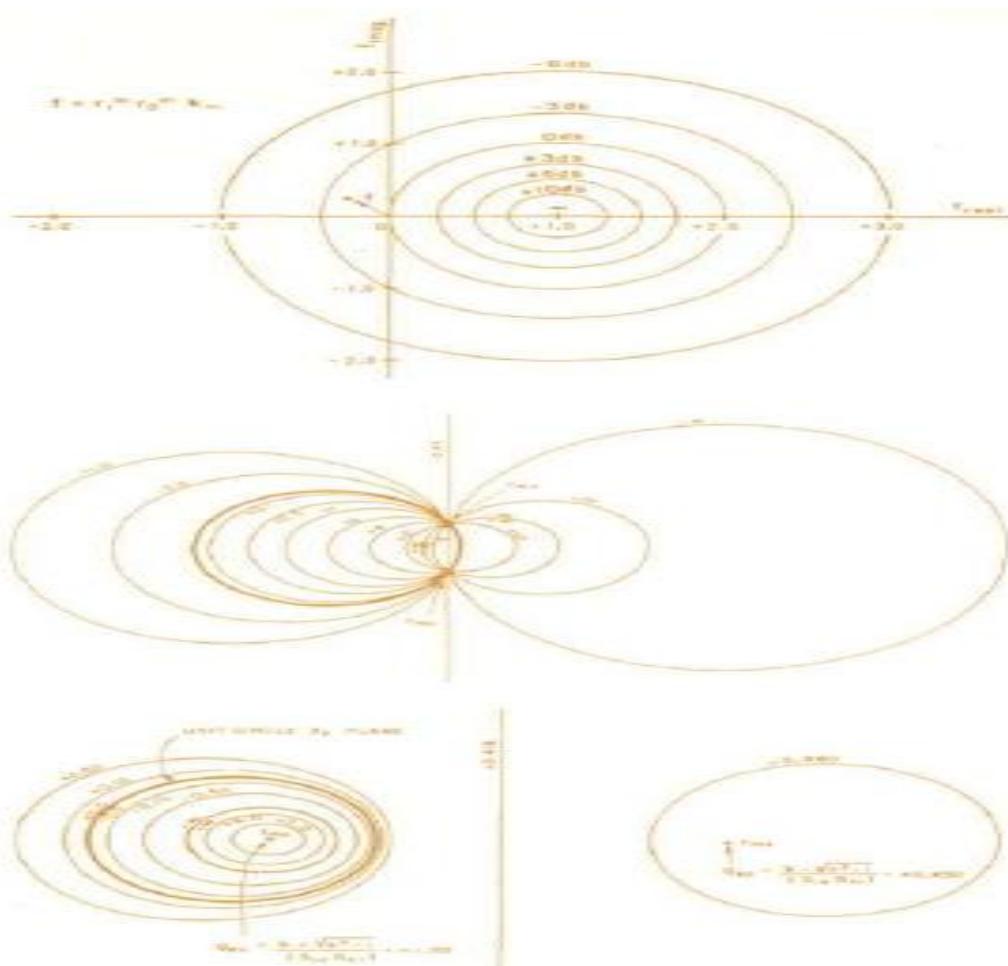


Fig. 8 - Círculos de ganancia constante que contribuyen a la ganancia total del panel transductor debido al término de interacción G12m en función del generador r_1^m , la carga r_2^m y el dispositivo km .

Fig. 10 - Círculos de ganancia constante (g_2) para un conjunto de parámetros S que satisfacen el caso C de la Fig. 9. La ganancia g_2 se da como una relación numérica, no en dB. Los círculos se trazan en el plano r_2 . $S_{11} = 0,707/0^\circ$; $S_{22} = 0,707^{\wedge}0^\circ$; $S_{12} S_{21} = 0,2 /0^\circ$.

Fig. 11 - Círculos de ganancia constante para el caso B' de la Fig. 9. El interior del círculo fuertemente alineado proporciona una impedancia de entrada real positiva. $S_{11} = -0,707$; $S_{22} = 0,707$; $S_{12} S_{21} = 1,2$; $rm_2 = (3,53, 0,287)$.

CONCLUSIÓN

Se ha demostrado que un dos puertos puede ser analizado completamente en términos de un conjunto de parámetros fácilmente medibles, "los parámetros de dispersión generalizada". En la primera sección se presentaron los parámetros de dispersión generalizada y se desarrollaron las relaciones fundamentales de flujo de energía.

En la sección sobre el flujo de potencia se presentó un análisis del flujo de potencia para el caso en que el S_{12} es lo suficientemente pequeño como para que se pueda descuidar y se formule el diseño unilateral.

Esto conduce al caso en que no se supone que S_{12} sea cero y se obtienen las relaciones generales de flujo de potencia y se muestran en una forma gráfica única y muy informativa. Estrechamente ligadas al flujo de potencia están las cuestiones de estabilidad que también se discuten a fondo.

Sólo se ha tocado el uso potencial de estos parámetros; algunos trabajos en curso tratan del conjunto de ecuaciones similares a las ecuaciones (26) - (29) para una red de tres puertos. Por ejemplo, un transistor que tiene Z_o en las tres derivaciones puede definirse mediante una matriz de fácil medición (3×3). A partir de estos 9 valores originales, todos los parámetros de 12 para cualquier configuración de dos puertos vienen dados por una sola ecuación que utiliza diferentes conjuntos de 4 de los 9 elementos de la matriz original.

Possiblemente más importante es el hecho de que los dos puertos, los parámetros para cualquier configuración y una retroalimentación común de las derivaciones, también vienen dados por una ecuación de la misma forma pero que incluye la impedancia de retroalimentación.

El uso práctico del sistema de medición también parece ilimitado.

RECONOCIMIENTO

El autor desea expresar su agradecimiento a todas las personas que ayudaron a preparar y editar este manuscrito.

En particular a Sydney Ncih, Ross Snyder y al difunto George Frederick por su asistencia técnica; también a Roseanne Caldwell y Mee Chow entre otros por la preparación del manuscrito.

SECCIÓN VII

DISEÑO DE CIRCUITOS Y CARACTERIZACIÓN DE TRANSISTORES POR MEDIO DE PARÁMETROS DE DISPERSIÓN DE TRES PUERTOS

Este artículo define los parámetros de tres puertos de un transistor con o sin terminaciones arbitrarias en los cables del transistor. El Dr. Bodway relaciona los parámetros de tres puertos con los más familiares de dos puertos para el emisor, la base y el colector comunes.

A continuación, muestra que todas las ecuaciones de dos puertos tienen una forma similar y pueden ser mapeadas en círculos de ganancia constante en una Carta de Smith. La variación de los parámetros de dos puertos, específicamente para una configuración de emisor común, se analiza con respecto a la retroalimentación de series o shunt. Finalmente, describe el equipo utilizado para medir tres parámetros de chips de transistores.

Introducción	7-1
Parámetros de dispersión de tres puertos	7-1
Definición	7-1
Para la terminación arbitraria de los cables de los transistores	7-1
Obtención de los parámetros de dos puertos de los parámetros de tres puertos	7-3
Emisor común	7-3
Base común	7-3
Colector común	7-3
Propiedades de las ecuaciones de dos puertos	7-3
Retroalimentación de la derivación	7-4
Aplicación de los parámetros S de los tres puertos	7-4
Emisor común con retroalimentación en serie	7-5
Emisor común con retroalimentación de la derivación	7-5
Sistema de medición de tres puertos	7-5

DISEÑO DE CIRCUITOS Y CARACTERIZACIÓN DE TRANSISTORES MEDIANTE PARÁMETROS DE DISPERSIÓN DE TRES PUERTOS

GEORGE E. BODWAY

Hewlett-Packard Co.

Palo Alto, California

INTRODUCCIÓN

Hay dos requisitos para el uso eficaz de los transistores, los dispositivos de estado sólido y los componentes pasivos.

En primer lugar, sus características deben medirse con precisión; en segundo lugar, debe existir una capacidad de diseño en términos de las cantidades medidas. Los parámetros de dispersión satisfacen estos requisitos tanto desde el punto de vista de la medición como del diseño. Son particularmente útiles en la gama de frecuencias de las microondas.

Normalmente, los parámetros S de un dispositivo activo de tres terminales se determinan mediante mediciones de dos puertos, conectando el cable común a tierra. Lamentablemente, la longitud física entre el dispositivo y el plano de tierra suele introducir una grave inductancia parasitaria de plomo común, especialmente si los espacios son lo suficientemente grandes como para obtener un sistema muy preciso de 50 ohmios. La misma razón por la que los parámetros de dispersión se miden a altas frecuencias (es decir, porque es difícil lograr cortos y aberturas precisos a esas frecuencias) requiere la medición de parámetros de tres terminales y, por lo tanto, reducir considerablemente los errores debidos a esta inductancia parásita de plomo común.

Los parámetros de admitancia o transistor de impedancia de tres puertos ya se han examinado anteriormente, pero nunca han sido tan útiles ni tan deseables como los parámetros de dispersión de tres terminales a frecuencias de microondas. Cuando se hacen mediciones de tres puertos, los tres puertos terminan con 50 ohmios. Llevar tres líneas de transmisión de 50 ohmios hasta el dispositivo elimina la inductancia de plomo común, asegura planos de referencia precisos y da como resultado un sistema de medición muy estable. (Se pueden hacer mediciones de cuatro puertos de la misma manera para transistores de 1C donde el sustrato es el cuarto terminal).

Una terminación de 50 ohmios también se aproxima más al entorno del circuito final a frecuencias de microondas que las terminaciones abiertas o cortas requeridas por los parámetros h, y, o ambos.

Este documento discute la teoría de los parámetros de dispersión de tres puertos y muestra cómo procedimientos de diseño previamente complicados pueden ser realizados muy simplemente en estos términos. Por ejemplo, todos los parámetros de dos puertos en cualquier configuración común (CB, CE, CC) con cualquier retroalimentación de serie y cualquier retroalimentación de derivación pueden determinarse utilizando una sola transformación y una transformación de

matriz. Los parámetros de dos puertos con retroalimentación en serie están relacionados con las 9 cantidades medidas por 12 ecuaciones, todas ellas de forma idéntica, es decir, las ecuaciones se parecen. Sólo utilizan variables diferentes y, por consiguiente, sólo hay que resolver una ecuación.

El hecho de tener que resolver una sola ecuación ha sido de gran ayuda para vincular un pequeño ordenador de sobremesa al sistema de medición para la caracterización instantánea de dispositivos y el diseño de circuitos.

PARÁMETROS DE DISPERSIÓN DE TRES PUERTOS

Los parámetros de los tres terminales de un transistor se muestran esquemáticamente en la Fig. 1, donde los tres terminales están todos referidos a una tierra común. Las ondas de potencia incidente y reflejadas pueden representarse por la matriz de dispersión de tres puertos:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

donde $|Sij|/2i \neq j$ representa la ganancia de energía del transductor del puerto j al puerto i , y $|Sii|^2$ representa la energía del generador disponible que se refleja del dispositivo en el puerto i^{th} .

Los parámetros medidos se refieren a la impedancia característica de las tres líneas de transmisión que terminan el dispositivo. Para que sean de uso universal, se requieren los parámetros para la terminación arbitraria de las líneas de transistores en función de estas terminaciones arbitrarias y los parámetros originales medidos y las impedancias de referencia arbitrarias. La expresión de los nuevos parámetros de dispersión viene dada por:

$$S' = A^{-1}(S - \Gamma^\dagger) (I - \Gamma S)^{-1} \Gamma^\dagger$$

Donde:

$$A_1 = \frac{(1 - r_1^*)}{|1 - r_1|} (1 - |r_1|^2)^{1/2}$$

es el elemento ii^{th} en una matriz diagonal

$$r_1 = \frac{Z_i - Z_1}{Z_1 + Z_1^*}$$

Y:

$$\Gamma_{11} = r_1, \quad (3)$$

$A^\dagger, \Gamma^\dagger$ = transpuesta de las matrices diagonales A, Γ , respectivamente.

Los nueve nuevos parámetros de dispersión en términos de los parámetros originales y las impedancias de referencia arbitrarias vienen dados por:

$$\begin{aligned} s'_{11} = \frac{A_1^*}{DA_1} \left\{ & (s_{11} - r_1^*) \Delta_{23} + r_2 s_{12} s_{21} (1 - r_3 s_{33}) \right. \\ & + r_2 r_3 [s_{23} s_{13} s_{31} + s_{21} s_{13} s_{32}] + \\ & \left. + r_3 s_{12} s_{31} (1 - r_2 s_{22}) \right\} \end{aligned} \quad (4)$$

$$s_{12}' = \frac{A_2^*}{DA_1} (1 - |r_1|^2) [s_{12}(1 - r_2 s_{21}) + r_2 s_{11} s_{21}] \quad (5)$$

Donde:

$$\begin{aligned} D = & 1 - r_1 s_{11} - r_2 s_{22} - r_3 s_{33} + r_1 r_2 (s_{11} s_{22} - s_{12} s_{21}) \\ & + r_2 r_3 (s_{22} s_{33} - s_{23} s_{32}) + r_1 r_3 (s_{11} s_{33} - s_{13} s_{31}) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\Delta_{23} = s_{22} s_{33} - s_{23} s_{32} \quad (7)$$

Las otras siete expresiones se obtienen intercambiando los índices de las ecuaciones anteriores.

Aunque el conjunto de ecuaciones representadas por (4) y (5) puede utilizarse para el análisis informático, es difícil de manipular y no transmite mucha información sobre lo que está ocurriendo. Un enfoque mucho más útil y gratificante ha sido dejar dos de los puertos terminados por Z_0 y permitir que el tercer puerto sea terminado arbitrariamente. Los parámetros de los dos puertos se obtienen de esta manera tratando el plomo común como arbitrariamente terminado en una serie de impedancia diferente a Z_0 . La ganancia máxima disponible, el aislamiento, la estabilidad y otras características están simplemente relacionadas con los parámetros de los dos puertos y, por lo tanto, pueden evaluarse en función de esta impedancia de plomo en serie.

Para evitar cualquier confusión con los índices, se ha adoptado una convención obvia para etiquetar los parámetros de dispersión de tres puertos para un transistor:

$$S = \begin{bmatrix} S_{bb} & S_{ba} & S_{bc} \\ S_{ab} & S_{aa} & S_{ac} \\ S_{cb} & S_{ca} & S_{cc} \end{bmatrix} \quad (8)$$

donde, por ejemplo, S_{bb} es el coeficiente de reflexión del punto de conducción de la base con el emisor y el colector ambos terminados por Z_0 . De manera similar, S_{cb} es la ganancia de potencia del transductor para el puerto colector cuando se impulsa la base. S_{cb} es de particular importancia para un dispositivo, siendo similar a h_{21} cuando se utilizan parámetros h y a S_{21} cuando se consideran los parámetros S de dos puertos. La frecuencia a la que S_{cb} pasa por 0 dB se define como f_a y representa un valor mínimo para f_{max} . Los demás parámetros tienen significados similares.

Los nueve elementos de la matriz (8) no son todos independientes porque estamos considerando un dispositivo de tres terminales. De hecho, sólo hay cuatro parámetros independientes; si se conocen, se pueden encontrar los otros, estando relacionados por la condición:

$$\sum_{j=1}^3 s_{ij} = \sum_{i=1}^3 s_{ij} = 1. \quad (9)$$

Esta relación se deriva de una relación similar para los parámetros y donde:

$$\sum_{i=1} \ Y_{ij} = \sum_{j=1} \ Y_{ij} = 0; \quad (10)$$

por ejemplo,

$$Scb = 1 - Seb - Sbb \quad (11)$$

A partir de la ecuación (4) es posible ahora obtener las expresiones de los parámetros de dos puertos, con cualquier elemento de retroalimentación como impedancia de plomo común. Véase la Fig. 2.

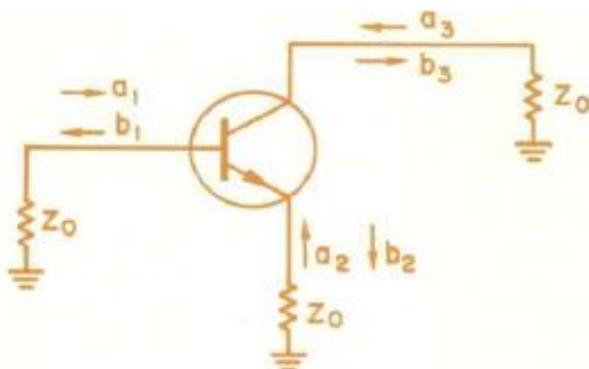


Fig. 1 - Ondas incidentes y reflejadas (a, b respectivamente) para un transistor incrustado en una estructura donde las tres derivaciones están terminadas por la impedancia característica Z_0 de una línea de transmisión.

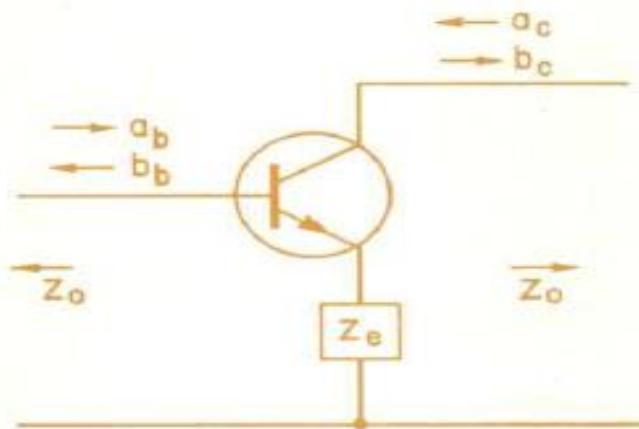


Fig. 2 - Ondas incidentes y reflejadas para un transistor en configuración de emisor común con una impedancia arbitraria Z_0 en el cable del emisor.

Obtención de parámetros de dos puertos a partir de información de tres puertos

Los parámetros de dos puertos para las tres configuraciones posibles están dados por tres conjuntos de ecuaciones: (12a), (12b) y (12c).

Emisor común

$$\begin{aligned} s_{fe} &= s_{eb} + \frac{s_{ce}s_{eb}}{\frac{1}{r_e} - s_{ee}} s_{1e} = s_{bb} + \frac{s_{be}s_{eb}}{\frac{1}{r_o} - s_{eo}} \\ s_{re} &= s_{bc} + \frac{s_{ce}s_{bc}}{\frac{1}{r_o} - s_{eo}} s_{2e} = s_{ee} + \frac{s_{ce}s_{eo}}{\frac{1}{r_o} - s_{eo}} \end{aligned} \quad (12a)$$

Base común

$$\begin{aligned} s_{fb} &= s_{ee} + \frac{s_{cb}s_{be}}{\frac{1}{r_b} - s_{bb}} s_{1b} = s_{ee} + \frac{s_{cb}s_{be}}{\frac{1}{r_b} - s_{bb}} \\ s_{rb} &= s_{eo} + \frac{s_{ab}s_{be}}{\frac{1}{r_b} - s_{bb}} s_{2b} = s_{eo} + \frac{s_{ab}s_{be}}{\frac{1}{r_b} - s_{bb}} \end{aligned} \quad (12b)$$

Colector común

$$\begin{aligned} s_{fa} &= s_{cb} + \frac{s_{ee}s_{cb}}{\frac{1}{r_e} - s_{ee}} s_{2e} = s_{ee} + \frac{s_{ee}s_{ce}}{\frac{1}{r_e} - s_{ee}} \\ s_{ra} &= s_{be} + \frac{s_{bc}s_{ce}}{\frac{1}{r_e} - s_{ee}} s_{1e} = s_{bb} + \frac{s_{bc}s_{ce}}{\frac{1}{r_e} - s_{ee}} \end{aligned} \quad (12c)$$

Donde:

$$r_i = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0^*}.$$

Si r_1 se sustituye por -1, esto es lo mismo que poner a tierra el cable común; en consecuencia, la serie de ecuaciones anteriores da los parámetros normales de dos puertos.

Antes de discutir las propiedades de la serie de ecuaciones (12), se pueden hacer varias observaciones interesantes.

En primer lugar, se ha reconocido anteriormente que la ganancia en la configuración del emisor común puede aumentarse añadiendo un condensador en serie con el emisor. Se puede demostrar a partir de los datos típicos para S_{ee} que cuando Z_e es capacitivo, $|(1/r_e) - S_{ee}|$ puede hacerse un mínimo, y S_{fe} alcanza un valor máximo. La desventaja es que los otros parámetros también aumentan; de hecho, S_{1e} y S_{2e} (los coeficientes de reflexión de entrada y salida en la configuración común de los emisores) se vuelven mayores que la unidad y el dispositivo es muy inestable.

También se puede observar a partir de datos típicos que una inductancia en el cable de base común suele hacer que $|(1/r_b) - S_{bb}|$ disminuya y que la ganancia de base común aumente.

Otra aplicación de las ecuaciones es encontrar una impedancia en el cable común que minimice la ganancia de potencia del transductor inverso. Por ejemplo, el valor de r_b que hace $S_{rb} = 0$ viene dado por la ecuación (13) y una expresión similar se aplica a las otras dos configuraciones.

$$r_b = \frac{S_{ee}}{S_{ee}S_{bb} - S_{eb}S_b}. \quad (13)$$

Si la magnitud de $r_b \leq 1$, entonces el elemento es pasivo y se puede obtener un dispositivo neutralizado.

Hemos tocado brevemente algunas aplicaciones especiales de las ecuaciones (12). Debido a su relativa simplicidad, se puede obtener una cantidad considerable de información muy rápidamente, en particular si se tiene en cuenta la importancia de los parámetros de dos puertos, con respecto a la respuesta deseada del circuito. La exactitud de los parámetros de dos puertos derivados para una determinada exactitud en los parámetros originales medidos también puede vigilarse fácilmente.

Propiedades de la ecuación (12)

Las ecuaciones (12a, b y c) son todas de una sola forma que podemos expresar como:

$$s = a + \frac{b}{\frac{1}{r} - c}, \quad (14)$$

donde a, b y c se relacionan con los parámetros medidos de tres informes. La ecuación (14) es una ecuación compleja que relaciona las variables s y r; es una ecuación estándar en la teoría de las variables complejas. La ecuación de manipulación (14) muestra que la relación entre r y s es una transformación bilineal:

$$s = \frac{a + r(b - ac)}{1 - rc} \quad (15)$$

Hay dos maneras de ver la Ecuación (14) para s en función de r. Una es similar a la considerada para la ganancia de potencia del transductor de dos puertos. En este caso, podemos mostrar círculos de magnitud constante de s en el plano r. Para Sfe, esos son círculos de ganancia constante del emisor común en función de la impedancia de plomo común en lugar de la carga o el generador. El radio y el centro de los círculos de ganancia constante vienen dados por (16) y (17) respectivamente:

$$\rho = \frac{1}{k^2} \sqrt{|f|^2 - g^2 k^2} \quad (16)$$

$$r_0 = \frac{f^*}{k^2} \quad (17)$$

Donde:

$$\begin{aligned} g^2 &= |s|^2 - |a|^2 \\ f &= c g^2 + a^* b \\ k^2 &= |s|^2 |c|^2 - |b - ac|^2 \end{aligned}$$

La otra forma de manejar la Ecuación (14) es mapear el plano r en el plano s. Es bien sabido que, para la transformación bilineal, los círculos del plano r se mapean en círculos del plano s. Esto es significativo ya que significa que la Carta de Smith para el plano r puede ser mapeada en el plano s, dando tanto la magnitud como la fase de s para cada valor complejo de r. La precisión depende sólo de cuántos círculos son mapeados en el plano s. Esta técnica da una imagen extremadamente amplia de lo que está sucediendo.

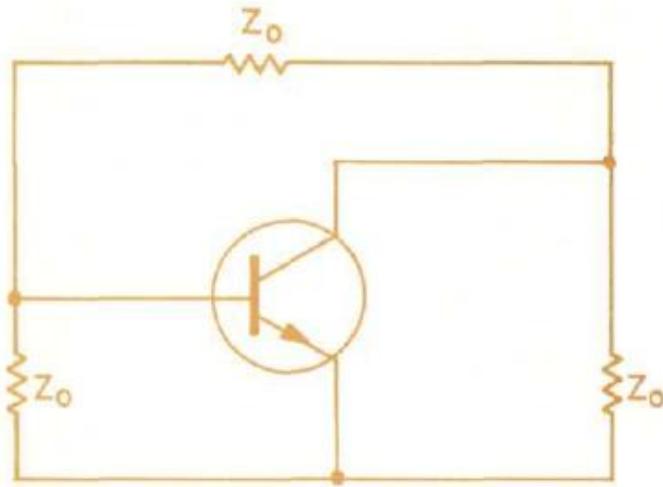


Fig. 3 -- Un dispositivo de tres terminales incrustado en una red que puede ser usado para evaluar fácilmente los efectos de la retroalimentación de la derivación.

RETROALIMENTACIÓN DE LA TRANSMISIÓN

No sólo los efectos de una impedancia de plomo común pueden ser caracterizados por el conjunto de la Ecuación (12), sino que también la retroalimentación de la derivación puede ser manejada precisamente de la misma manera.

Las tres derivaciones en el sistema de medición de tres puertos están referidas a un terreno común a través de una impedancia característica Z_0 . Los parámetros medidos forman la matriz de dispersión de tres terminales. A continuación, es posible realizar una simple transformación a una nueva matriz de dispersión de 3×3 en la que los puertos están referidos entre sí (Fig. 3).

Los parámetros de dos puertos con cualquier elemento de derivación en cualquier configuración vienen dados entonces por la misma transformación que el caso de la serie [Ecuación (12)]. La transformación de retroalimentación de la serie y la derivación pueden combinarse, lo que da como resultado el análisis de circuitos.

APLICACIONES DE LOS PARÁMETROS DE DISPERSIÓN DE TRES PUERTOS

Se describirá un ejemplo de la utilización de la anterior transformación de tres puertos para demostrar la capacidad y utilidad del enfoque. El ejemplo elegido, debido a sus amplias aplicaciones, mostrará cómo los parámetros de los emisores comunes de dos puertos a 1 y 2 GHz varían con elementos de retroalimentación en serie o en derivación.

La Fig. 4 se utiliza como referencia para la cartografía de los círculos del plano r a los círculos del plano s . Por ejemplo, el punto 1 es un cortocircuito y los valores de los parámetros transformados que se producen en el punto 1 son los que existen con un cortocircuito como elemento de serie o de derivación.

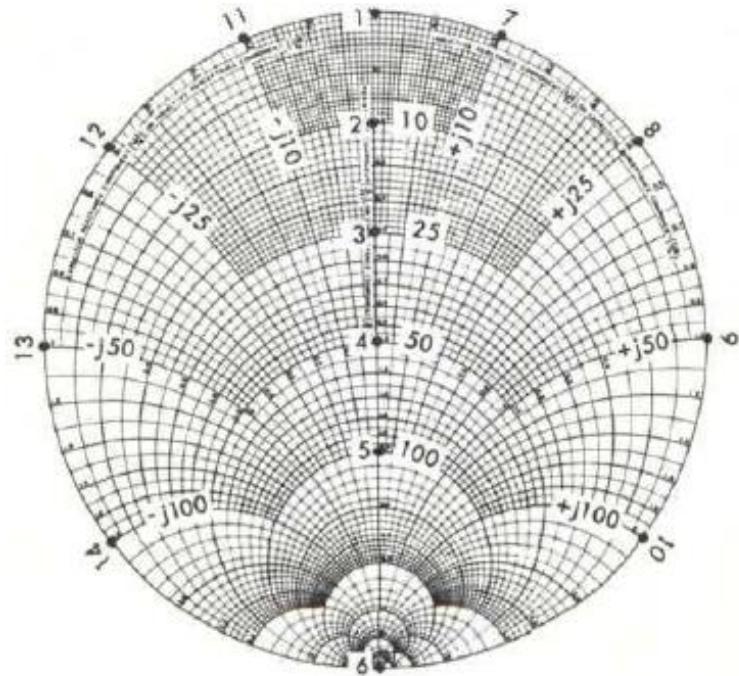


Fig. 4 - Puntos en el plano r (r definido por la Ecuación 3) identificados para su ubicación en el plano s para la cartografía de series y shunts. Nótese que los círculos que pasan por 1-6, 2-6, 3-6, 4-6 y 5-6 son círculos r constantes, mientras que los que pasan por 7-6, 8-6, 9-6 y 10-6 son círculos de reactancia inductiva constante y los correspondientes círculos que pasan por 11-6, 12-6, 13-6 y 14-6 son círculos de reactancia capacitiva.

Los gráficos 5 a 8 muestran cómo se puede aplicar la teoría anterior para sintetizar el rendimiento de los circuitos de transistores. El ejemplo dado es para un transistor de microondas de pequeña señal con un pie de unos 4 GHz y un f_{max} de unos 6 GHz. La transformación para 1 y 2 GHz para la retroalimentación en serie viene dada por las Fig. 5 y 6 y para la retroalimentación en derivación por las Fig. 7 y 8.

Las Figuras 5 a 8 tienen una naturaleza muy general, en el sentido de que, esencialmente, todos los transistores de alta frecuencia y de pequeña señal se comportan de manera similar. Parte de la información contenida en las figuras 5 a 8 se discutirá para proporcionar ejemplos del significado y uso de los gráficos, así como para señalar algo de esta información general.

Configuración común de los emisores con retroalimentación en serie

Veamos qué sucede con la S1E o la impedancia de entrada a medida que varía la impedancia del plomo común (Fig. 5a y 6a), el punto 1 representa un cortocircuito y el coeficiente de reflexión de entrada resultante es el de la etapa del emisor común conectado a tierra. A medida que se añade resistencia en el emisor (moviéndose desde los puntos 1 a 6) S1E se mueve esencialmente en una línea de resistencia constante de unos pocos ohmios en la dirección del aumento de la capacitancia en serie. De manera similar, el aumento de la inductancia (Puntos 1, 6, 7, 8, 9, 10) da como resultado esencialmente un

aumento de la parte real de la impedancia de entrada; la reactancia, siendo relativamente constante.

En el caso de S2E (Fig. 5d y 6d) el efecto es más complicado; la magnitud de S2E aumenta con el incremento de L, R o C. Con la inductancia o la resistencia en el emisor, la impedancia de salida se vuelve más capacitiva y, para valores de R inferiores al punto 4, la parte real disminuye mientras que aumenta para las cargas inductivas.

La ganancia de potencia del transductor en un sistema Z_0 , $|S2E|^2$, disminuye para una resistencia o inductancia en el conductor común. El efecto es menor a frecuencias más altas para un dispositivo dado; por ejemplo, una resistencia indicada por el Punto 4 da como resultado una ganancia que es la misma tanto a 1 como a 2 GHz. El efecto muy grave que pueden tener las pequeñas inductancias a altas frecuencias podría ilustrarse evaluando la caída de la ganancia si, por ejemplo, se utilizara una longitud de plomo de 100 milímetros con este chip. Esto correspondería a unos 12,5 ohmios de inductancia, o justo después del Punto 7 a 1 GHz (Fig. 5b), y 25 ohmios en el Punto 8 a 2 GHz (Fig. 6b). La caída de la ganancia es significativa.

El efecto es, por supuesto, mucho más grave a medida que se asciende en la frecuencia al rango de 4-6 GHz, que es el límite práctico actual para el funcionamiento útil del transistor.

Una impedancia capacitiva del emisor, en general, aumenta la ganancia de potencia del transductor, pero también causa un aumento de S11 y S22 que resulta en inestabilidad. Obsérvese también que no existe un valor real positivo de la impedancia que neutralice el dispositivo a 1 ó 2 GHz.

Emisor común con retroalimentación shunt

En este caso el punto 6 (Fig. 7 y 8) o un circuito abierto corresponde a la configuración del emisor conectado a tierra. Los valores de los parámetros obtenidos con una impedancia shunt abierta (Punto 6, Fig. 6 y 8) deben, por supuesto, ser idénticos a los de una impedancia en serie de un emisor en cortocircuito (Punto 1, Fig. 5 y 6).

La impedancia de entrada S1E es relativamente independiente con retroalimentación capacitiva o resistiva (Fig. 7a y 8a). Esto se debe a la baja impedancia de entrada en el dispositivo. El valor de S1E es mucho más sensible a la retroalimentación inductiva de la derivación, como se indica al pasar del punto 6 de un circuito abierto a los puntos 10, 9, 8, 7 y 1 correspondientes a valores más bajos de impedancia inductiva.

$|S21|^2$, la ganancia de potencia del transductor, disminuye con la retroalimentación de la derivación resistiva o capacitiva. Por ejemplo, una capacitancia de la base del colector de 1,5 pF causa una caída en la ganancia desde el punto 6, figura 7b, hasta el punto 14 y una caída hasta el punto 13 en la figura 8b. También se puede determinar fácilmente el efecto de la reducción de la capacitancia de la base del colector, por ejemplo, reduciendo el tamaño de

la base. A medida que se añade la retroalimentación de la derivación inductiva, la ganancia aumenta a valores muy grandes hasta que se alcanzan valores muy pequeños de inductancia, cuando la ganancia comienza a caer acercándose esencialmente a cero con un cortocircuito.

La ganancia inversa S_{12} aumenta con cualquier retroalimentación de la derivación. Cambia una cantidad relativamente pequeña para la retroalimentación capacitiva o resistiva, pero cambia más drásticamente para la retroalimentación inductiva.

El punto 5, (Fig. 7b y 8b, 100 ohmios) da una ganancia $|S_{21}|^2$ de unos 5 dB a 1 y 2 GHz con unos 15 a 10 ohmios de impedancia de entrada con 45-60 ohmios de impedancia de salida y una baja retroalimentación inversa $|S_{12}| < 0,2$. Se podría obtener más ganancia en este rango de frecuencia usando picos inductivos en la retroalimentación de la derivación.

La misma ganancia, unos 5 dB, puede obtenerse tanto en 1 como en 2 GHz con unos 50 ohmios (punto 4) de retroalimentación en serie (Fig. 5b y 6b).

En este caso la impedancia de entrada es de unos 10 ohmios, pero con unos 60 a 30 ohmios de reactancia capacitiva (Fig. 5a y 6a). La impedancia de salida es de 10-20 ohmios con 60-150 ohmios de reactancia capacitativa. La retroalimentación inversa va de 0,2 a 0,4. Se puede obtener una ganancia adicional con el pico de la serie capacitiva.

Esta técnica ha sido excepcionalmente útil para obtener una comprensión completa del comportamiento de los pequeños dispositivos de señal en los circuitos de amplificadores y osciladores desde las bajas frecuencias hasta las frecuencias más altas a las que operarán los transistores en la actualidad. La técnica se ha utilizado ventajosamente como herramienta de síntesis inicial o aproximada y también como técnica de análisis precisa y general para circuitos muy complejos.

Aunque no están ilustradas, estas transformaciones son particularmente adecuadas para considerar las impedancias distribuidas. Por ejemplo, una línea de transmisión terminada por un elemento abultado se representa en el plano r como un círculo sobre el origen con la frecuencia. Este círculo también se representa en los planos s como un círculo.

Sistema de medición de tres puertos

El sistema de medición de tres puertos es sólo una extensión del sistema de dos puertos, pero lo que describiremos aquí en detalle es el único sistema de banda ancha de tres puertos para la medición de chips de transistores no ligados.

Un esquema del sistema se muestra en la Fig. 9 y fotografías de la configuración real en las Fig. 10, 11, 12, 13 y 14. La señal se dirige incidente en un puerto y se mide reflejada desde este puerto y transmitida a los otros dos puertos. A continuación, se dirige el segundo puerto y luego el tercero, lo que resulta en la medición de los 9 parámetros de dispersión. La conmutación de la señal y los puertos de medición se controlan mediante señales eléctricas activadas

manualmente o por una computadora. Las señales son detectadas por un muestreador y comparadas con una referencia. La salida resultante se muestra en un gráfico polar, un osciloscopio, etc., o puede ser alimentada directamente a una computadora.

Los chips de transistores se están midiendo actualmente en producción para su uso en circuitos integrados híbridos en este equipo. Un chip puede medirse desde 0,1 hasta 12,4 GHz en este equipo. Se puede obtener casi cualquier información sobre el dispositivo; f_{max} , $|S_{21}|^2$, etc., o el rendimiento en un amplificador u oscilador. Esta información también puede obtenerse en función de las condiciones de sesgo de la corriente continua. La carga, prueba, cálculo, descarga y clasificación pueden hacerse rutinariamente en menos de 2 minutos por dispositivo. El dispositivo está entonces listo para ser unido a un microcircuito. Se asegura no sólo que el dispositivo funcionará, sino que el circuito funcionará como se requiere con un rendimiento muy alto incluso con muchos dispositivos por circuito.

CONCLUSIÓN

Una técnica práctica y precisa para la medición de la no adherencia de chips de transistores de 0,1 a 12,4 GHz ha sido descrito.

Para ello se utiliza un nuevo conjunto de parámetros, los parámetros de dispersión de tres terminales de un transistor. No sólo se pueden obtener los parámetros convencionales de dos puertos simplemente a partir de las cantidades medidas, sino que además el documento muestra cómo el efecto de añadir una serie o impedancia de derivación al dispositivo puede obtenerse matemáticamente utilizando una simple extensión de la ecuación básica implicada.

Los datos de un transistor de microondas convencional se utilizan para mostrar cómo se puede aplicar una técnica de mapeo que muestre visiblemente de un solo vistazo, a una frecuencia determinada, el efecto de la adición de cualquier elemento de retroalimentación en serie o shunt. Los datos y los efectos generales que se muestran son típicos de cualquier transistor de microondas para pequeñas señales y, por lo tanto, las numerosas cifras que se muestran son de uso general como información de referencia.

El equipo utilizado para realizar la medición de chips de transistores se describe incluyendo una descripción e imágenes de las técnicas utilizadas para hacer contacto con los chips de transistores.

En este documento y en otro publicado anteriormente, se han sentado las bases para las mediciones precisas de los chips de transistores en términos de parámetros útiles de microondas, así como se describen potentes herramientas de diseño, en particular, pero no exclusivamente, el diseño preciso pero sencillo de los circuitos híbridos de microondas de película delgada. La utilización de este material en el diseño de circuitos de microondas, como osciladores y amplificadores, se describirá en los próximos artículos.

RECONOCIMIENTO

El autor desea expresar su agradecimiento a todas las personas que ayudaron a preparar y editar este manuscrito. En particular a Mee Chow por el considerable esfuerzo requerido en la preparación de la obra, a Joan McClung y Roseanne Caldwell por la preparación del manuscrito y a Larry Rayher por la edición del documento.

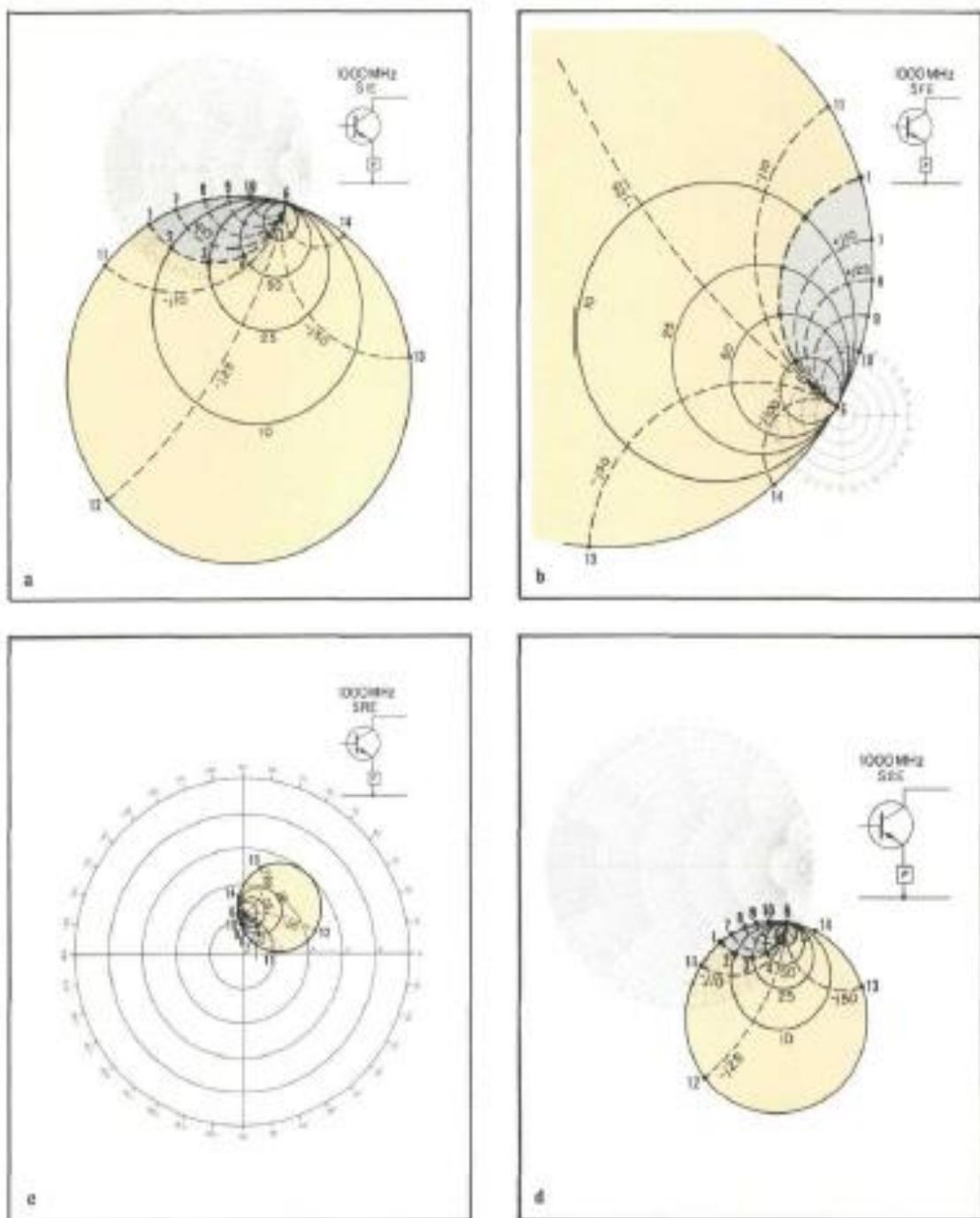


Fig. 5a, b, c y d - Impedancia de retroalimentación de la serie de emisores comunes mapeada en los planos del parámetro S a 1 GHz. Las regiones sombreadas corresponden a la impedancia inductiva mientras que las áreas coloreadas son capacitivas.

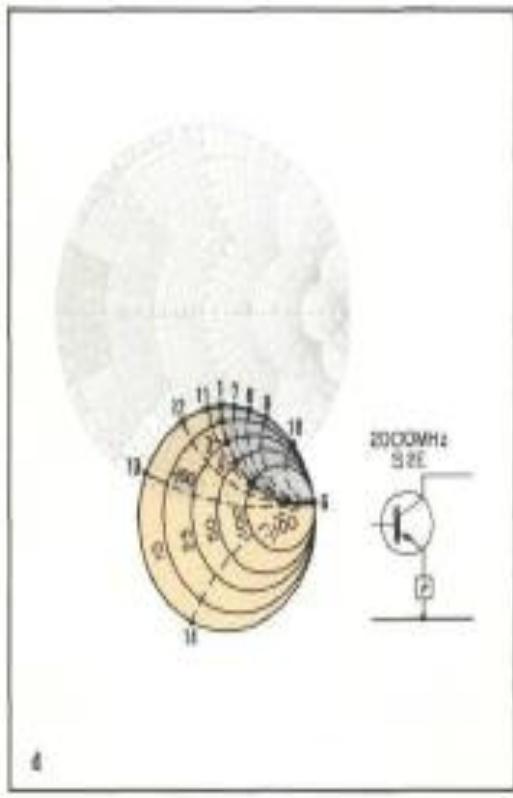
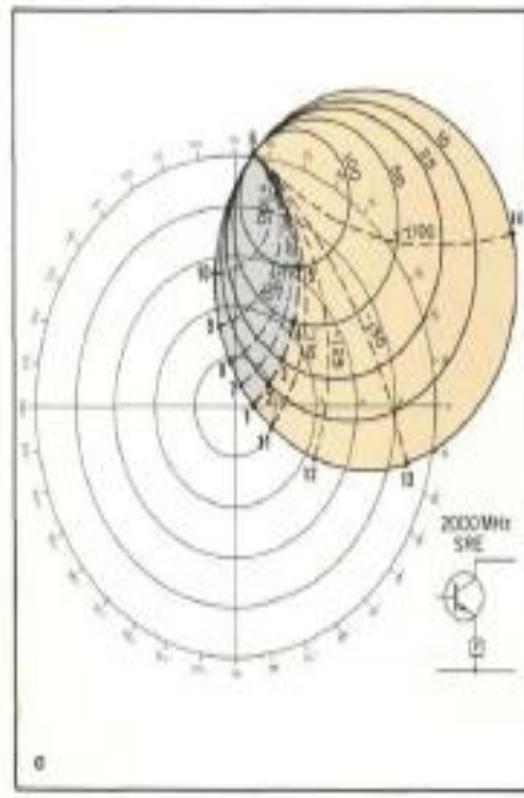
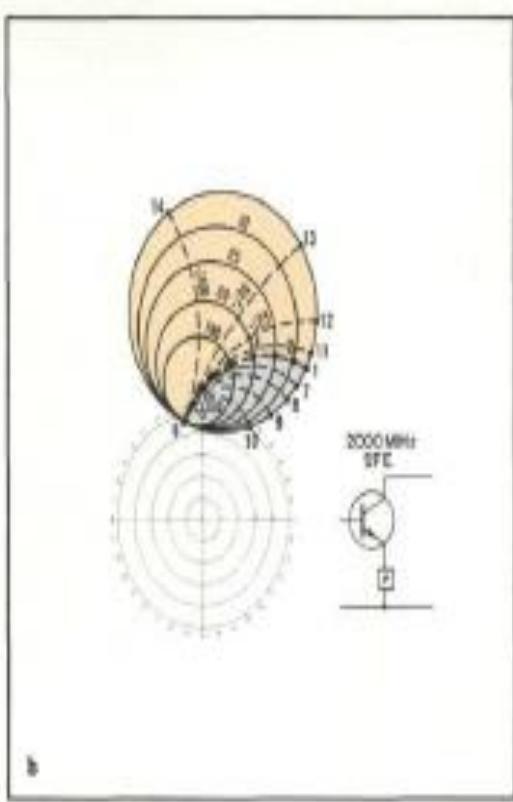
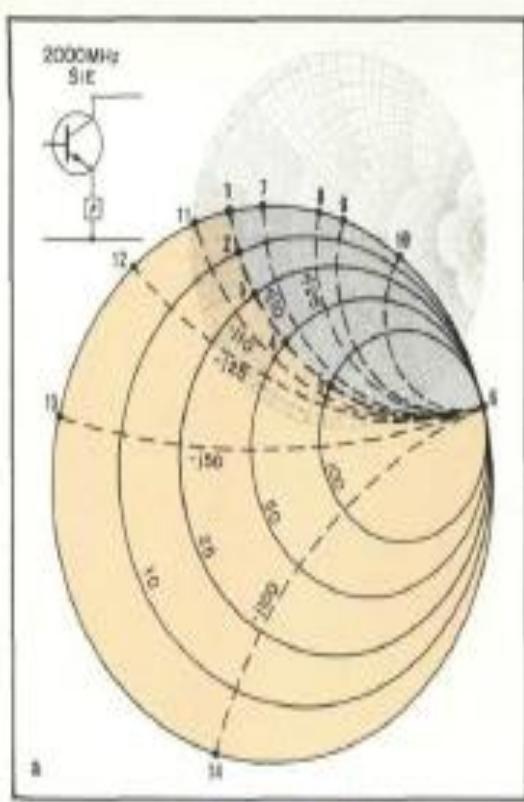


Fig. 6a, b, c y d - Impedancia de retroalimentación de la serie de emisores comunes mapeada en los planos del parámetro S a 2 GHz. Las regiones sombreadas corresponden a impedancias inductivas mientras que las áreas coloreadas son capacitivas.

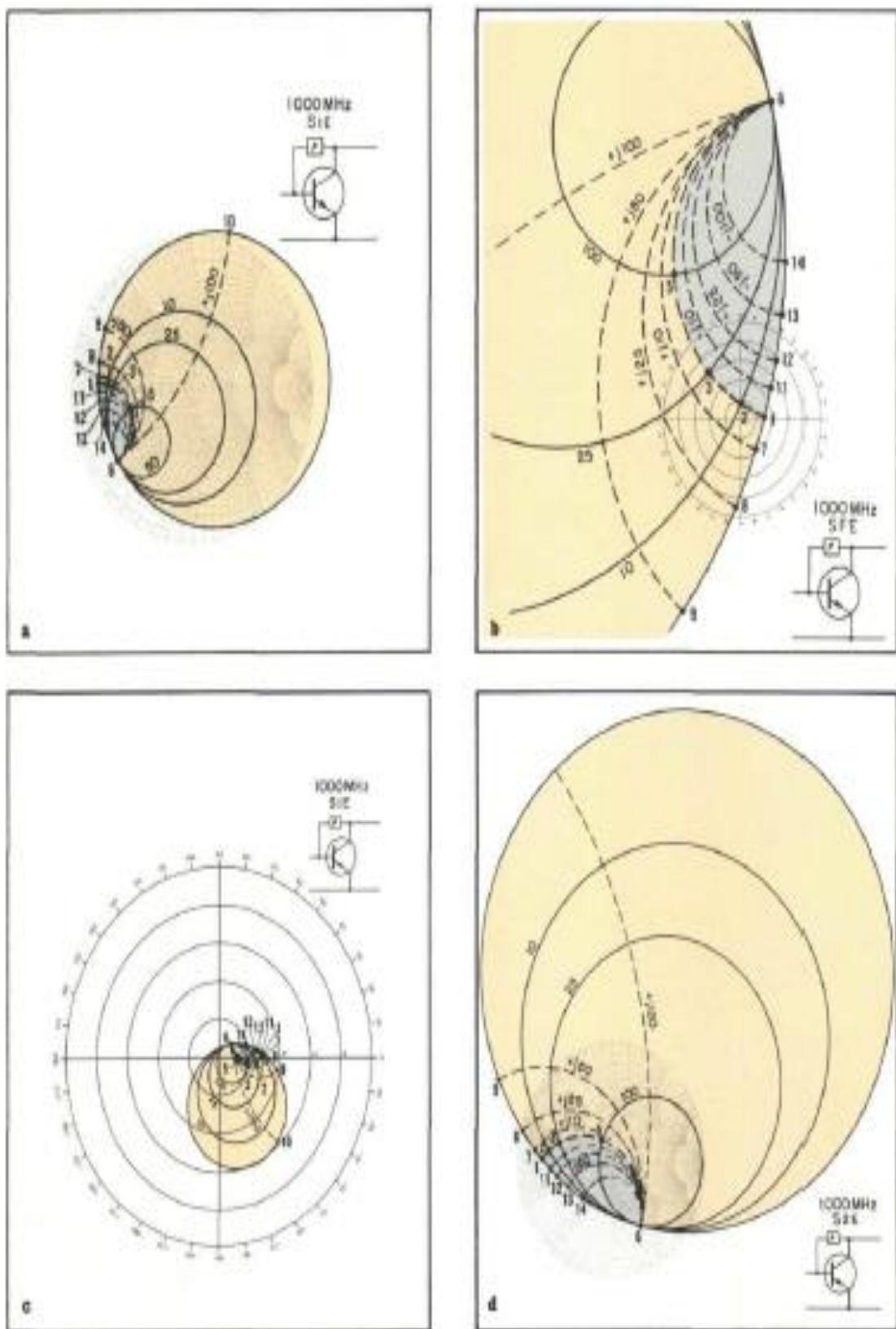


Fig. 7a, b, c y d - Impedancia de retroalimentación del emisor común mapeada en los planos del parámetro S a 1 GHz. Las regiones sombreadas corresponden a impedancias inductivas mientras que las áreas coloreadas son capacitivas.

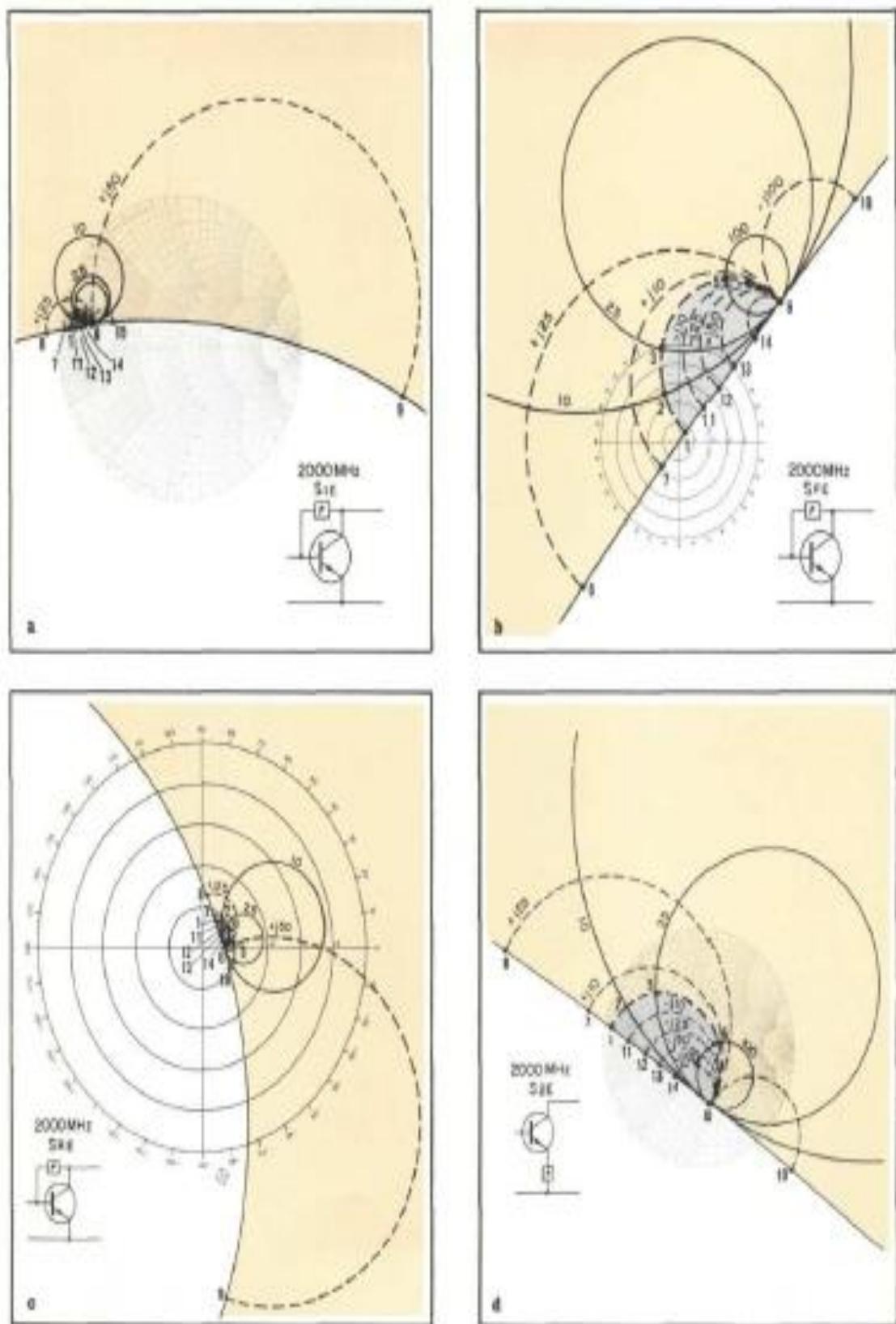


Fig. 8a, b, c y d - Impedancia de retroalimentación del emisor común mapeada en los planos del parámetro S a 2 GHz. Las regiones sombreadas corresponden a impedancias inductivas mientras que las áreas coloreadas son capacitivas.

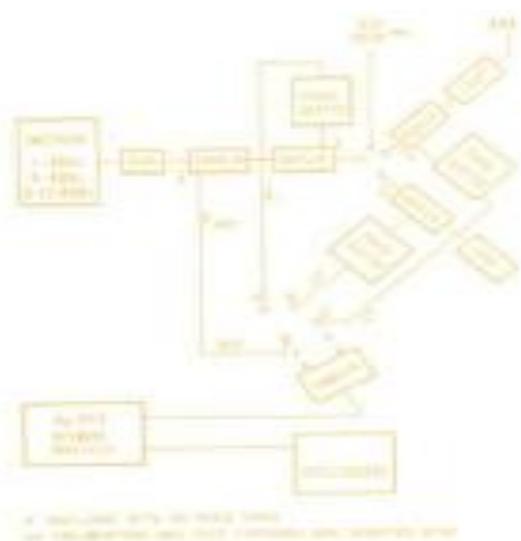


Fig. 9 - Esquema del sistema de rf utilizado para hacer las mediciones de tres puertos.



Fig. 10 - Esta es una fotografía del primer sistema construido para medir los parámetros de dispersión de tres puertos de los chips de transistores.



Fig. 11 - Esta figura muestra el sistema con más detalle. En la fotografía aparece uno de los desfasadores, abajo, el muestreador a la izquierda, un microscopio arriba, un posicionador para hacer contacto con el transistor, a la derecha, y los tres puertos de señal que terminan en el dispositivo de fijación del chip del transistor en el centro.



Fig. 12 - Esta es una vista de cerca del aparato utilizado para medir los chips con la tapa quitada para la carga.



Fig. 13 - Esta es una foto de primer plano de la instalación. Se puede observar a los tres conductores centrales convergiendo en el centro.



Fig. 14 - Esta fotografía fue tomada a través de un microscopio y muestra un conductor central haciendo contacto con el colector (chapado en oro en la parte posterior del chip) y los contactos de la base y el emisor. Este dispositivo tiene almohadillas de contacto de alrededor de 1 millón en un lado. Los dispositivos con almohadillas de 1/2 millón en un lado se manejan rutinariamente.

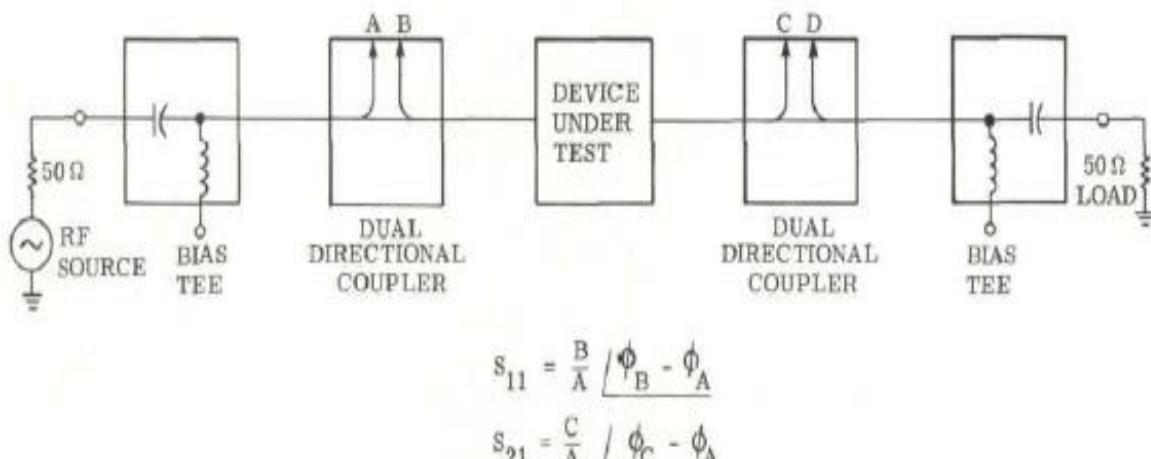
APÉNDICE

MIDIENDO LOS PARÁMETROS S

El interés actual por los parámetros resulta de la facilidad con que se miden estas cantidades de vectores.

Uno de los circuitos estándar para medir los parámetros de los transistores consiste en dos acopladores bidireccionales, dos tés de polarización y un dispositivo para sujetar los transistores. La operación es bastante sencilla.

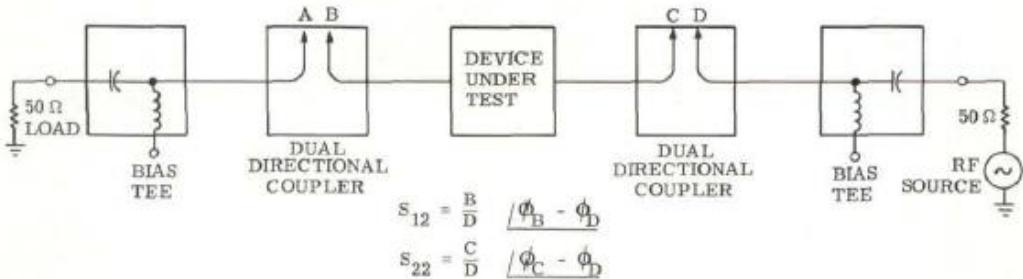
Considere el circuito que se muestra a continuación.



La fuente de radiofrecuencia envía una señal por el sistema de 50Ω hacia el dispositivo de prueba (transistor). La señal que sale de A es proporcional a la señal incidente en el puerto 1 del dispositivo de prueba. La señal de B es proporcional a la señal reflejada en el puerto 1, y la señal de C es proporcional a la señal transmitida a través del dispositivo de prueba y del puerto 2. El sistema de 50Ω en el lado del puerto 2 termina en la carga de 50Ω . Como resultado, la señal en D es cero porque ninguna de las señales del puerto 2 se refleja en el dispositivo de prueba.

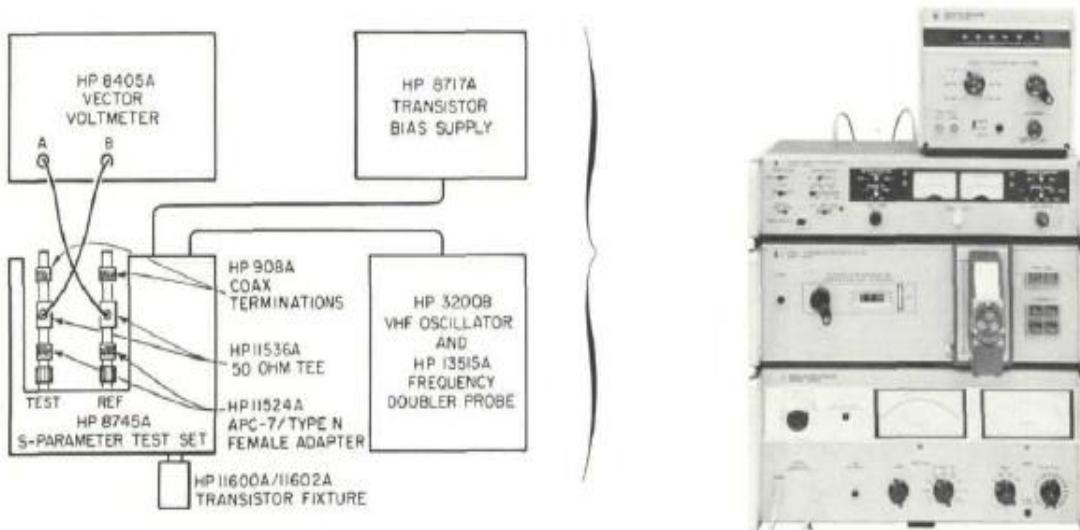
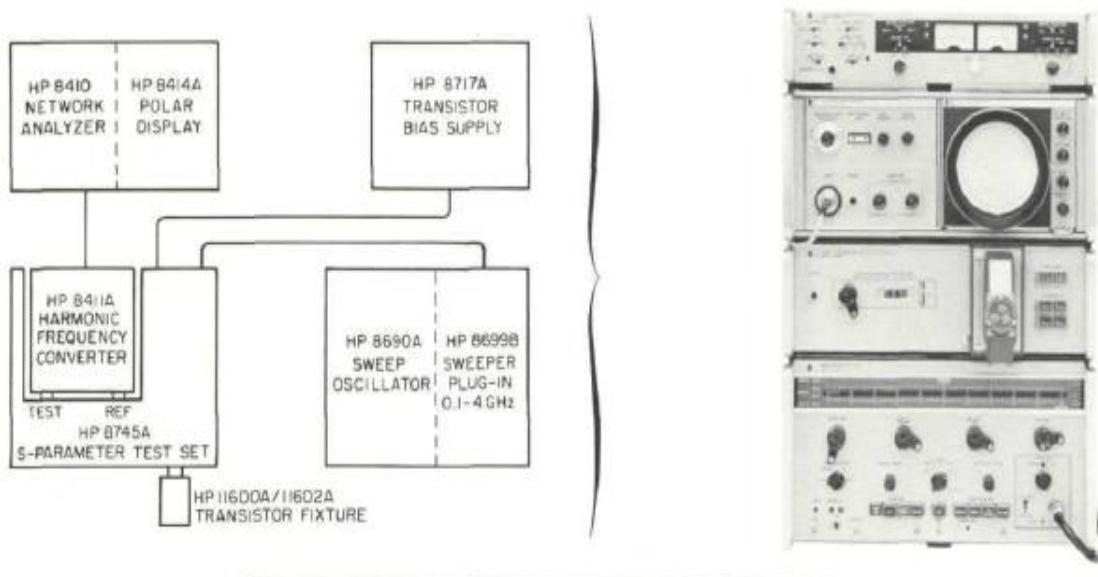
La relación B/A es la magnitud de S_{11} , y la diferencia de fase entre B y A es la fase de S_{11} . De igual manera, C y A determinan S_{21} . El voltímetro vectorial 8405A o el analizador de red 8410A se utiliza para detectar estas salidas de acoplador.

De manera similar, la configuración que se muestra a continuación mide S_{12} y S_{22} . La mayor diferencia entre estas dos configuraciones es que la carga de 50Ω y la fuente de RF se han intercambiado.



Estos circuitos pueden construirse a partir de componentes individuales o suministrarse en una sola caja. Cuando el circuito está contenido en una sola caja, el tedioso trabajo de conectar los circuitos coaxiales desaparece, y las mediciones de los parámetros S pueden hacerse pulsando un botón. Este es el caso del Equipo de Prueba de Parámetros S del HP 8745A.

La siguiente figura muestra los diagramas de dos sistemas de parámetros S diferentes.



El primer sistema hace mediciones de frecuencia de barrido de 110MHz a 2 GHz usando un Analizador de Red 8410A. La señal mínima de accionamiento de transistores que requiere este sistema es de 22,5 mV.

El segundo sistema hace mediciones de una sola frecuencia usando el voltímetro vectorial 8415A. El voltímetro vectorial es más sensible que el analizador de redes.

La señal mínima de accionamiento del transistor requerida por este sistema es de 5 mV. Esta sensibilidad adicional compensará la caída del acoplador en la prueba de parámetros S establecida por debajo de 100 MHz. Como resultado, este sistema puede utilizarse hasta 14 MHz y seguir conservando los mismos niveles de señal de transistores que requiere el sistema del analizador de redes a 110 MHz.

HEWLETT-PACKARD
ELECTRONIC INSTRUMENTATION SALES AND SERVICE
UNITED STATES, CENTRAL AND SOUTH AMERICA, CANADA

UNITED STATES

CENTRAL AND SOUTH AMERICA

CANADA

HEWLETT-PACKARD
ELECTRONIC INSTRUMENTATION SALES AND SERVICE
EUROPE, AFRICA, ASIA, AUSTRALIA

EUROPE

AFRICA. ASIA. AUSTRALIA

Georges Marchais
1977-1981
Guy Mollet
1981-1982
Jacques Chirac
1982-1986
Francois Mitterrand
1986-1995
REPUBLIC
Pierre Mendes
1981-1984
Jacques Chirac
1986-1995
Francois Mitterrand
1995-1995
LIBERTARIAN
Jacques Chirac
1986-1995
Francois Mitterrand
1995-1995
DEMOCRATIC
Jacques Chirac
1986-1995
Francois Mitterrand
1995-1995