

Transistores de Radio Frecuencia

Tipos de transistores

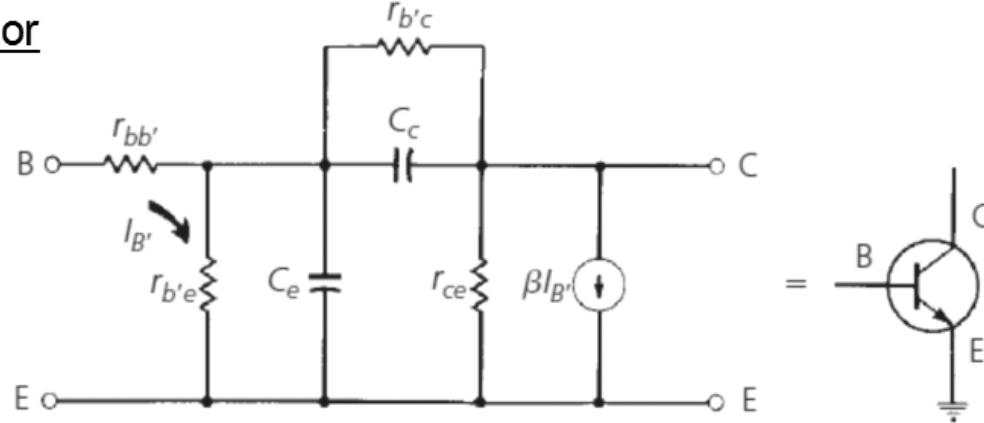
- Transistores de unión bipolar TBJ
- Transistores de efecto de campo FET

Aplicaciones:

- Amplificadores de bajo ruido (LNA)
- Amplificadores de potencia
- Mezcladores
- Osciladores

Circuito equivalente del transistor

Modelo π híbrido



Donde:

$r_{bb'}$ = resistencia de base. Resistencia formada entre la terminal y el material semiconductor
Valores típicos en decenas de ohms.

$r_{b'e}$ = resistencia formada por la unión base emisor. Valores típicos alrededor de $1\text{K}\Omega$.

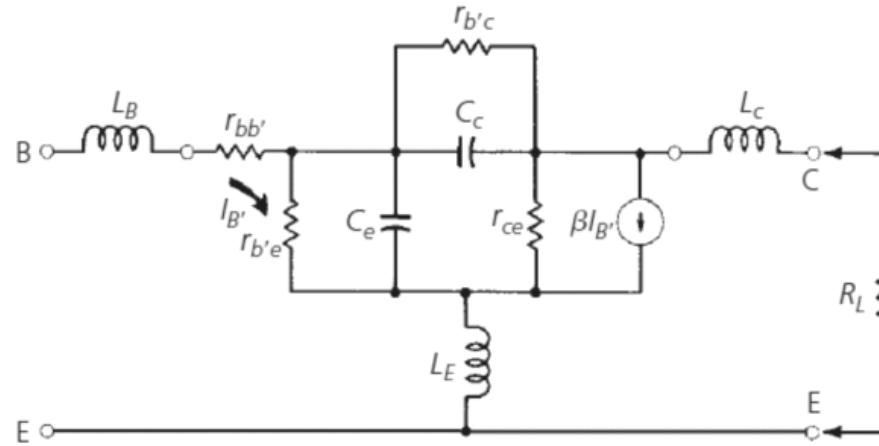
$r_{b'c}$ = resistencia de realimentación entre el colector y la base. Valores $\approx 5\text{M}\Omega$

r_{ce} = resistencia de salida. Valores alrededor de $100\text{K}\Omega$

C_e = capacitancia de difusión del emisor. Formada por las características físicas del semiconductor y la terminal del emisor. Valores típicos de 100pF

C_c = capacitancia de realimentación. Formada por la polarización inversa de la unión colector base. De gran interés a medida que la frecuencia aumenta. Valores típicos alrededor de 3pF .

o también



donde:

L_B = inductor de base

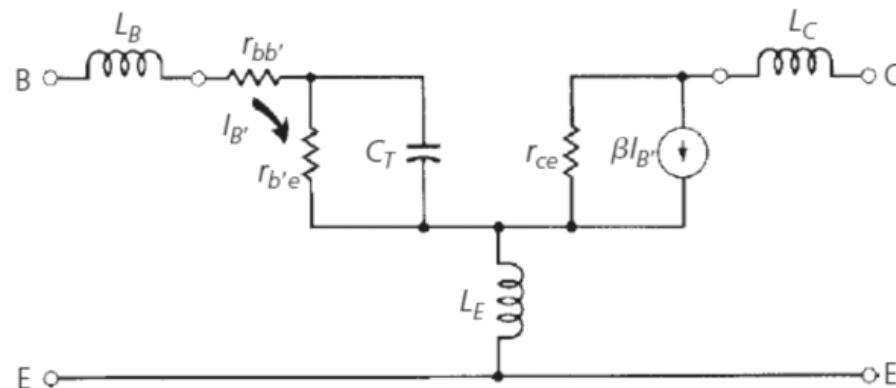
L_C = inductor de colector

L_E = inductor de emisor

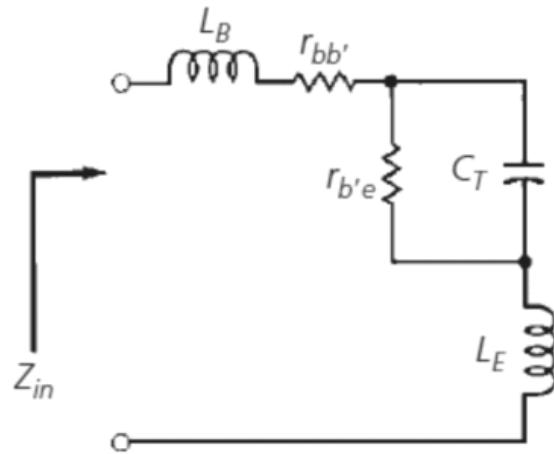
Impedancia de entrada

Consideraciones:

- Eliminar $r_{b'c}$ por representar una resistencia muy grande ($5 \text{ M}\Omega$)
- Aplicar el principio del Efecto Miller para reubicar el capacitor C_C en paralelo con C_e , el nuevo valor es $C_C(1 - \beta R_L)$. Esta capacitancia junto con C_e forman una equivalente C_T



La impedancia de entrada varía con la frecuencia y puede analizarse con el siguiente circuito



$$\begin{aligned}
 Z_{in} &= j\omega L_B + r_{bb'} + \frac{\frac{1}{j\omega C_T}(r_{b'e})}{\frac{1}{j\omega C_T+r_{b'e}}} + j\omega L_E \\
 &= j\omega(L_B + L_E) + r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{1 + r_{b'e}j\omega C_T} \\
 &= j\omega L_T + r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e} C_T}
 \end{aligned}$$

La ecuación es graficada en la Carta Smith con los siguientes valores

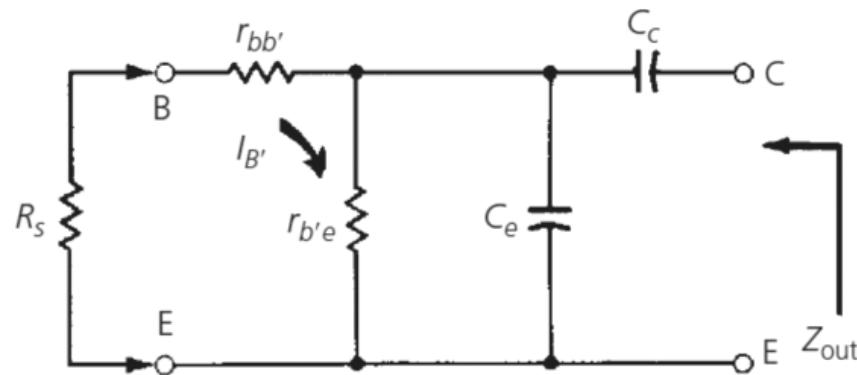
$$L_T = 20\text{nH}, r_{bb'} = 50 \text{ ohms}, r_{b'e} = 1000 \text{ ohms}, C_T = 100\text{pF}$$

$$N = 100$$

Impedancia de salida

Consideraciones:

- Eliminar $r_{b'c}$ por representar una resistencia muy grande ($5 \text{ M}\Omega$)
- Eliminar r_{ce} por representar una resistencia grande ($100\text{K}\Omega$)



La impedancia de salida típicamente decrece con la frecuencia

Motivos:

Incremento de corriente en $r_{b'e}$ debido a disminución en X_{Cc}

Incremento de corriente en $r_{b'e}$ debido a incremento en R_s

Efectos de la realimentación debido a C_c

- ✓ Oscilación debido a que X_{C_C} disminuye al incrementar la frecuencia
- ✓ Dependencia entre Z_S y Z_L debido a que el colector no se encuentra totalmente aislado de la base

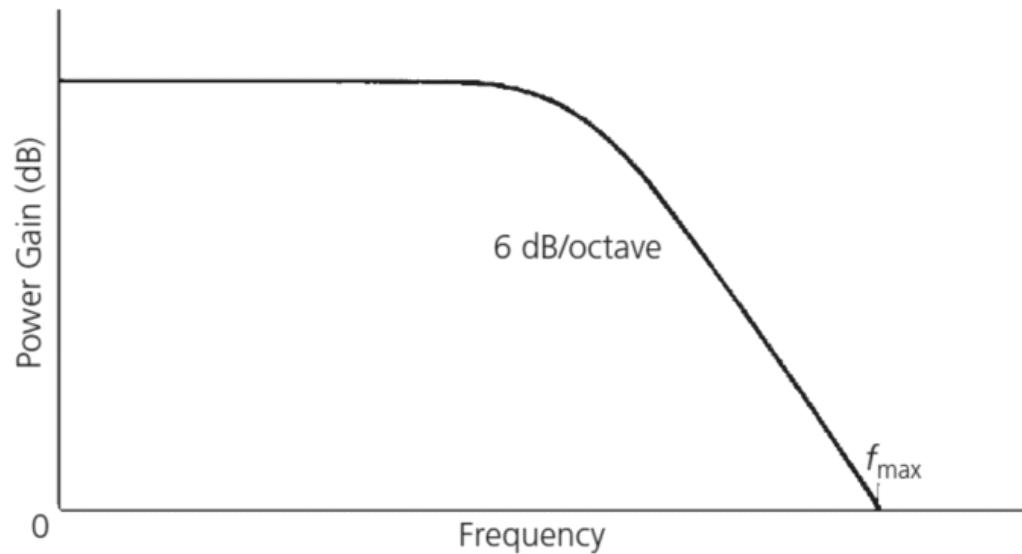
Generalmente se elige C_c con valores relativamente bajos para hacer que el acoplamiento entre la entrada y salida sea tolerable en algunos casos.

Ganancia

Generalmente en RF se trabaja con la ganancia en potencia.

El modelo del transistor trabaja como filtro paso bajas.

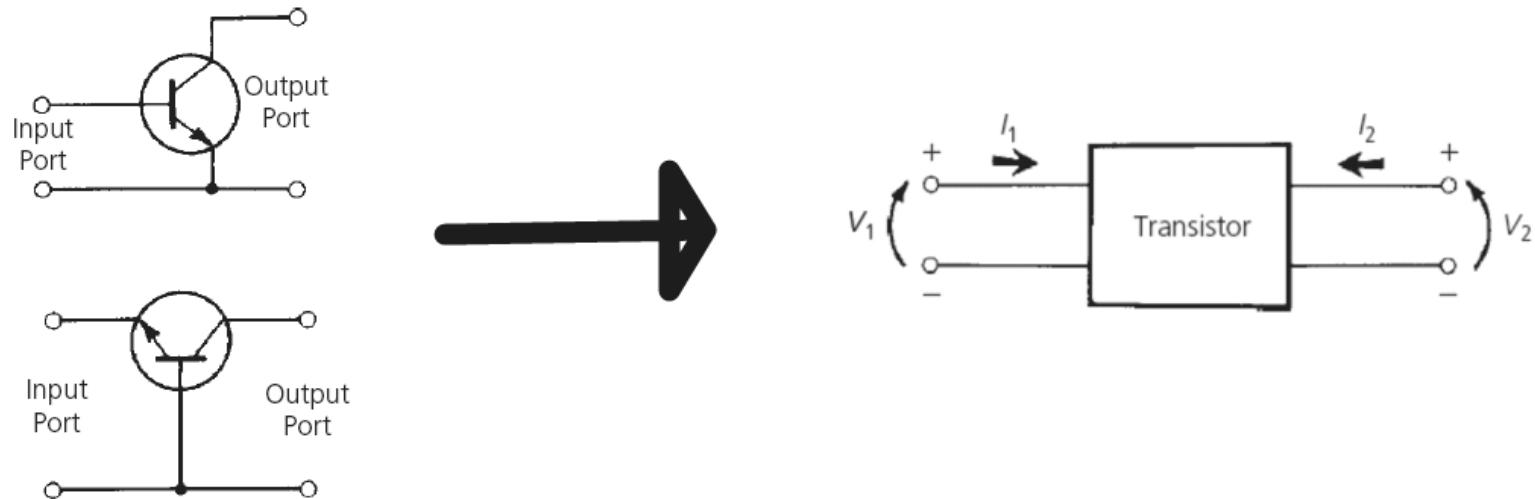
La ganancia de potencia se obtiene neutralizando los efectos de realimentación debidos a Cc, con una realimentación externa del colector a base que proporcione la amplitud y fase exactos para neutralizar la realimentación interna.



Parámetros Y

- ✓ Es una herramienta para ayudar a representar las características de un dispositivo a una determinada frecuencia y punto de operación.
- ✓ Se emplea para diseñar redes de acoplamiento de impedancias para el transistor, determinar su ganancia máxima disponible y su estabilidad
- ✓ Presentan el modelo del transistor para propósitos de diseño en una aplicación particular

Representación del transistor en dos puertos



Los parámetros de admitancia en dispositivos de dos puertos son usados para caracterizar completamente el comportamiento del transistor a una determinada frecuencia y punto de operación.

Los parámetros Y para el dispositivo de dos puertos están dados por:

$$y_i = \frac{I_1}{V_1} \Big| V_2 = 0$$

donde:

$$y_r = \frac{I_1}{V_2} \Big| V_1 = 0$$

y_i = Admitancia de entrada

$$y_f = \frac{I_2}{V_1} \Big| V_2 = 0$$

y_f = Admitancia de transferencia hacia adelante

$$y_o = \frac{I_2}{V_2} \Big| V_1 = 0$$

y_o = Admitancia de salida

El corto circuito para hacer que V_1 y V_2 tengan valor de cero no es de DC.
Generalmente el corto circuito se logra utilizando un capacitor entre las terminales donde se requiere.

Por qué se utiliza un corto circuito?

Es obvio que la corriente I_1 es dependiente del voltaje V_1 en el puerto 1, pero no es tan obvio que la corriente I_1 también depende de V_2 debido a la realimentación interna existente en el transistor

Matemáticamente si: $I_1 = y_i V_1 + y_r V_2$

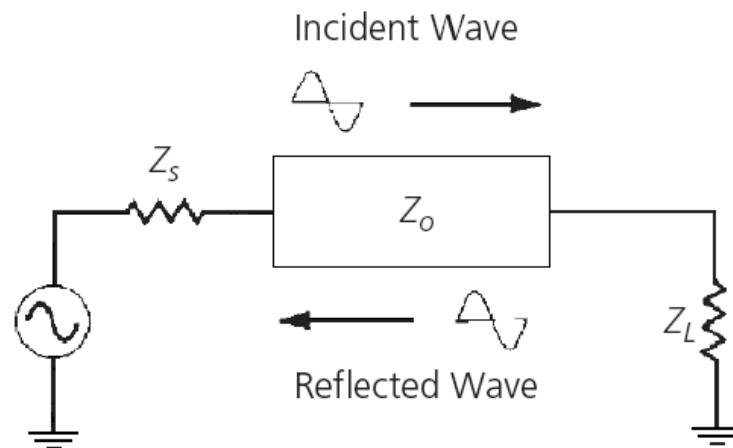
entonces: se obliga a $V_2 = 0$ para que I_1 sea únicamente dependiente de V_1 y y_i
La admitancia de entrada y_i puede ser encontrada aplicando un voltaje V_1 al puerto 1 y midiendo la corriente I_1

Los parámetros Y del transistor varían con la frecuencia y generalmente difíciles de medir, especialmente en altas frecuencias. Esto debido a la dificultad que existe para representar un buen corto circuito.

Parámetros S

Herramienta popular para ayudar a la caracterización de un dispositivo en altas frecuencias

Red cuyos extremos siempre tienen la impedancia característica del sistema en cuestión.



Teoría de la línea de transmisión

El voltaje, la corriente y potencia en las impedancias de entrada (fuente) y salida (carga) pueden ser representadas por ondas incidente y reflejada viajando en sentidos opuestos a través de una línea de transmisión de impedancia característica.

Si $Z_L = Z_0$ entonces la onda incidente se absorbe en la carga y no existe onda reflejada

Si $Z_L \neq Z_0$ entonces una porción de la onda incidente se absorbe en la carga y otra parte es reflejada a la fuente.

Si $Z_s = Z_0$, la onda reflejada de la carga se absorbe en la fuente y no se refleja más.

Si $Z_s \neq Z_0$, una porción de la onda reflejada de la carga se absorbe en la fuente y otra parte es re-reflejada a la carga

El grado de acoplamiento entre Z_0 y Z_s ó Z_L determina la cantidad de onda incidente que es reflejada

La relación entre la onda reflejada e incidente se le conoce como **coeficiente de reflexión**, la cual es una cantidad compleja expresada en forma polar con una magnitud y un ángulo.

Γ = reflection coefficient

$$\begin{aligned} &= \frac{V_{\text{reflected}}}{V_{\text{incident}}} \\ &= \rho \angle \theta \end{aligned}$$

A mayor acoplamiento menor onda reflejada y menor coeficiente de reflexión.

Un acoplamiento perfecto significa un coeficiente de reflexión igual a cero.

Si $Z_L = 0$ ó ∞ (circuito abierto) la onda incidente es reflejada a la fuente en su totalidad y el coeficiente de reflexión es unitario

El coeficiente de reflexión puede ser expresado en términos de las impedancias en cuestión

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$$

Generalmente es normalizado entre la impedancia característica de la línea de transmisión

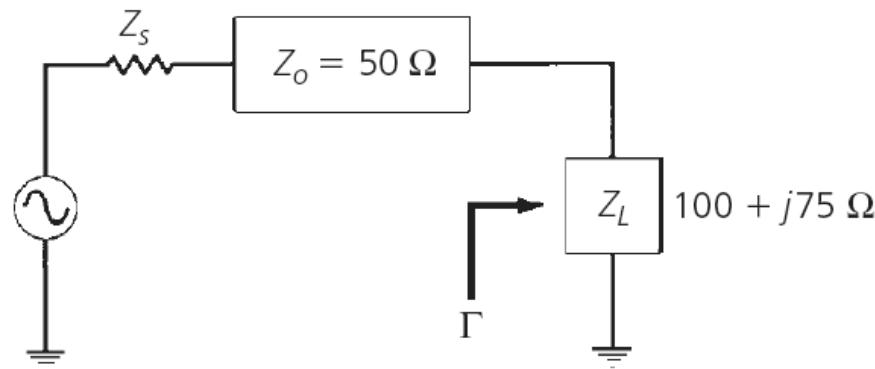
donde:

$Z_n = Z_L$ normalizada

$$\begin{aligned}\Gamma &= \frac{\frac{Z_L}{Z_o} - 1}{\frac{Z_L}{Z_o} + 1} \\ &= \frac{Z_n - 1}{Z_n + 1}\end{aligned}$$

Ejemplo:

Determinar el coeficiente de reflexión para el siguiente circuito

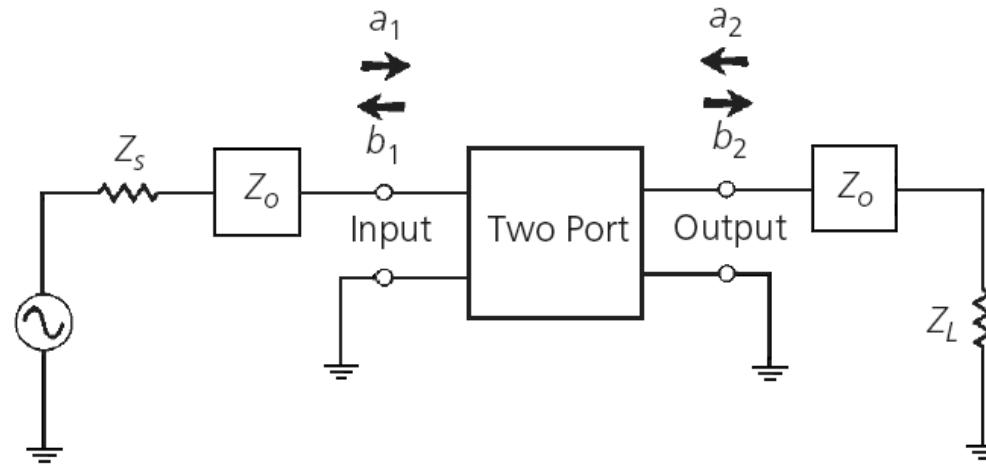


Solución:

Normalizar la carga con la impedancia característica Z_0 de la línea de transmisión

$$Z_L = \frac{100 + j75}{50} = 2 + j1.5$$

Parámetros S y la red de dos puertos



- ✓ a_1 incide sobre el dispositivo de dos puerto, una parte de a_1 es reflejada b_1 y otra parte es transmitida a través del dispositivo.
- ✓ Una fracción de la señal transmitida es reflejada por la carga e incide en la salida del dispositivo de dos puertos
- ✓ Una parte de la señal a_2 es reflejada por el puerto de salida del dispositivo hacia la carga b_2 , otra parte es transmitida a través del dispositivo de regreso a la fuente.

Parámetros S

Donde:

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

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

S_{11} = Coeficiente de reflexión de entrada

S_{12} = Coeficiente de transmisión hacia atrás

S_{21} = Coeficiente de transmisión hacia adelante

S_{22} = Coeficiente de reflexión de salida

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big| a_2 = 0 \quad S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big| a_1 = 0$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big| a_2 = 0 \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big| a_1 = 0$$

Diseño a partir de los parámetros S

- ◆ Elegir el transistor
- ◆ Polarizar en un punto de operación estable
- ◆ Determinar los parámetros S en el punto de operación (se miden o se toman de la hoja de especificaciones del fabricante)
- ◆ Prueba de estabilidad en la frecuencia y punto de operación
- ◆ Máxima ganancia disponible
- ◆ Estudio de acoplamiento

Estabilidad

Cálculo de la cantidad intermedia D_s :
$$D_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Factor de estabilidad Rollett (K):
$$K = \frac{1 + |D_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|}$$

Si $K > 1$ entonces, el dispositivo es incondicionalmente estable

Si $K < 1$ entonces, el dispositivo es potencialmente inestable

Máxima ganancia disponible (MAG)

Cálculo de la cantidad intermedia B_1 : $B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D_s|^2$

donde:

D_s es la cantidad intermedia
de la estabilidad

Cálculo para la máxima ganancia: $MAG = 10 \log \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} + 10 \log |K \pm \sqrt{K^2 - 1}|$

donde:

MAG está en DB

K es el factor de estabilidad

La polaridad de B_1 determina que signo debe utilizarse en el cálculo de la MAG.

Si $B_1 < 0$, usar signo positivo en (\pm) para el cálculo de la MAG

Si $B_1 > 0$, usar signo negativo

K debe ser mayor a uno (incondicionalmente estable), de lo contrario será indefinido para un transistor inestable.

Acoplamiento de impedancias

Para encontrar el coeficiente de reflexión de carga deseado para un acoplamiento conjugado, se calcula:

$$C_2 = S_{22} - (D_S S_{11}^*)$$

Cálculo de B_2 (ganancia hacia atrás): $B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_S|^2$

Magnitud del coeficiente de reflexión: $|\Gamma_L| = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|}$

El signo precedente al radical es opuesto al de B_2

El ángulo del coeficiente de reflexión de carga es simplemente el negativo del ángulo de C_2

El coeficiente de reflexión de carga se grafica en la carta Smith para encontrar directamente la impedancia de carga Z_L o sustituir Γ_L en

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$$

Cálculo del coeficiente de reflexión de fuente deseado:

$$\Gamma_S = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - (\Gamma_L \cdot S_{22})} \right]^*$$

El asterisco * indica que se trata del conjugado de la cantidad encerrada entre llaves
(misma magnitud, pero signo opuesto para el ángulo)

Ejemplo:

Un transistor tiene los siguientes parámetros S en 200MHz, con un $V_{CE} = 10V$

e $I_C = 10mA$

$$S_{11} = 0.4 \angle 162^\circ$$

$$S_{22} = 0.35 \angle -39^\circ$$

$$S_{12} = 0.04 \angle 60^\circ$$

$$S_{21} = 5.2 \angle 63^\circ$$

El amplificador debe operar entre terminales de 50 ohms.

Diseñar las impedancias de acoplamiento de entrada y salida al acoplamiento conjugado
del transistor para una máxima ganancia

Solución:

Estudio de estabilidad en el punto de operación

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

Factor de estabilidad Rollett

$$K = \frac{1 + (0.068)^2 - (0.4)^2 - (0.35)^2}{2(5.2)(0.04)} = 1.74$$

$K > 1$, incondicionalmente estable (no hay problema para continuar con el diseño)

Se calcula B_1 : $B_1 = 1 + (0.4)^2 - (0.35)^2 - (0.068)^2 = 1.03$

Máxima ganancia disponible está dada por:

$$\begin{aligned}\text{MAG} &= 10 \log \frac{5.2}{0.04} + 10 \log |1.74 - \sqrt{(1.74)^2 - 1}| \\&= 21.14 + (-5) = 16.1 \text{ dB}\end{aligned}$$

Coeficiente de reflexión de carga

Primero se calculan dos cantidades intermedias C_2 y B_2

$$\begin{aligned}C_2 &= 0.35 \angle -39^\circ - [(0.068 \angle -57^\circ)(0.4 \angle -162^\circ)] \\&= 0.272 - j0.22 - [-0.021 + j0.0017] \\&= 0.377 \angle -39^\circ\end{aligned}$$

$$B_2 = 1 + (0.35)^2 - (0.4)^2 - (0.068)^2 = 0.958$$

Entonces la magnitud del coeficiente de reflexión de carga es:

$$|\Gamma_L| = \frac{0.958 - \sqrt{(0.958)^2 - 4(0.377)^2}}{2(0.377)} = 0.487$$

El ángulo del coeficiente de reflexión de carga es igual al negativo del ángulo de C_2

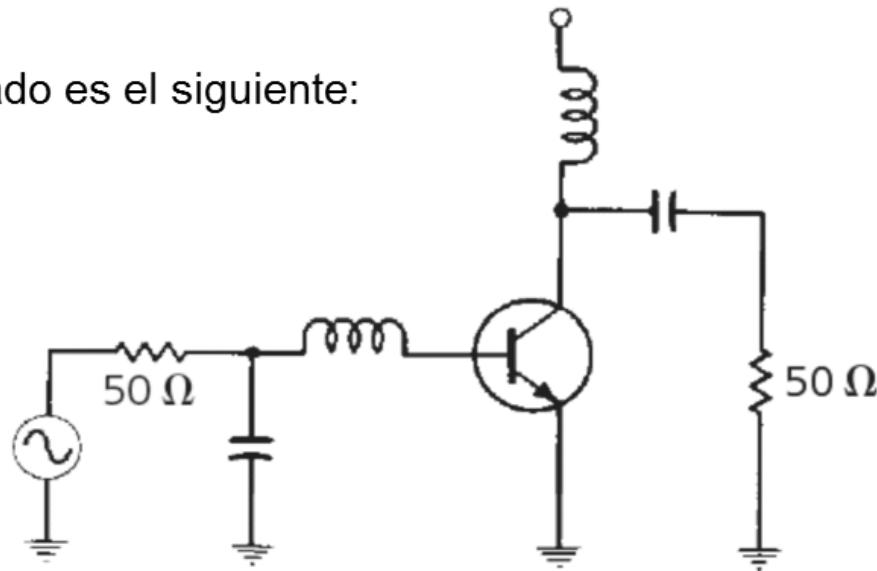
El coeficiente de reflexión de carga es: $\Gamma_L = 0.487 \angle 39^\circ$

El coeficiente de reflexión de fuente se calcula como:

$$\begin{aligned}\Gamma_S &= \left[0.4 \angle 162^\circ + \frac{(0.04 \angle 60^\circ)(5.2 \angle 63^\circ)(0.487 \angle 39^\circ)}{1 - (0.487 \angle 39^\circ)(0.35 \angle -39^\circ)} \right]^* \\ &= [0.522 \angle 162^\circ]^* = 0.522 \angle -162^\circ\end{aligned}$$

Se grafica Γ_L y Γ_S en la Carta Smith y se diseña una red de acoplamiento a la carga y fuente del circuito.

El amplificador diseñado es el siguiente:



Ganancia transferida

Corresponde a la ganancia del amplificador incluyendo los efectos del acoplamiento de impedancias de entrada y salida, así como la ganancia del propio dispositivo.

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

La ganancia trasferida G_T es la ganancia en potencia del amplificador y se calcula antes de su construcción.

Para el ejemplo anterior la ganancia transferida es:

$$\begin{aligned} G_T &= \frac{(5.2)^2(1 - (0.522)^2)(1 - (0.487)^2)}{|(1 - 0.2088)(1 - 0.170) - (0.04 \angle 60^\circ)(5.2 \angle 63^\circ)} \\ &\quad \times (0.487 \angle 39^\circ)(0.522 \angle -162^\circ)| \\ &= 41.15 = 16.1 \text{ dB} \end{aligned}$$

Diseño para una ganancia deseada

Método del círculo de ganancia constante

Circunferencia que represente el lugar de los puntos (impedancia de carga) en que la ganancia del amplificador es forzada a un valor deseado

Procedimiento:

Calcular D_S

Calcular $D_2 = |S_{22}|^2 - |D_S|^2 r$

Calcular $C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^*$

Calcular $G = \frac{\text{Ganancia deseada (absoluta)}}{|S_{21}|^2}$

La ganancia es absoluta, no ganancia en dB

Calcular localización del centro del círculo $r_o = \frac{GC_2^*}{1 + D_2 G}$

El centro del círculo es un número complejo en magnitud y ángulo similar al coeficiente de reflexión

Calcular el radio del círculo:

$$p_o = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2G^2}}{1 + D_2G}$$

El radio del círculo es número fraccional entre 0 y 1

Ejemplo:

Un transistor tiene los siguientes parámetros S en 250MHZ, con un $V_{CE} = 5V$ e $I_C = 5mA$

$$S_{11} = 0.277 \angle -59^\circ$$

$$S_{22} = 0.848 \angle -31^\circ$$

$$S_{12} = 0.078 \angle 93^\circ$$

$$S_{21} = 1.92 \angle 64^\circ$$

Diseñar un amplificador que proporcione 9 dB de ganancia a 250MHz. El transistor es incondicionalmente estable con $K = 1.033$, considerar $Z_S = 35 - j60$ ohms y $Z_L = 50 - j50$ ohms

Solución:

$$\begin{aligned}D_S &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \\&= (0.277 \angle -59^\circ)(0.848 \angle -31^\circ) - (0.078 \angle 93^\circ)(1.92 \angle 64^\circ) \\&= 0.324 \angle -64.8^\circ\end{aligned}$$

$$D_2 = (0.848)^2 - (0.324)^2 = 0.614$$

$$\begin{aligned}C_2 &= 0.848 \angle -31^\circ - (0.324 \angle -64.8^\circ)(0.277 \angle 59^\circ) \\&= 0.768 \angle -33.9^\circ\end{aligned}$$

$$G = \frac{7.94}{(1.92)^2} = 2.15$$

Centro del círculo

$$r_o = \frac{2.15(0.768 \angle 33.9^\circ)}{1 + (0.614)(2.15)} = 0.712 \angle 33.9^\circ$$

Radio del círculo de ganancia 9dB es:

$$p_o = \frac{\sqrt{1 - 2(1.033)(0.078)(1.92)(2.15) + (0.150)^2(2.15)^2}}{1 + (0.614)(2.15)} = 0.285$$

Cualquier impedancia de carga sobre la circunferencia producirá una ganancia de 9dB si la impedancia de entrada del transistor es el acoplamiento conjugado de la fuente.

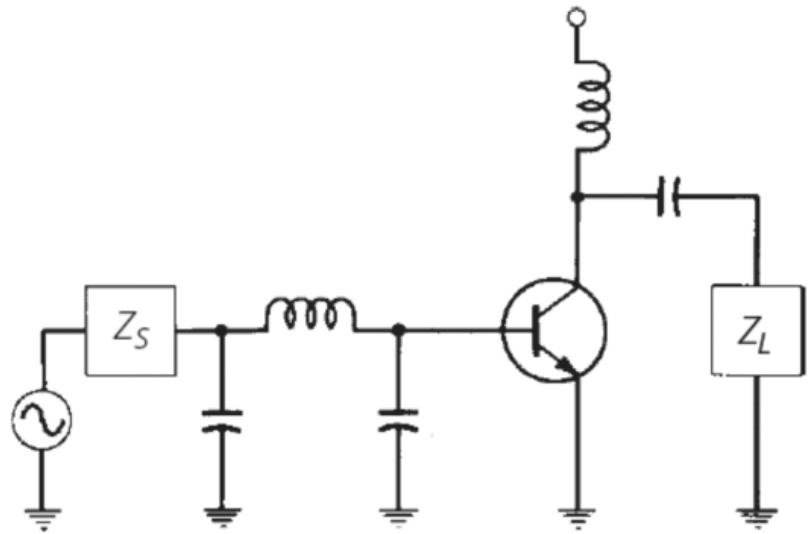
La red de salida del transistor debe transformar la impedancia de carga actual Z_L al valor de impedancia igual a algún punto del círculo de ganancia constante.

Del punto elegido sobre el círculo de ganancia constante se obtiene Γ_L por ejemplo:

$$\Gamma_L = 0.82 \angle 14.2^\circ \text{ (point C)}$$

El coeficiente de reflexión de fuente es:

$$\Gamma_S = \left[0.277 \angle -59^\circ + \frac{(0.078 \angle 93^\circ)(1.92 \angle 64^\circ)(0.82 \angle 14.2^\circ)}{1 - (0.82 \angle 14.2^\circ)(0.848 \angle -31^\circ)} \right]^* = 0.105 \angle 160^\circ$$



Diseño para una figura de ruido óptima

La figura de ruido de cualquier red de dos puertos proporciona una medida de la cantidad de ruido que se suma a la señal transmitida a través de la red.

En la mayoría de aplicaciones para el diseño de circuitos, es posible minimizar la contribución de ruido a la red por medio de la correcta elección del punto de operación y la resistencia de fuente.

Varios fabricantes especifican la resistencia de fuente óptima en la hoja de especificaciones del transistor y otros proporcionan un coeficiente de reflexión de fuente óptimo

Diseñar amplificadores para una figura de ruido mínima es simplemente determinar experimentalmente o a través de la hoja de especificaciones, la resistencia de fuente y el punto de operación que produce la figura de ruido mínima para el dispositivo

Después de obtener la impedancia de fuente óptima, se determina el coeficiente de reflexión óptimo de carga apropiado para la salida del transistor, dado por:

$$\Gamma_L = \left[S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right]^*$$

Ejemplo:

Se ha determinado que el punto de operación óptimo para una figura de ruido mínima de un transistor es $V_{CE} = 10V$ e $I_C = 5mA$. El coeficiente de reflexión de fuente óptimo, dado por la hoja de especificaciones del transistor es:

$$\Gamma_S = 0.7 \angle 140^\circ$$

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

$$S_{11} = 0.4 \angle 162^\circ$$

$$S_{22} = 0.35 \angle -39^\circ$$

$$S_{12} = 0.04 \angle 60^\circ$$

$$S_{21} = 5.2 \angle 63^\circ$$

Diseñar un amplificador de bajo ruido para operar entre impedancias de fuente de 75 ohms y carga de 100 ohms a una frecuencia de 200MHz. Indicar la ganancia del amplificador.

Consierar un factor de estabilidad K = 1.74, incondicionalmente estable.

