

Adaptación de impedancias en amplif. de RF

1.1. Introducción

Los amplificadores de potencia se usan generalmente en rangos de frecuencia relativamente estrechos y se requiere adaptación de impedancia entre la fuente y el transistor, entre el transistor de una etapa y el transistor de la etapa siguiente (si lo hubiere) y entre el transistor de salida y la carga. Por ejemplo, los datos de un transistor de potencia de RF son las características eléctricas, las características de potencia, y la impedancia de entrada y salida en una carta de Smith® en función de la frecuencia.

Motorola RF Line

...designed for 13.6 volt VHF large-signal class C and class AB linear power amplifier applications in commercial and industrial equipment.

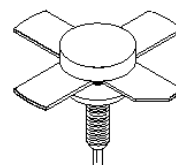
- High Common Emitter Power Gain
- Specified 13.6 V, 160 MHz Performance:
 - Output Power = 40 Watts
 - Power Gain = 9.0 dB Min
 - Efficiency = 55% Min
- Load Mismatch Capability at Rated Voltage and RF Drive
- Silicon Nitride Passivated
- Low Intermodulation Distortion, $d_3 = -30$ dB Typ

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	16	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB0}	36	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB0}	4.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	8.0	Adc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ (1) Derate above 25°C	P_D	100 0.57	Watts W/°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	°C

MRF240

40 W, 145–175 MHz
RF power transistor
NPN Silicon



CASE 145A-09, STYLE 1

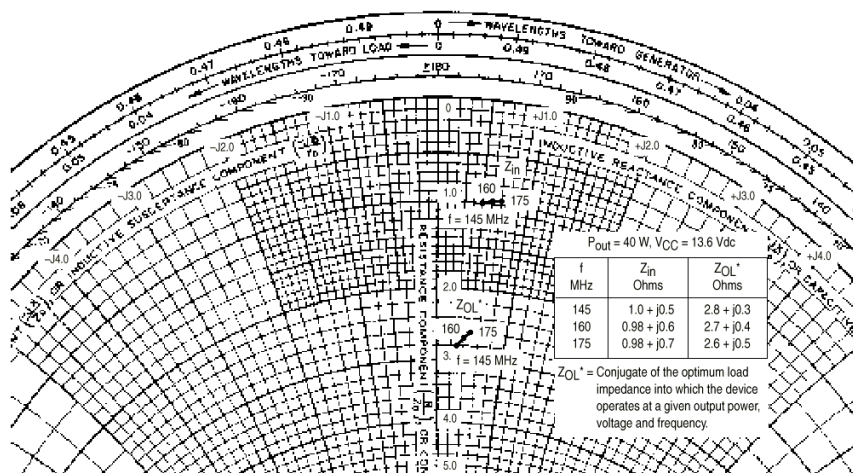


Fig. 1. Impedancias equivalente serie de entrada/salida en función de la frecuencia para el transistor MRF240

El objetivo de la red de adaptación y acoplamiento es convertir la impedancia de carga o de fuente en la carga del colector Z_{OL} , o de la base Z_{IN} requerida para producir la potencia de salida deseada a la frecuencia y tensión de alimentación especificados. También se podría utilizar para reducir el contenido de armónicos de salida de un amplificador en clase C a un nivel aceptable.

Los elementos discretos se utilizan por lo general en rangos de HF y VHF, mientras que las técnicas de líneas de transmisión se utilizan a menudo en UHF o en el rango de las microondas. Se puede utilizar donde convenga, las combinaciones de transformadores y elementos discretos o de éstos y líneas de transmisión.

2. Redes de adaptación discretas

2.1. La carta impedancia-admitancia

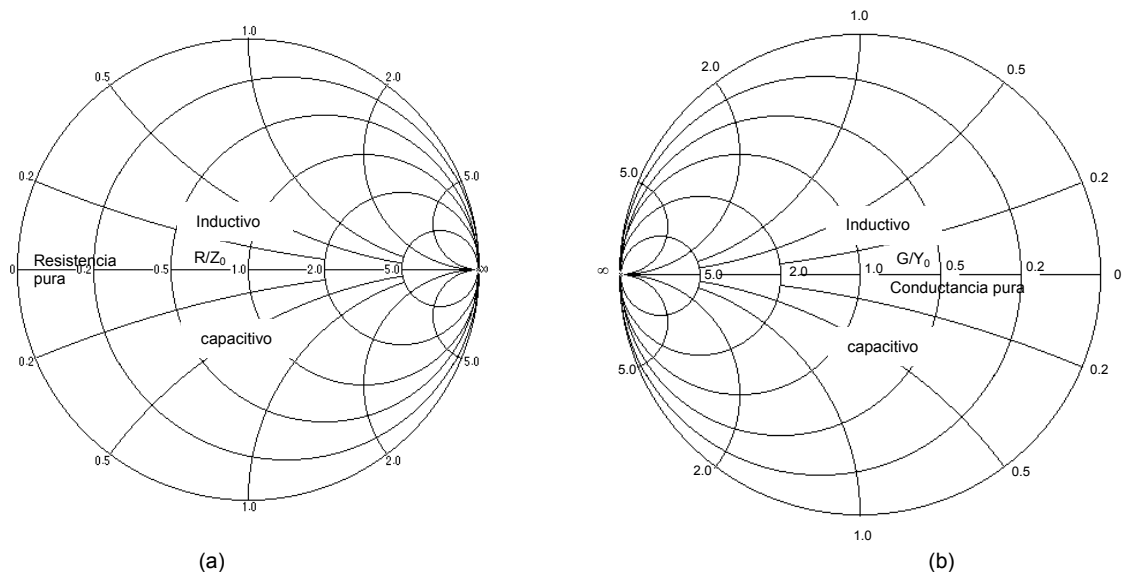


Fig. 2. Carta de impedancia-admitancia Smith® form ZY-01-N.
Gráficos de (a) impedancia,
(b) admitancia

Este gráfico puede definirse como el plano del coeficiente de reflexión para las admitancias, y proporciona un método más sencillo y rápido de análisis del circuito que el ofrecido por los gráficos rectangulares de admitancia o impedancia. El gráfico representa gráficamente todas las redes adaptadoras tipo escalera y muestra los rangos de sintonía aplicables para componentes variables.

Si bien la carta de Smith® es utilizada para cálculos de líneas de transmisión, proporciona un trazo conveniente y útil de todos los posibles valores de impedancia o admitancia a puntos dentro de un círculo único y finito, ya que es una transformación bilineal. La carta impedancia-admitancia se forma superponiendo dos cartas de Smith®, de manera tal que se disponga de las coordenadas de impedancia y admitancia en la misma carta.

Esta carta es muy útil para el diseño de redes acopladoras discretas por varias razones:

1. Las conversiones serie-paralelo se hacen trazando valores de Z o de Y con un conjunto de valores de las coordenadas, y leyendo los valores de Y o de Z en las otras coordenadas;
2. Los efectos necesarios de susceptancia paralelo y reactancia serie para efectuar la adaptación se pueden observar directamente;
3. Se puede hacer el diseño teniendo en cuenta el Q necesario.

Los valores de componentes discretas para una frecuencia dada se pueden determinar directamente del gráfico en valores normalizados. Este gráfico se puede utilizar tanto para circuitos equivalentes idealizados como así también para circuitos que emplean transformadores o bobinas con derivaciones.

La fig. siguiente muestra una disposición más simple.

* L en serie → curva X_L
* C en serie → curva X_C
* R en serie → curva R_S

* L en paralelo → curva B_L
* C en paralelo → curva B_C
* R en paralelo → curva R_P

resistencia, R ⇔ conductancia, G
reactancia, X ⇔ susceptancia, B
impedancia, Z ⇔ admitancia, Y

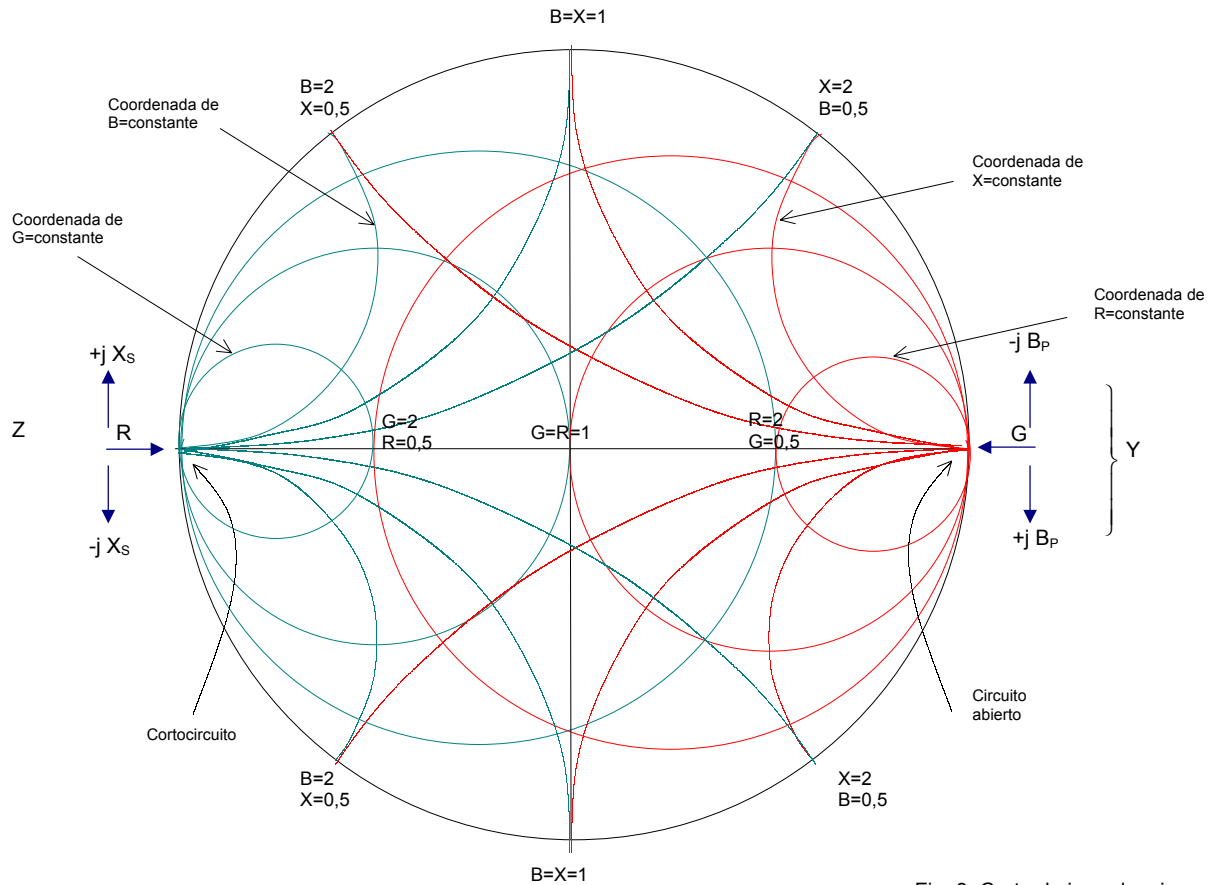


Fig. 3. Carta de impedancia-admitancia simplificada

Cuando se efectúa el diseño de una red adaptadora, deberá especificarse el factor de calidad Q del circuito, además de las impedancias de entrada y salida.

La figura siguiente muestra el modo de representar elementos conectados en paralelo y serie al circuito, partiendo de un punto inicial.

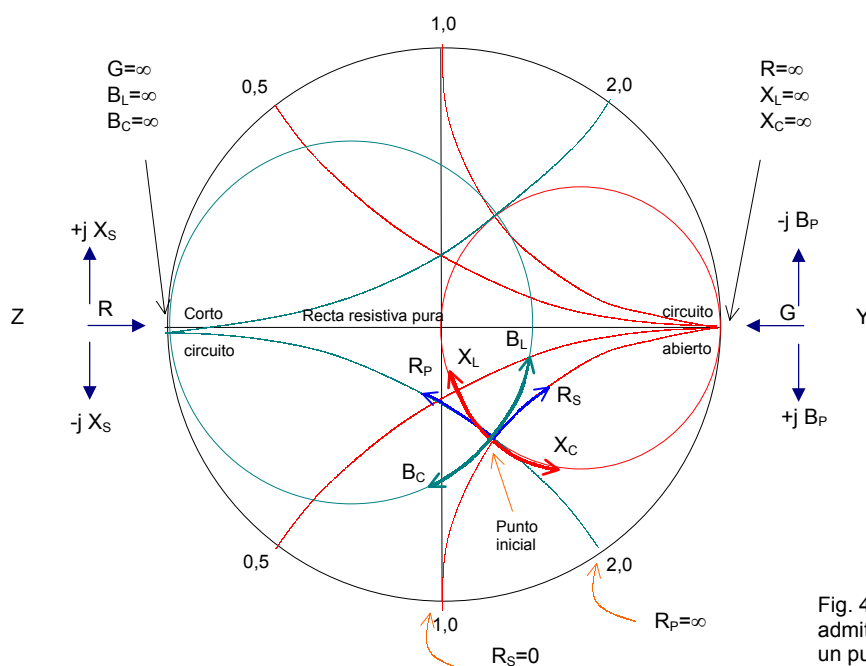


Fig. 4. Variación impedancia o la admitancia en la carta a partir de un punto inicial.

Agregar	Usar gráfico	Sequir la curva de	sentido	Valor del componente
L en serie	Z	R en serie constante	Horario	$X_L = X_{\text{final}} - X_{\text{inicial}}$
C en serie	Z	R en serie constante	Antihorario	$X_C = X_{\text{final}} - X_{\text{inicial}}$
R en serie	Z	X constante	Hacia abierto	$R_S = R_{\text{final}} - R_{\text{inicial}}$
L en derivación	Y	R en paralelo constante	Antihorario	$B_L = B_{\text{final}} - B_{\text{inicial}}$
C en derivación	Y	R en paralelo constante	Horario	$B_C = B_{\text{final}} - B_{\text{inicial}}$
R en derivación	Y	B constante	Hacia cortocircuito	$1/R_P = G_{\text{final}} - G_{\text{inicial}}$

Calcular la variación de X, B, G y R sin tener en cuenta los signos + y – de los puntos del gráfico. Sin embargo, es necesario asegurarse de medir la variación total en X, B, G o R. Por ejemplo, un capacitor en serie que varía de $X_{\text{inicial}} = 0,4$ inductiva (por encima de la línea R pura) a $X_{\text{final}} = 0,3$ capacitiva (por debajo de la línea de R pura) tiene un valor de 0,7.

2.2. factor de calidad Q

El Q de funcionamiento debe especificarse, junto con las impedancia de entrada y de salida en el diseño de una red adaptadora. El valor absoluto del Q de funcionamiento es una solución de compromiso entre rendimiento y supresión de armónicas. Lamentablemente, el Q exacto de funcionamiento de un circuito complejo no siempre se puede determinar calculando a una sola frecuencia. Cuando se utilizan las ecuaciones de diseño del circuito, es posible superar este problema definiendo un Q de funcionamiento que pueda ser fácilmente calculado y que se aproxime al Q real. La técnica gráfica usa el mismo tipo de aproximación, pero en forma más simple y visible. El Q de cada nodo del gráfico del circuito se determina mediante las curvas de Q constante, mostradas a continuación:

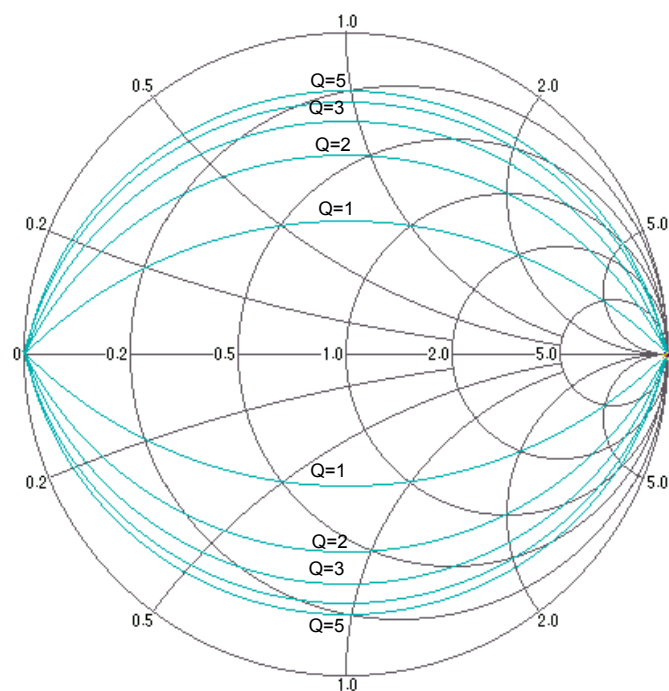


Fig. 5. Familia de curvas de Q constante.

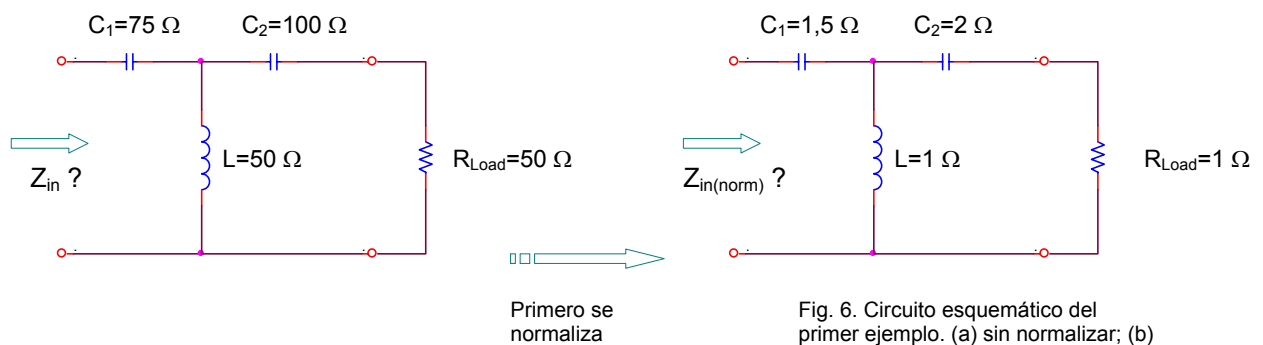
2.3. Técnicas de cálculo gráfico

El primer paso en la preparación de un mapa de la red consiste en trazar un perímetro del gráfico de impedancia (línea de R pura) y aquellas curvas normales de R, G X y B que sean absolutamente necesarias. También es posible efectuar los gráficos a través del programa MIMP® (Motorola Impedance Matching program, Dan Moline).

Cuando se agrega un elemento L, C, o R, a una impedancia conocida, uno de los siguientes parámetros no varía: resistencia (R), reactancia (X), conductancia (G) o susceptancia (B). Los componentes no ideales deberán subdividirse en componentes ideales separados; por ejemplo, un inductor con pérdidas se representará en componentes separados L y R.

A continuación se dará algunos ejemplos

2.3.1. Ejemplo 1. Determinación de la impedancia de entrada



1. Desde la carga, y a través del gráfico, nos desplazaremos a través de las curvas de R (G) constante. Se parte desde la carga normalizada (está dibujada en el centro en la fig. 7), nos desplazaremos con un capacitor en serie C_2 hasta que el extremo del valor (2Ω) definirá cuál es la curva siguiente por la que se desplazará. Como el elemento discreto siguiente corresponde a una inductancia en paralelo, nos desplazaremos por la curva Dde B=constante.

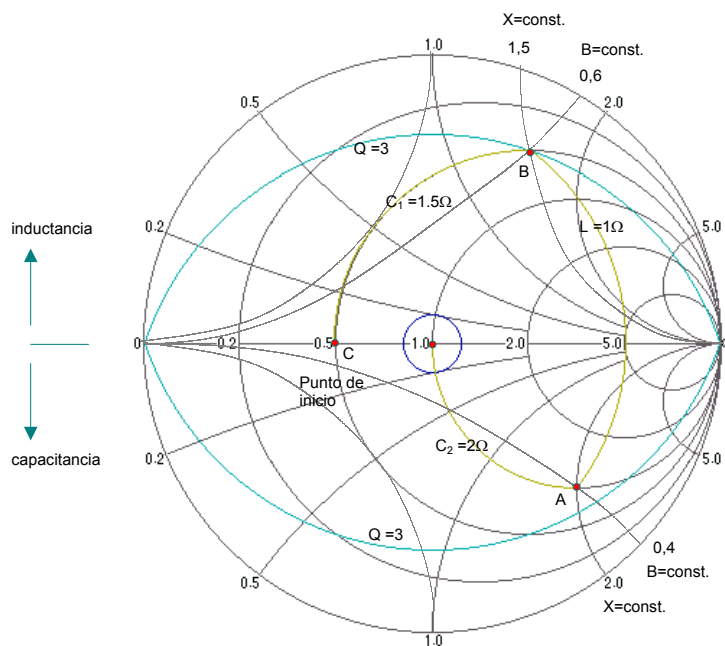


Fig. 7. Carta de impedancia-admitancia donde se muestra cómo se parte de $Z=1.0$, se recorre con C_2 , luego con L, y por último se llega a $Z=0.5$ a través de C_1 .

- La inductancia L en paralelo implica desplazarse en la curva de $G=\text{constante}$. (gráfico Y). En el punto A: $B=0,5\text{mho}$. Entonces, para llegar a 1ohm nos desplazaremos al valor de $1-0,4(\text{mho})=0,5(\text{mho})$ en sentido antihorario, y se llega al punto B.
- El punto B corresponde a la curva de $X=\text{constante}$ de $1,5\text{ohm}$. C_1 en serie implica desplazarse por el gráfico de Z en $R=\text{constante}$, y se llega al punto C.
- La impedancia de entrada es, entonces $Z_{in}=0,5 \cdot 50 \Omega = 25\Omega$ (desnormalizado)

$$Z_{in} = 25\Omega$$

5. El Q de la red adaptadora se lee en las curvas de $Q=\text{constante}$ en los extremos A y B. En A el Q es <3 . En B el $Q=3$. Se considera como el valor más representativo al mayor valor de la red. En este caso, $\boxed{Q=3}$

2.3.2. Ejemplo 2. Determinación de los componentes de la red

Determinar los componentes y los valores de los componentes de una red para transformar 50Ω a 20Ω con un $Q=6$.

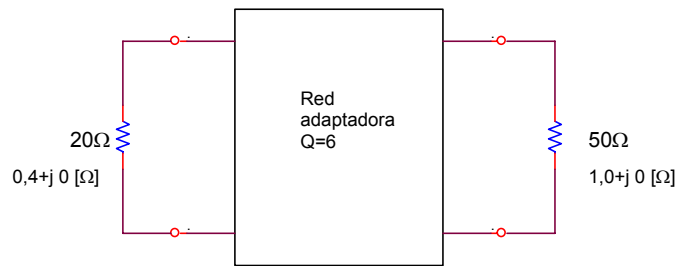


Fig. 8.a. Circuito donde se muestra cómo deberá ser la red de adaptación

1. Se marcan los puntos $1+j0 [\Omega]$ (punto inicial $1+j0$) y $0.4+j0 [\Omega]$ (punto C) correspondientes a las impedancias de entrada y de salida;
2. Se traza la curva de $Q=\text{constante}=6$;
3. Se comienza por la curva de L en derivación hasta llegar al punto donde se intercepta con la curva de $Q=6$. (punto A), donde $B=6\text{ mho}$ $\Delta B_L = 6-0=6\text{ mho}$;
4. Ahora se tratará de dirigirse hacia la curva de $G=\text{constante}=0.4\text{ mho}$. Esto implica ir desde A hasta B por la curva de $R=\text{constante}$. En el punto B, $X=0.1 [\Omega]$ $\Delta X_{C1} = 0.16-0.1=0.06 [\Omega]$. En el punto B, $Q<6$.

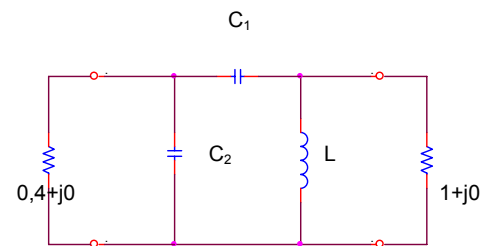
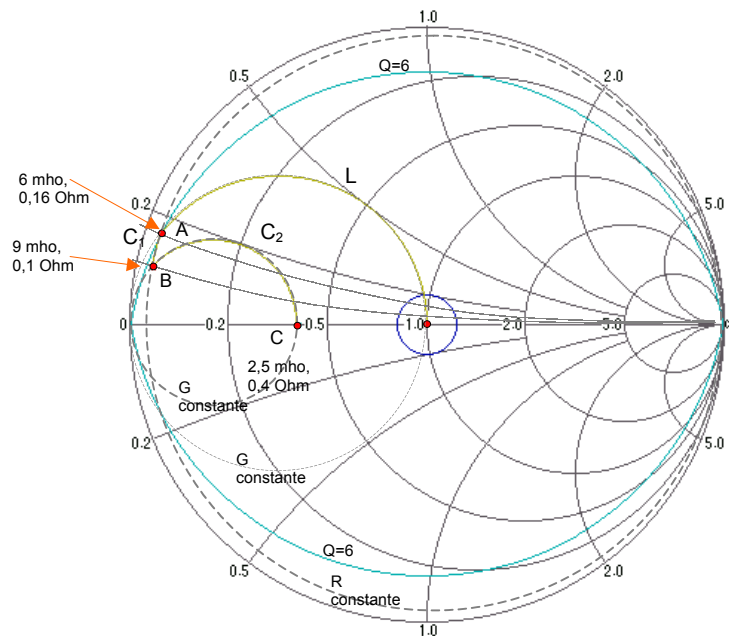


Fig. 8.b. Carta de impedancia-admitancia donde se muestra cómo se parte de $Z=1+j0$, se recorre hasta llegar a la curva de $Q=6$, luego se desplaza hasta $Z=0.4+j0$

5. A través de la curva de $G=\text{constante}=2.5\text{ mho}$, en el punto B la red es inductiva. Entonces, para llegar al punto C es preciso desplazarse por la curva de $G=\text{constante}$. Esto implica un capacitor en paralelo, C_2 que anule la parte inductiva. $\Delta B_{C2} = |0-9| = 9\text{ mho}$
6. Los valores desnormalizados son, entonces

$$\begin{cases} X_L = \frac{50}{\Delta B_L} = \frac{50}{6} = 8,33\Omega \\ X_{C1} = 50 \times \Delta X_{C1} = 0,06 \times 50 = 3\Omega \\ X_{C2} = \frac{50}{\Delta B_{C2}} = \frac{50}{9} = 5,5\Omega \end{cases}$$

7. Los valores de los componentes del filtro se pueden calcular para la frecuencia de trabajo, con $Q=6$.

2.3.3. Ejemplo 3. Diseño de un adaptador tipo π

Diseñar una red adaptadora tipo π para transformar $50\ \Omega$ en $20\ \Omega$ con $Q=5$.
Los pasos a seguir serán los siguientes:

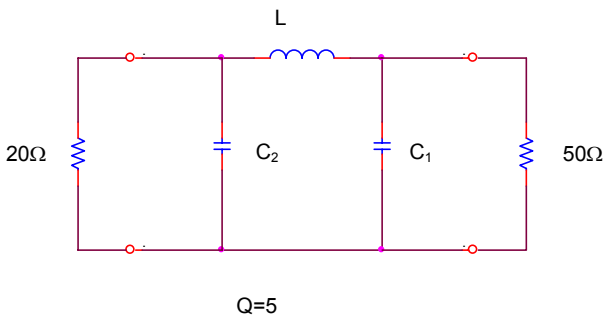


Fig. 9.a. Circuito donde se muestra la red de adaptación

1. Normalizar a 50Ω (por ejemplo), por lo que el punto inicial será 1Ω
2. Es conveniente efectuar la tabla que se muestra luego del gráfico:

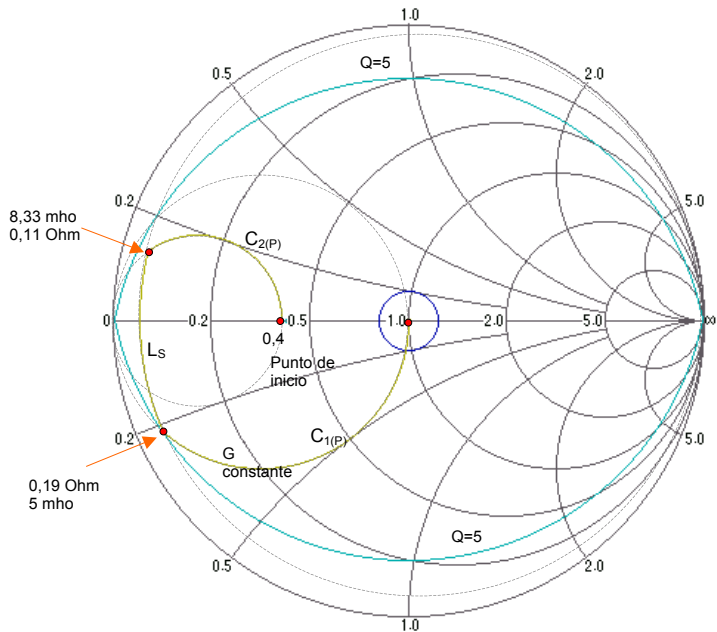


Fig. 9.b. Carta impedancia- admitancia donde se muestra cómo se llegará desde el punto origen $1+j0$ hasta el punto C final $0,4+j0$

Paso nº	Curva de componentes	Punto inicial	Punto final	Cómo se determina
001	Normalizar, determ. punto inicial	1Ω	$0,4\Omega$	
002	C1 en derivación	$[1+j0]\ \Omega$	A	$G=\text{constante}$ hasta interceptar con $Q=5$

Paso nº	Curva de componentes	Punto inicial	Punto final	Cómo se determina
003	L1 en serie	A	B	R=const. hasta interceptar curva G=2,5 mho
004	C2 en derivación	B	C	G=constante = 2,5 mho

Intersección	Susceptancia B	Reactancia X
A	5 mho	0,19 Ω
B	8,33 mho	0,11 Ω

Valores de los parámetros de intersección

Desnormalizando...

$$X_{C1} = \frac{50}{\Delta B_{C1}} = \frac{50}{5} = 10 \Omega$$

$$X_L = \Delta X_L 50 = 0,3 \times 50 = 15 \Omega$$

$$X_{C2} = \frac{50}{\Delta B_{C2}} = \frac{50}{8,33} = 6 \Omega$$

2.3.4. Ejemplo 4. Diseño de una red con una inductancia serie y dos capacitancias

Diseñar una red adaptadora según la figura siguiente, para transformar 10 Ω en 50 Ω con Q=5.

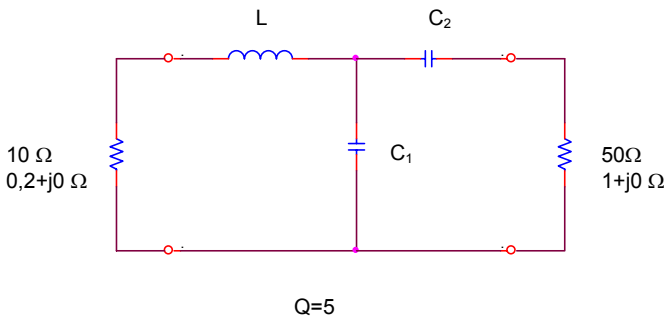


Fig. 10.a. Circuito donde se muestra la red de adaptación

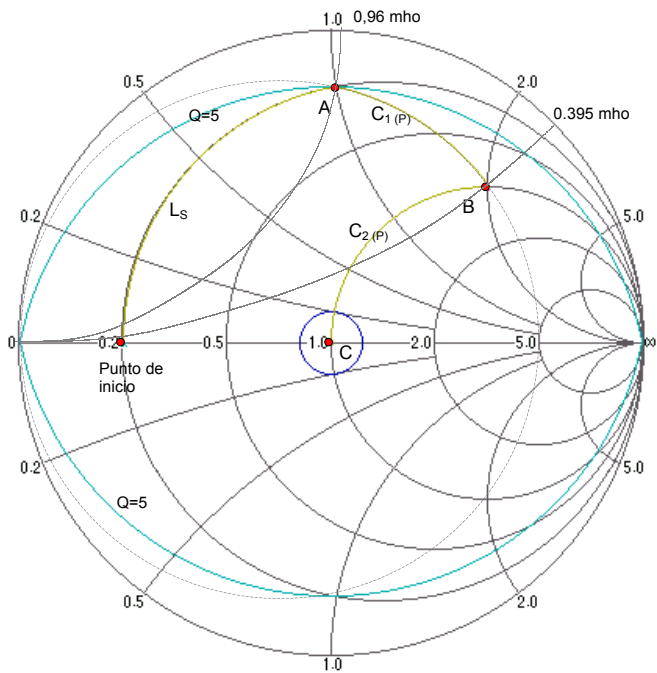


Fig. 10.b. Circuito donde se muestra cómo se parte de 0,2+j0 hasta llegar a 1+j0

1. Ubicación de los puntos de inicio y final $0,2+j0 [\Omega]$; y $1+j0 [\Omega]$ respectivamente;
2. Efectuar curva de $Q=5=\text{constante}$.
3. Interceptar el punto A con la curva de $R=\text{constante}$, donde $\Delta X_L=1[\Omega]$
4. Por la curva de $G=\text{constante}$, desplazarse desde A hasta B, donde $\Delta B_{C1}=0,96-0,395=0,565 \text{ mho}$
5. Por la curva de $R=\text{constante}$, desplazarse desde el punto B hasta el punto final C, donde $\Delta X_{C2}=2-0[\Omega]$
6. La determinación de los componentes, y desnormalización es:

$$\begin{cases} X_L = \Delta X_L \times 50 = 1 \times 50 = 50 \Omega \\ X_{C1} = \frac{50}{\Delta B_{C1}} = \frac{50}{0,565} = 88,49 \Omega \\ X_{C2} = \Delta X_{C2} \times 50 = 2 \times 50 = 100 \Omega \end{cases}$$

estos valores relativamente grandes hacen que los componentes sean muy prácticos, siendo ventajosos para adaptar la impedancia en la base de un transistor de baja impedancia.

2.3.5. Ejemplo 5. Diseño de una red que contiene cuatro componentes no especificados

Definir los valores para adaptar la salida del colector de un transistor a una carga de 50Ω , cuyos datos de salida del transistor son: $12,5\Omega$ con una reactancia capacitiva en paralelo de 250Ω . Además hay tres condiciones: tres de los cuatro valores se determinarán gráficamente, y uno de ellos arbitrariamente.

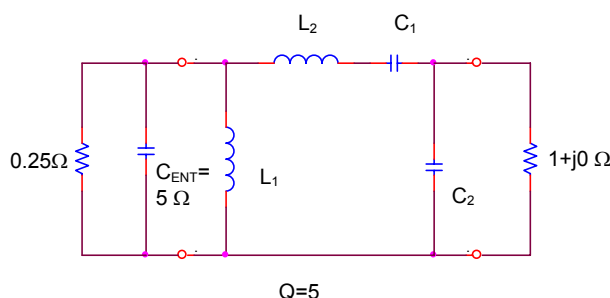


Fig. 11.a. Circuito donde se muestra la red de adaptación

El valor de L_1 es elegido de manera tal que este componente esté casi en resonancia con C_{ent} a la frecuencia de funcionamiento. Sin embargo, en este ejemplo L_1 tendrá un valor pequeño para demostrar la flexibilidad del análisis. Esta red proporciona la mejor separación de transformación de impedancias, ajuste de resonancias y Q de funcionamiento. Los componentes de C_{ent} y L_1 son generalmente resonantes, aunque no se requiere una resonancia perfecta. El circuito sintoniza bien, incluso con grandes errores de C_{ent} o L_1 . El capacitor C_2 reduce la impedancia de salida de 50Ω a la resistencia en serie requerida en la entrada. Por lo tanto, el capacitor C_2 es el principal ajuste de carga para el amplificador. Los componentes L_2 y C_1 forman un circuito resonante en serie que compensa las diferencias en las reactancias de entrada y de salida. El inductor L_1 y la entrada de $12,5\Omega$ determinan que el Q de funcionamiento sea relativamente independiente de la resonancia. Por lo tanto, el Q se controla con bastante exactitud. El capacitor C_1 compensa el inductor adicional L_2 requerido para proporcionar el Q adecuado, pero no es necesario para adaptar la entrada a la salida. Por lo tanto, C_1 es el ajuste de resonancia, y C_2 es el ajuste de carga.

Paso nº	Curva de componentes	Punto inicial	Punto final	Cómo se determina
001	C_{ent} en derivación	$(0,25+j0) \Omega$	A	por el valor para C_{ent}
002	L_1 en derivación	A	B	por el valor asignado para X_{L1}
003	$Q=5$			
004	L_2 en serie	B	C	por la intersección de L_2 en $Q=5$
005	C_1 en serie	C	D	por la intersección de C_1 y C_2
006	C_2 en derivación	D	$(1+j0) \Omega$	

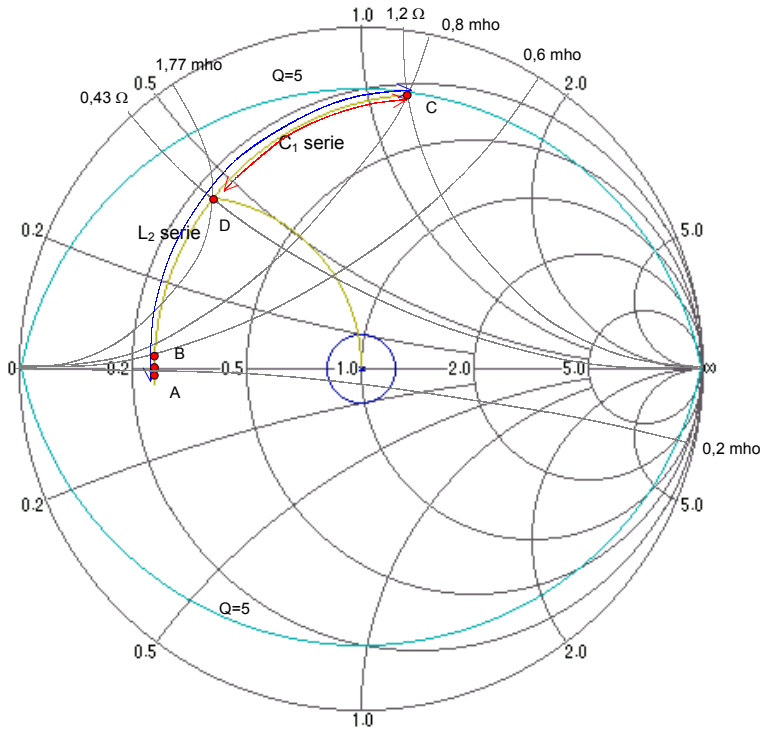


Fig. 11.b Mapa de la red usados para determinar los valores de los componentes para la red adaptadora que incluye cuatro componentes no especificados.

componente	Punto inicial	Punto final	Variación del parámetro	Desnormalizando
C _{ent}	0,25 Ω	A,B=0,5 mho	ΔB=0,20=0,2 mho	$X_{C_{ent}} = \frac{50}{\Delta B_{C_{ent}}} = \frac{50}{0,2} = 250\Omega$
L ₁	A,B=0,2 mho	B,B=0,6 mho	ΔB _{L1} =0,6+0,2=0,8 mho	$X_{L1} = \frac{50}{\Delta B_{L1}} = \frac{50}{0,8} = 62,5\Omega$
L ₂	B, X=0,04 Ω	C, X=1,2 Ω	ΔX _{L2} =1,2-0,04=1,16 Ω	$X_{L2} = \Delta X_{L2} 50 = 1,16 \times 50 = 58\Omega$
C ₁	C, X=1,2 Ω	D, X=0,43 Ω	ΔX _{C1} =0,43-1,2=0,77 Ω	$X_{C1} = \Delta X_{C1} 50 = 0,77 \times 50 = 38,5\Omega$
C ₂	D,B=1,77 mho	(1+j0) Ω	ΔB _{C2} =0,0-1,77=1,77 mho	$X_{C2} = \frac{50}{\Delta B_{C2}} = \frac{50}{1,77} = 28,25\Omega$

2.4. Los parámetros del transistor de potencia de RF

2.4.1. Limitaciones de los parámetros de pequeña señal

2N3948	Amplificador de pequeña señal Clase A V _{CE} =15 V; I _C = 80 mA; 300MHz	Amplificador de potencia en Clase C V _{CE} =13,6 V; P ₀ = 1 W; 300MHz
Resistencia de entrada	9 Ohms	38 Ohms
Capacitancia o inductancia de entrada	0,012 μH	21 pF
Resist. de salida del trans.	199 Ohms	92 Ohms
Capacitancia de salida	4,6 pF	5 pF
G _{PE}	12,4 dB	8,2 dB

Tabla. Aquí se muestra los datos de un transistor sometido a señales débiles frente a señales fuertes. Es decir, con señales fuertes el transistor tiene una resistencia de 38 Ohms y una capacidad en paralelo de 21 pF.

Como se muestra en la tabla anterior, hay modificaciones en el comportamiento de un transistor de pequeña señal en aplicaciones de señales fuertes. La mayor diferencia se puede observar en la impedancia de entrada, y como se muestra aquí, en muchos casos cambia de reactancia inductiva a capacitiva.

Se puede notar también que la resistencia de salida del transistor y la ganancia de potencia son muy diferentes en los dos modos de aplicación. Este ejemplo muestra claramente el error cometido cuando se utilizan los parámetros de pequeña señal en una aplicación en clase C.

2.4.2. Los parámetros para señales fuertes

Los fabricantes especifican en sus hojas de datos la impedancia en señal fuerte para una tensión de alimentación, frecuencia y potencia dada y con red de entrada y salida adaptada en $50+j0$ [Ohm]. No obstante, esos datos se deben utilizar con precaución, ya que son válidas sólo en las condiciones de potencia, alimentación y frecuencia del ensayo. Ver [figura 1](#).

Las impedancias en señal fuerte se determinan por lo general de la siguiente manera:

El diseñador optimiza (a menudo por ensayo y error) el funcionamiento (generalmente la potencia de salida) de un circuito usando un transistor particular en una frecuencia y tensión especificados. Luego el diseñador quita el transistor del circuito y mide las impedancias vistas por el colector y la base (a la frecuencia especificada). Los complejos conjugados de las impedancias medidas, son entonces las impedancias en señal fuerte (Z_B y Z_C). Aunque el parámetro optimizado por el diseñador es generalmente la potencia de salida, se podría utilizar similarmente las impedancias en señal fuerte para especificar condiciones para ganancia en potencia o eficiencia máxima.

Como las impedancias en señal fuerte son el resultado de algunas variables no lineales, se deberá esperar que haya cambios importantes en otro rango de frecuencia, excitación, potencia de salida y tensión de alimentación.

Hay excepciones en los casos de transistores diseñados para el funcionamiento en clase B, como es el caso de la serie 2N5941-2. Debido a que estos transistores funcionarán en servicio lineal, las impedancias de gran señal son medidas en aplicación lineal con una señal bitonal, en lugar del generador de señales de un solo tono convencional.

Muchas veces, la impedancia está expresada en un modelo de circuito paralelo entre la resistencia y la capacitancia.

El dato también puede ser expresado en el modelo equivalente serie. La relación de conversión está dada por:

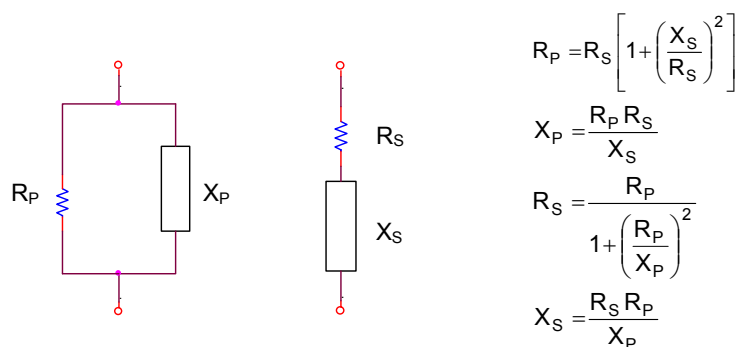


Fig. 12. Circuito equivalente paralelo/serie y sus fórmulas.

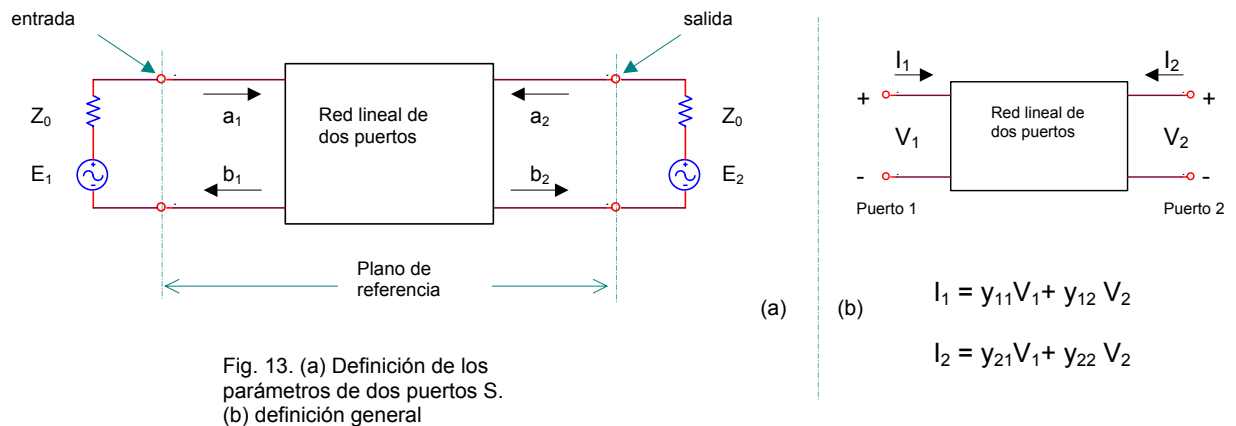
2.4.3. Los parámetros S (scattering) – Impedancias de entrada y salida

Un amplificador de pequeña señal que tiene que entregar la potencia necesaria al amplificador de mayor potencia, y que funciona en clase A, tiene disponible en sus hojas de datos, los parámetros S para distintos valores de V_{CE} , I_C , y frecuencia.

2.4.3.1. Teoría de los parámetros S (scattering)

Los parámetros S son muy importantes en el diseño de RF debido a que son muy fáciles de medir y trabajar a altas frecuencias, respecto a los parámetros Y. Estos son conceptualmente simples, analíticamente convenientes, y tienen capacidad de proveer mucha información para resolver los problemas.

La red puede ser explicada considerando que sólo hay dos puertos. Los parámetros de dos puertos S se definen, tal como se muestra en la figura siguiente.



Los parámetros de dispersión (Scattering) generalizados fueron definidos por K. Kurokawa en 1965, aunque se conocían muchos años antes. Estos parámetros describen la interrelación entre un grupo de variables (a_i, b_i) .

Las variables a_i y b_i son ondas de tensión complejas normalizadas incidente y reflejada desde una red de (i) puertos. Estos están definidos en términos del terminal de tensión V_i , el terminal de corriente i_i , y una impedancia de referencia arbitraria Z_i , donde el asterisco denota el complejo conjugado:

$$a_i = \frac{E_i + I_i Z_i}{2\sqrt{\text{Re } Z_i}}; \quad b_i = \frac{E_i - I_i Z_i^*}{2\sqrt{\text{Re } Z_i}}$$

Para la mayoría de las mediciones y cálculos es conveniente asumir que la impedancia de referencia Z_i es positiva y real, por lo que se denotará como Z_0 .

Las variables independientes a_1 y a_2 se normalizan en tensiones incidentes, como sigue:

$$a_1 = \frac{E_1 + I_1 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{tensión incidente en el puerto 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i1}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$a_2 = \frac{E_2 + I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{tensión incidente en el puerto 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i2}}{\sqrt{Z_0}}$$

Las variables dependientes b_1 y b_2 se normalizan en tensiones reflejadas:

$$b_1 = \frac{E_1 - I_1 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{tensión reflejada desde el puerto 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r1}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_2 = \frac{E_2 - I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{tensión reflejada desde el puerto 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$

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

$$\begin{cases} b_1 = s_{11} a_1 + s_{12} a_2 \\ b_2 = s_{21} a_1 + s_{22} a_2 \end{cases}$$

Los parámetros s_{11} , s_{22} , s_{21} y s_{12} son, entonces:

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coeficiente de reflexión de entrada con el puerto de salida adaptado en } (Z_{\text{CARGA}}=Z_0 \text{ haciendo } a_2=0)$$

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coeficiente de reflexión de salida con el puerto de entrada adaptado en } (Z_{\text{FUENTE}}=Z_0 \text{ haciendo } E_1=0)$$

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coeficiente de ganancia de transmisión directa (inserción) con el puerto de salida adaptado.}$$

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coeficiente de ganancia transmisión inversa (inserción) con el puerto de entrada adaptado.}$$

Notar que:

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\frac{V_1}{I_1} - Z_0}{\frac{V_1}{I_1} + Z_0} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}, \text{ y } Z_1 = Z_0 \frac{1 + s_{11}}{1 - s_{11}}$$

donde $Z_1 = \frac{V_1}{I_1}$ es la impedancia de entrada en el puerto 1.

Esta relación entre el coeficiente de reflexión y la impedancia es la base del cálculo de las líneas de transmisión en la Carta de Smith.

Consecuentemente, los coeficientes de reflexión s_{11} y s_{22} pueden ser dibujados en la carta de Smith, convertidos directamente a impedancia para adaptar las redes y optimizar el diseño. Sólo hay que tener en cuenta que los parámetros S son modelos de pequeña señal, y no pueden ser convertidos directamente en modelos de señales fuertes.

También se pueden enunciar algunas relaciones entre a_1 , a_2 , b_1 y b_2 .

$|a_1|^2$ = potencia incidente sobre la entrada de la red, o potencia disponible desde una fuente de impedancia Z_0 ;

$|a_2|^2$ = potencia incidente sobre la salida de la red, o potencia reflejada desde la carga;

$|b_1|^2$ = potencia reflejada desde el puerto de entrada de la red, o potencia disponible desde una fuente de impedancia Z_0 menos la potencia entregada a la entrada de la red;

$|b_2|^2$ = potencia reflejada desde el puerto de salida de la red, o potencia incidente en la carga, o potencia que debería ser entregada a la carga Z_0 .

Las cuatro relaciones previas muestran que los parámetros S son simplemente relaciones de ganancia de potencia y pérdidas de adaptación, cantidades que son de mucho interés que las correspondientes relaciones de tensión:

$$|s_{11}|^2 = \frac{\text{potencia reflejada desde la red de entrada}}{\text{potencia incidente en la red de entrada}}$$

$$|s_{22}|^2 = \frac{\text{potencia reflejada desde la red de salida}}{\text{potencia incidente en la red de salida}}$$

$$|s_{21}|^2 = \frac{\text{potencia entregada a una carga } Z_0}{\text{potencia disponible desde la fuente } Z_0} = \text{Ganancia de potencia con la } Z \text{ de fuente de carga} = Z_0$$

$$|s_{12}|^2 = \text{Ganancia de transferencia de potencia inversa con la } Z \text{ de fuente de carga} = Z_0$$

Ejemplo:

Calcular la impedancia de entrada y de salida del transistor BFR96 funcionando en las siguientes condiciones:

$$\begin{cases} f = 100\text{MHz} \\ V_{CE} = 5\text{V} \\ I_C = 50\text{mA} \end{cases}$$

Los parámetros S en esas condiciones son:

$$s_{11} = 0,35 \angle -140^\circ$$

$$s_{22} = 0,33 \angle -81^\circ$$

Utilizando la carta de Smith y los parámetros s_{11} y s_{22} , se puede hallar impedancia de entrada y de salida para señales débiles:

$$s_{22} = 0,33 \angle -81^\circ @ \quad Z_n = 50 \Omega; \quad V_{CE} = 5\text{V}; \quad I_C = 50\text{mA}; \quad f = 100\text{MHz}$$

$$Z_{oN} = 0,85 - j0,65 @ \quad Z_n = 50 \Omega; \quad Z_0 = 42,5 - j32,5 [\Omega]$$

$$s_{11} = 0,35 \angle -140^\circ @ \quad Z_n = 50 \Omega; \quad V_{CE} = 5\text{V}; \quad I_C = 50\text{mA}; \quad f = 100\text{MHz}$$

$$Z_{inN} = 0,53 - j0,27 @ \quad Z_n = 50 \Omega; \quad Z_{in} = 26,5 - j13,5 [\Omega]$$

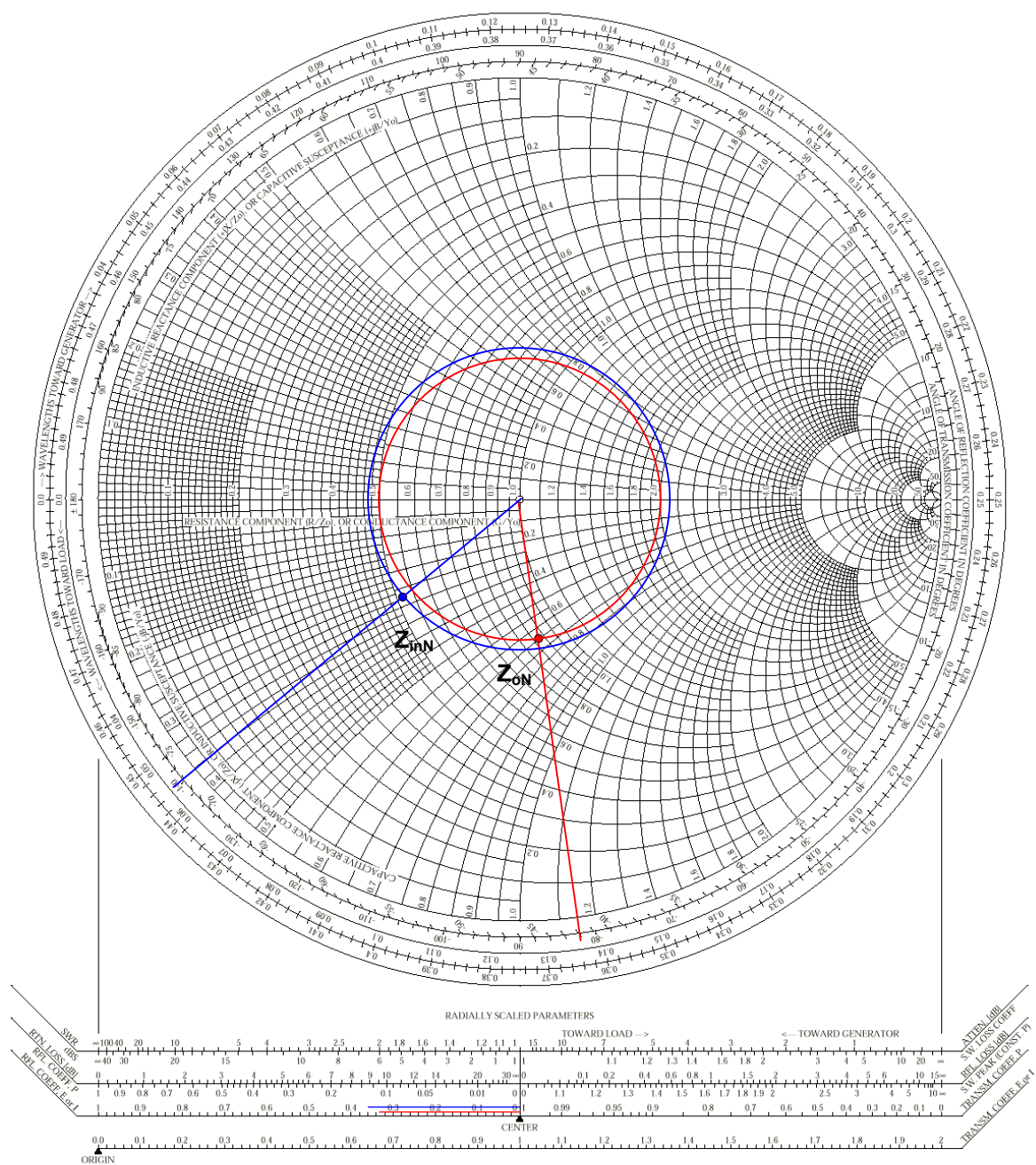


Fig. 14. Cálculo gráfico de la Z_{in_N} y la Z_{0_N} a partir de s_{11} y s_{22} .

Oros, Ramón C.
Córdoba, 08-05-2000

archivo: EA3-05-01

Rev: /

edición que reemplaza a las anteriores.

Bibliografía:

RCA:

H.C.Krauss/C.W.Bostian/F.H.Raab

Motorola:

Hewlett Packard

SP52 Amplificadores de potencia de RF, Págs. 416 a 512

Estado sólido en ingeniería de radiocomunicación

AN-282A Systemizing RF power amplifier design

MIMP® (Motorola Impedance Matching program, Dan Moline).

AN 95-1 S-Parameter techniques