

18. Amplificadores sintonizados de pequeña señal

Ing. Juan C. Bonello, Ing. Pedro Castro, Ing. Fernando Ubiría

18.1 Amplificadores pasabanda

El espectro de una *señal de radiofrecuencia* se compone de una frecuencia central f_p , alrededor de la cual se agrupan otros componentes de frecuencia. Dicha frecuencia central está en el rango de 100 KHz a 30 GHz y las frecuencias laterales se extienden de 5 a 10 KHz en la radiodifusión de AM y hasta algunos MHz en otras aplicaciones. Cuando la banda que interesa es solamente un pequeño porcentaje de la frecuencia central, se dice que es una señal de *banda estrecha*. Otros sistemas en los cuales la banda de paso va de unas cuantas unidades porcentuales hasta a lo sumo el 30 % de la frecuencia central, se consideran de *banda ancha*.

La amplificación de las señales de RF se efectúa mediante amplificadores selectivos, los cuales idealmente amplifican sólo el espectro de interés y tienen respuesta nula a todas las frecuencias fuera de dicha banda. En cambio, en los amplificadores reales tendrá lugar una amplificación débil de las frecuencias adyacentes, fig. 1.

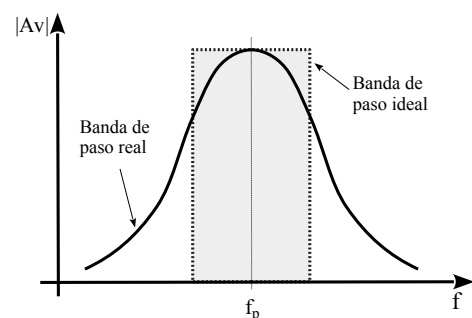


fig. 1

Existen básicamente dos maneras de encarar la construcción de los mismos:

1. Las funciones de amplificación y selectividad se cumplen simultáneamente, mediante un cierto número de etapas amplificadoras constituidas por un elemento activo cargado por un circuito resonante.
2. Las funciones de amplificación y selectividad están separadas, siendo cumplidas por un amplificador de banda ancha y un filtro pasabanda.

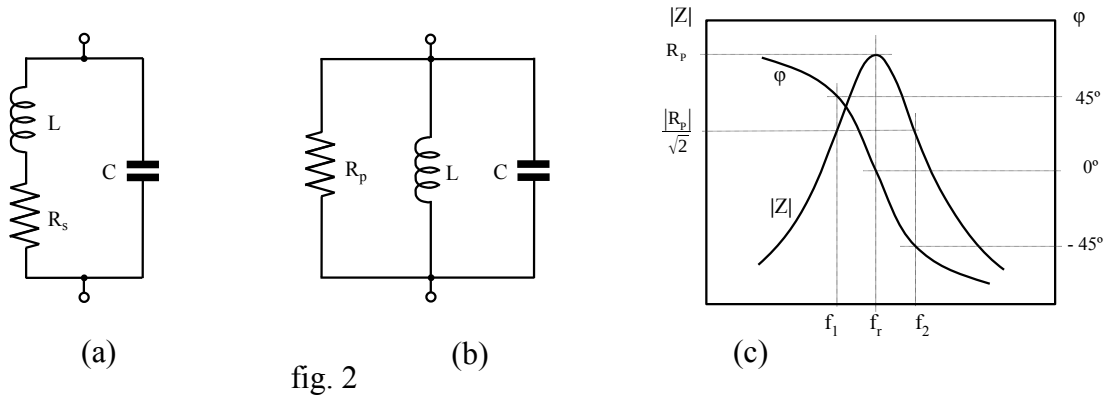
Circuito resonante paralelo

fig. 2

En la fig. 2a se ha representado un circuito resonante paralelo mediante un modelo simplificado, en el cual las pérdidas óhmicas distribuidas en el alambre del inductor se han concentrado en un resistor en serie R_s . Las mismas también se pueden representar mediante un resistor en paralelo R_p , como en la fig. 2b. El factor de mérito Q de los inductores de RF es del orden de 100 o mayor y debido al efecto pelicular, se mantiene relativamente constante dentro del margen de frecuencias para el que se construyeron. Son válidas las siguientes expresiones¹:

$$Q = \omega \cdot \frac{\text{Energía max. almacenada}}{\text{Potencia media disipada}} = \frac{\omega L}{R_s}, \quad \text{Si } Q \geq 10 \Rightarrow R_p \approx \omega_r L \cdot Q \quad (1)$$

Para valores de $Q \geq 10$, la frecuencia de resonancia del circuito paralelo será aproximadamente igual a:

$$f_r \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2)$$

La impedancia entre sus terminales $Z(\omega)$ es una función de la frecuencia que tiene en ω_r un máximo igual a R_p , fig. 2c.

$$Z(\omega) = \frac{R_p}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right)} \quad (3)$$

En las frecuencias de corte, el circuito absorberá la mitad de la potencia máxima y el denominador de la ec. (3) valdrá $1 \pm j1$, de donde se deduce que:

$$AB = f_2 - f_1 = \frac{f_r}{Q} \quad (4)$$

La f_r es la media cuadrática de las frecuencias de corte f_1 y f_2 . Para valores de $Q \geq 10$, se puede aproximar como:

$$f_r = \sqrt{f_1 \cdot f_2} \quad (5)$$

$$f_r \approx \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (6)$$

¹ Ver los capítulos 4 y 6

18.2 Amplificadores con sintonía simple

El amplificador de banda estrecha de la fig. 3 utiliza como elemento de acoplamiento un circuito resonante conectado en paralelo con la carga, a fin de hacerlo selectivo. Tanto la capacidad interna del dispositivo activo como las capacidades parásitas, están incluidas en el capacitor de sintonía C.

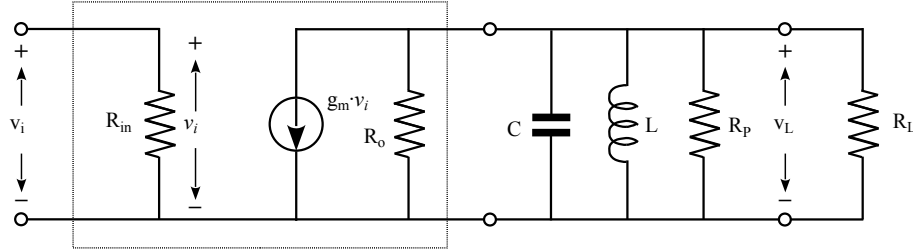


fig. 3

A las pérdidas óhmicas en el inductor, representadas por R_p , se suman ahora las debidas a la resistencia interna de salida R_o del dispositivo y a la carga R_L , afectando la impedancia y la selectividad del circuito resonante. Nos interesa hallar una relación entre el Q del inductor y el Q cargado del circuito Q_L . Si llamamos R' al paralelo de R_o y R_L

$$R' = \frac{R_o \cdot R_L}{R_o + R_L} \quad (7)$$

aproximando $R_p \approx Q \omega_r L$ con $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ la resistencia total en paralelo R_{pt} será:

$$R_{pt} = \frac{R' \cdot R_p}{R' + R_p} \approx \frac{R' \cdot Q \omega_r L}{R' + Q \omega_r L} \quad (8)$$

El factor de mérito del circuito cargado es $Q_L = R_{pt} / \omega_r L$, sustituyendo R_{pt} :

$$Q_L = \frac{R_{pt}}{\omega_r L} = \frac{Q \cdot R'}{R' + Q \omega_r L} \quad (9)$$

Por la ec. (3), la tensión de salida será entonces:

$$v_L(\omega) = -g_m v_i \cdot Z(\omega) = \frac{-g_m v_i R_{pt}}{1 + jQ_L \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)} \quad (10)$$

La ganancia de tensión depende de la frecuencia y es máxima en resonancia:

$$Av(\omega_r) = \frac{v_L}{v_i} = -g_m \cdot R_{pt} \quad (11)$$

El ancho de banda del amplificador depende de Q_L y es:

$$AB = \frac{f_r}{Q_L} \quad (12)$$

En general, ni el ancho de banda requerido en las especificaciones de diseño coincidirá con el determinado por los valores de R_o y R_L , ni éstos cumplirán con las condiciones necesarias para lograr la máxima ganancia de potencia con estabilidad, lo cual hará necesario adaptar las impedancias.

18.2.1 Adaptación de impedancias

Inductor con derivaciones

Consideremos un inductor con derivación, cuyas dos secciones de N_1 y N_2 espiras tienen individualmente las inductancias L_1 y L_2 respectivamente, siendo M la inductancia mutua.

Su inductancia total L es :

$$L = L_1 + L_2 + 2M$$

$$M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$$

Se busca determinar el valor de la admitancia Y_i reflejada a la entrada por la carga R_L . Las ecuaciones de malla del circuito son:

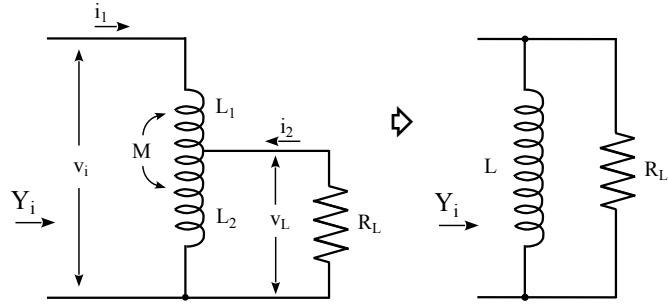


fig. 4

$$\begin{cases} v_i = j\omega(L_1 + L_2 + 2M)i_1 + j\omega(L_2 + M)i_2 \\ 0 = j\omega(L_2 + M)i_1 + (R_L + j\omega L_2)i_2 \end{cases}$$

Despejando i_2 en la 2ª ecuación y sustituyendo en la 1ª se obtiene:

$$v_i = j\omega(L_1 + L_2 + 2M)i_1 - \frac{[j\omega(L_2 + M)]^2}{R_L + j\omega L_2} i_1$$

El cociente entre i_1 y v_i da la expresión exacta de Y_i :

$$Y_i = \frac{i_1}{v_i} = \frac{R_L + j\omega L_2}{-\omega^2[(L_1 + L_2 + 2M)L_2 - (L_2 + M)^2] + j\omega(L_1 + L_2 + 2M)R_L}$$

Se puede asumir que el coeficiente de acoplamiento es cercano a 1, en especial si se emplea un núcleo de ferrite. La ec. (13) muestra que

$$\begin{aligned} \text{Si } k \approx 1 &\Rightarrow M \approx \sqrt{L_1 L_2} \\ \Rightarrow Y_i = G_i + jB_i &\approx \frac{L_2}{L \cdot R_L} + \frac{1}{j\omega L} \end{aligned} \quad (13)$$

el inductor con derivación refleja la conexión en paralelo de la inductancia L con la resistencia:

$$R_L' = \left(\frac{N_1 + N_2}{N_2}\right)^2 \cdot R_L \quad (14)$$

La relación entre la tensión de entrada v_i y la tensión v_L es la relación de transformación:

$$a = \frac{v_i}{v_L} = \frac{N_1 + N_2}{N_2} \quad (15)$$

En caso de que se deban adaptar simultáneamente la impedancia de salida del dispositivo activo y la impedancia de carga, será necesario usar un inductor con dos derivaciones, tal como se ve en la fig. 5 junto con su circuito equivalente.

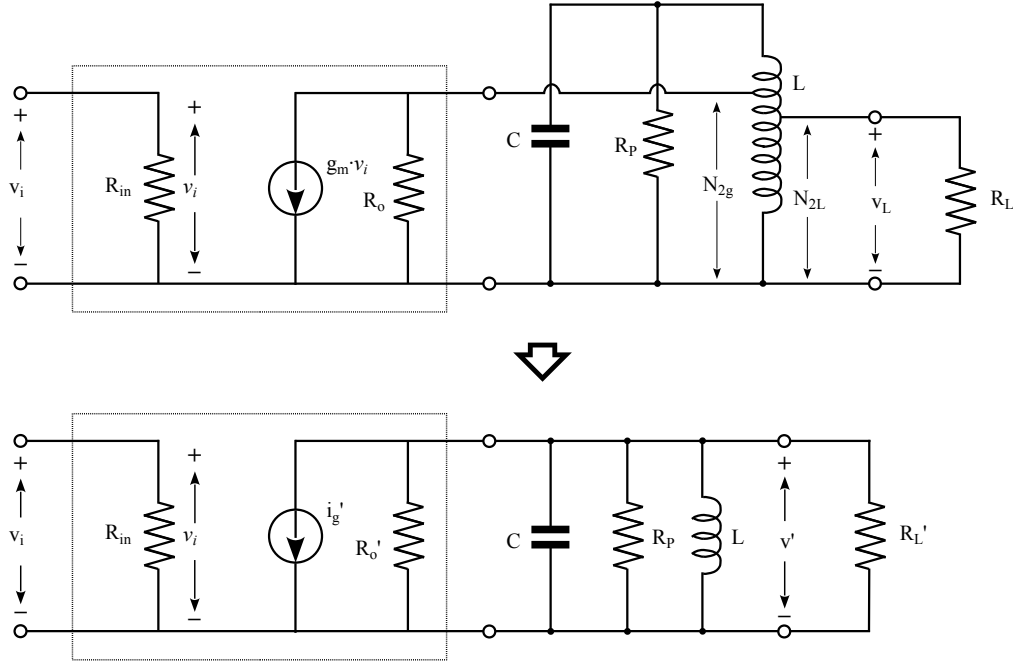


fig. 5

Aplicando las ec. (14) y (15)

$$i_g' = \frac{N_{2g}}{N_T} \cdot g_m \cdot v_i, \quad R_o' = \left(\frac{N_T}{N_{2g}}\right)^2 \cdot R_o, \quad R_L' = \left(\frac{N_T}{N_{2L}}\right)^2 \cdot R_L \quad (16)$$

Si $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ y Q es el factor de mérito del inductor, el Q cargado del circuito resonante se calcula usando las resistencias reflejadas:

$$Q_L = \frac{Q \cdot R'}{R' + Q \omega_r L} \quad \text{con} \quad R' = \frac{R_o' \cdot R_L'}{R_o' + R_L'} \quad (17)$$

La tensión v' presente sobre los bornes del circuito resonante, se puede calcular aplicando directamente al circuito equivalente la ec. (10):

$$v'(\omega) = -i_g' \cdot Z(\omega) = \frac{-i_g' \cdot R_{Pt}}{1 + jQ_L \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right)} \quad \text{con} \quad R_{Pt} = \frac{R' \cdot R_p}{R' + R_p}$$

Para obtener la tensión sobre la carga R_L , se sustituye i_g' y se aplica la relación de transformación de tensión de la derivación de salida:

$$v_L(\omega) = v'(\omega) \cdot \frac{N_{2L}}{N_T} = -g_m \cdot v_i \cdot \frac{N_{2g}}{N_T} \cdot \frac{R_{Pt}}{1 + jQ_L \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right)} \cdot \frac{N_{2L}}{N_T} \quad (18)$$

Adaptación con reactancias no acopladas

En aplicaciones de banda estrecha, una solución alternativa para el problema de la adaptación de impedancias puede ser el uso de reactancias no acopladas.

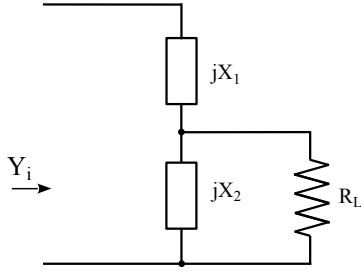


fig. 6

En la red de la fig. 6, si llamamos Z_2 al paralelo formado por X_2 y R_L , tenemos que:

$$Z_2 = \frac{R_L \cdot jX_2}{R_L + jX_2} = \frac{X_2^2 R_L + jX_2 R_L^2}{R_L^2 + X_2^2}$$

$$\text{Si } R_L \gg |X_2| \Rightarrow Z_2 \approx \frac{X_2^2}{R_L} + jX_2$$

La admitancia de entrada es:

$$Y_i = \frac{1}{(X_2^2 / R_L) + j(X_1 + X_2)} = \frac{X_2^2 / R_L - j(X_1 + X_2)}{(X_2^2 / R_L)^2 + (X_1 + X_2)^2}$$

$$\text{Si } X_2^2 / R_L \ll |X_1 + X_2| \Rightarrow Y_i \approx \frac{X_2^2}{(X_1 + X_2)^2 R_L} + \frac{1}{j(X_1 + X_2)} \quad (19)$$

Si ambas reactancias son del mismo signo, el cumplimiento de una de las dos condiciones de simplificación implica automáticamente la otra. Cuando se usan capacitores, esta red es llamada *transformador capacitivo*. Partiendo de la ec.(19):

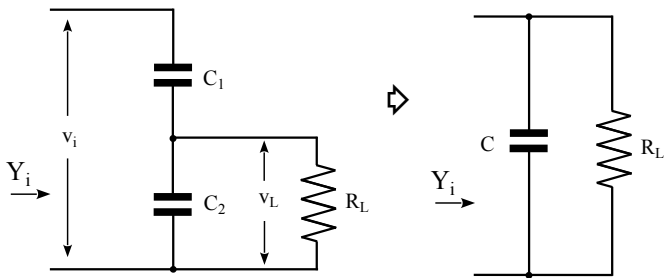


fig. 7

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

$$R_L' = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2 \cdot R_L \quad (20)$$

$$v_i = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \cdot v_L$$

La construcción práctica de las redes adaptadoras requiere en general elementos de ajuste (capacitores o inductores variables). En el circuito de la fig. 7, si R_L' es mucho mayor que R_L , puede ocurrir que el valor de C_2 resultante sea relativamente grande, lo cual requeriría un capacitor ajustable que sería demasiado voluminoso y costoso.

En esos casos, se recurre a veces al circuito de la fig. 8. Consideremos la admitancia Y_p equivalente a la conexión en serie del capacitor C_1 y de la carga R_L .

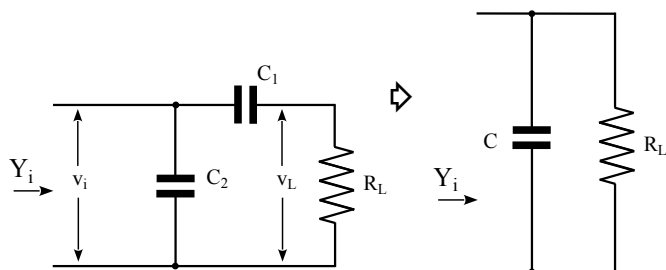


fig. 8

$$Y_p = G_p + jB_p = \frac{1}{R_L - jX_{C1}} = \frac{R_L}{R_L^2 + X_{C1}^2} + j \frac{X_{C1}}{R_L^2 + X_{C1}^2} \quad (21)$$

Aunque G_p y B_p dependen de ω , existe una equivalencia aproximada entre ambas redes dentro de un estrecho margen de frecuencias. Sus inversos son respectivamente R_L' y una capacidad que se suma a C_2 .

$$R_L' = \frac{1}{G_p} = R_L \cdot \left[1 + \frac{1}{(R_L \omega C_1)^2} \right] \quad C = C_2 + \frac{C_1}{1 + (R_L \omega C_1)^2} \quad (22)$$

Acoplamiento por inductancia mutua

En las aplicaciones de banda ancha, las inductancias del transformador son altas comparadas con las impedancias que le son conectadas. En banda estrecha en cambio, los devanados suelen ser parte del circuito sintonizado. El devanado sin sintonizar se coloca en el circuito de impedancia más baja.

Acoplamiento con primario sintonizado

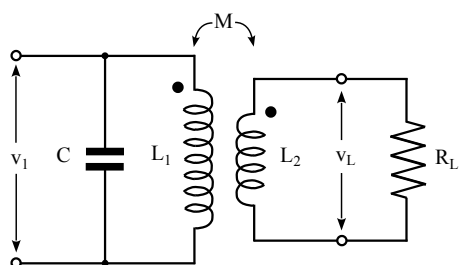


fig. 9

El circuito de la fig. 9 se utiliza para adaptar cargas que presentan una baja impedancia. La carga está acoplada al circuito resonante por la inductancia mutua: La frecuencia de resonancia del circuito es:

$$M = k \sqrt{L_1 \cdot L_2}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C}}$$

A los efectos del análisis, en el circuito equivalente de la fig. 10 se ha representado al dispositivo activo mediante un generador de corriente.

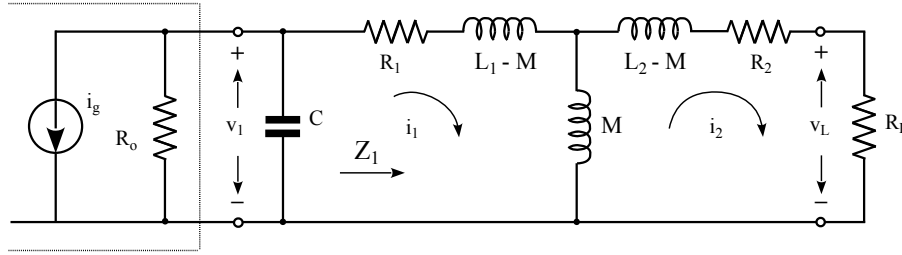


fig. 10

Basándonos en los parámetros Z , la impedancia Z_1 que presenta el transformador a su entrada es:

$$Z_1 = Z_{11} - \frac{Z_{21}Z_{12}}{Z_{22} + Z_L} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j\omega L_2 + R_L}$$

Como el valor de L_2 es bajo, el denominador del cociente se aproximará a un número real y la inductancia vista será fundamentalmente L_1 . La resistencia reflejada depende también de la frecuencia, pero como las frecuencias de interés son muy próximas a ω_r , se puede considerar que $\omega^2 M^2 \approx \omega_r^2 \cdot M^2$

$$\text{Si } j\omega L_2 \ll R_2 + R_L \Rightarrow Z_1 \approx R_1 + \frac{\omega_r^2 M^2}{R_2 + R_L} + j\omega L_1$$

Z_1 aparece como una resistencia en serie con la inductancia L_1 . A ω_r el Q de esta serie es:

$$Q_1 = \frac{\omega_r L_1}{R_1 + \omega_r^2 M^2 / (R_2 + R_L)} \quad (23)$$

El Q cargado del circuito resonante debe incluir además las pérdidas en R_o . De acuerdo a las ec. (8) y (9) es:

$$Q_L = \frac{Q_1 \cdot R_o}{R_o + Q_1 \omega_r L_1} \quad \text{y} \quad R_{Pt} = \frac{R_o \cdot Q_1 \omega_r L_1}{R_o + Q_1 \omega_r L_1} \quad (24)$$

A partir de estos dos valores

y usando la ec. (3), se puede escribir la impedancia total Z vista por el generador como:

$$Z = \frac{R_{Pt}}{1 + jQ_L \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)}$$

La ecuación de

$$\text{la malla 2 es: } 0 = -j\omega M \cdot i_1 + (R_2 + R_L + j\omega L_2) i_2 \Rightarrow i_2 = \frac{i_1 \cdot j\omega M}{R_2 + R_L + j\omega L_2}$$

En tanto que la corriente que recorre la malla 1 es:

$$i_1 = \frac{v_1}{Z_1} = \frac{-i_g \cdot Z}{Z_1}$$

Sustituyendo i_1 y

$$Z_1 \text{ en la expresión } i_2 = \frac{-i_g \cdot Z \cdot j\omega M}{Z_1(R_2 + R_L + j\omega L_2)} = \frac{-i_g \cdot Z \cdot j\omega M}{(R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega_r^2 M^2}{R_2 + R_L})(R_2 + R_L + j\omega L_2)}$$

de i_2 se obtiene:

Ya vimos que $j\omega L_2 \ll R_2 + R_L$, pero además en general el Q efectivo del inductor del primario es muy grande, por lo cual

$$j\omega L_1 \gg R_1 + \omega_r^2 M^2 / (R_2 + R_L) \text{ y en consecuencia: } \Rightarrow i_2 \approx \frac{-i_g \cdot Z \cdot j\omega M}{j\omega L_1 (R_2 + R_L)}$$

La tensión sobre la carga R_L es entonces:

$$v_L = i_2 \cdot R_L \approx \frac{-i_g R_{pt} \cdot M \cdot R_L}{[1 + jQ_L (\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega})] L_1 (R_2 + R_L)} \quad (25)$$

Normalmente $R_2 \ll R_L$, sustituyendo M y simplificando:

$$\Rightarrow v_L \approx \frac{-i_g R_{pt} \cdot k \cdot \sqrt{L_2}}{[1 + jQ_L (\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega})] \cdot \sqrt{L_1}} \quad (26)$$

Acoplamiento con secundario sintonizado

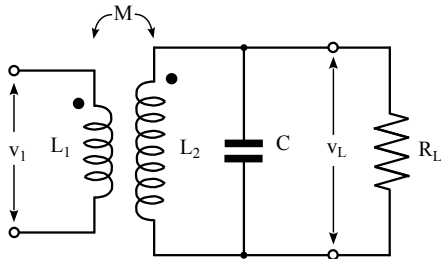


fig. 11

El circuito de la fig. 11 se utiliza para adaptar cargas que presentan una alta impedancia. La carga está acoplada al circuito resonante por la inductancia mutua:

$$M = k \sqrt{L_1 \cdot L_2}$$

La frecuencia de resonancia del circuito es:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C}}$$

En el circuito equivalente de la fig. 12, R_2 representa no solamente a la resistencia del inductor L_2 , sino que incluye también al efecto de la carga R_L sobre el Q.

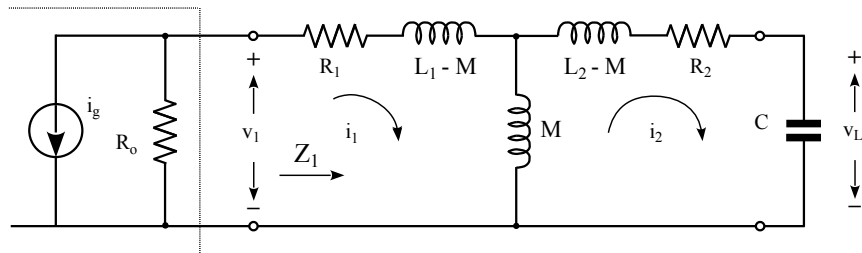


fig. 12

La impedancia Z_1 que el transformador presenta a su entrada se puede escribir:

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C})} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 [1 + j \frac{1}{R_2} (\frac{\omega \omega_r L_2}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega \omega_r C})]}$$

El Q del circuito resonante paralelo formado por R_L , el secundario L_2 y C es, según la ec. (1):

$$Q_2 = \frac{\omega_r L_2}{R_2} = \frac{1}{\omega_r C R_2} \quad (27)$$

Introduciendo a Q_2 en la expresión de Z_1 , la misma deviene:

$$\Rightarrow Z_1 = R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2 / R_2}{1 + j Q_2 (\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega})}$$

Vemos que el 3^{er} miembro tiene la forma de la ec. (3), pues se puede considerar que a las frecuencias de interés $\omega^2 M^2 \approx \omega_r^2 \cdot M^2$. Si $R_o + R_1 \gg \omega_r \cdot L_1$, la impedancia Z_1 será básicamente un circuito resonante paralelo en serie con una resistencia y ω_r dependerá esencialmente de L_2 y C . Estudiaremos ahora la tensión de salida.

Las ecuaciones de malla del circuito de la fig. 12 son:

$$\begin{cases} -i_g \cdot R_o = (R_o + R_1 + j\omega L_1) i_1 - j\omega M \cdot i_2 \\ 0 = -j\omega M \cdot i_1 + (R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C}) i_2 \end{cases}$$

De la 2^a ecuación, se deduce que el valor de i_1 en función de i_2 es:

$$i_1 = \frac{R_2 + j\omega L_2 + 1/j\omega C}{j\omega M} \cdot i_2$$

Como $R_o \gg R_1 + j\omega L_1$, podemos decir que: $-i_g \cdot R_o \approx R_o \cdot i_1 - j\omega M \cdot i_2$

Sustituyendo el valor de i_1 hallado anteriormente:

$$-i_g \cdot R_o = \frac{R_o (R_2 + j\omega L_2 + 1/j\omega C) + \omega^2 M^2}{j\omega M} \cdot i_2$$

La tensión de salida v_L es:

$$v_L = i_2 \cdot \frac{1}{j\omega C} = \frac{-i_g \cdot R_o \cdot \omega M (1/\omega C)}{\omega^2 M^2 + R_o (R_2 + j\omega L_2 + 1/j\omega C)}$$

Operando sobre la misma:

$$v_L = \frac{-i_g \cdot M (\frac{1}{C \cdot R_2})}{\frac{\omega^2 M^2 + R_o R_2}{R_o R_2} + j \frac{\omega_r L_2}{R_2} (\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega})} = \frac{-i_g \cdot \omega_r M (\frac{1}{\omega_r C \cdot R_2}) \frac{R_o R_2}{\omega^2 M^2 + R_o R_2}}{1 + j \frac{Q_2 \cdot R_o R_2}{\omega^2 M^2 + R_o R_2} (\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega})}$$

Esta última expresión tiene la misma forma que la ec. (10), siendo ahora el Q cargado:

$$Q_L = Q_2 \cdot \frac{R_o R_2}{\omega_r^2 M^2 + R_o R_2} \quad (28)$$

Como $\omega^2 M^2 \approx \omega_r^2 \cdot M^2$ a las frecuencias de interés, la tensión de salida v_L resulta ser:

$$v_L \approx \frac{-i_g \cdot \omega_r M \cdot Q_L}{1 + j Q_L (\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega})} \quad (29)$$

Eficiencia del acoplamiento

En telecomunicaciones, las *pérdidas por inserción* son las pérdidas de potencia debidas a la inserción de un dispositivo en el camino de la señal.

El acoplamiento sintonizado introduce pérdidas y su eficiencia es la relación entre la potencia que realmente llega a la carga P_L y la potencia P_o que el generador entrega al circuito.

En el amplificador de la fig. 5, dichas potencias son: Como normalmente $R_o' \gg R_L' // R_P$, asumiremos en este análisis que $R_{Pt} \approx R_L' // R_P$. Despejando R_L' en el paralelo y sustituyendo $R_{Pt} = Q_L \omega_r L$ y $R_P = Q \omega_r L$:

$$P_L = \frac{v'^2}{R_L'}$$

$$P_o = \frac{v'^2}{R_{Pt}} = \frac{v'^2}{Q_L \omega_r L}$$

$$R_L' = \frac{Q \cdot Q_L}{Q - Q_L} \omega_r L$$

Sustituyendo estas ecuaciones en la definición y operando, se obtiene la ec. (30)

$$\eta = \frac{P_L}{P_o} = \frac{Q_L \omega_r L}{R_L'} = 1 - \frac{Q_L}{Q} \quad (30)$$

18.2.2 Estabilidad y Ganancia de Potencia

Los transistores no son dispositivos unilaterales, sino que existe una interacción entre la salida y la entrada causada por la realimentación interna del mismo. Esto puede causar inestabilidad y plantea un problema especialmente serio al diseño de amplificadores sintonizados.

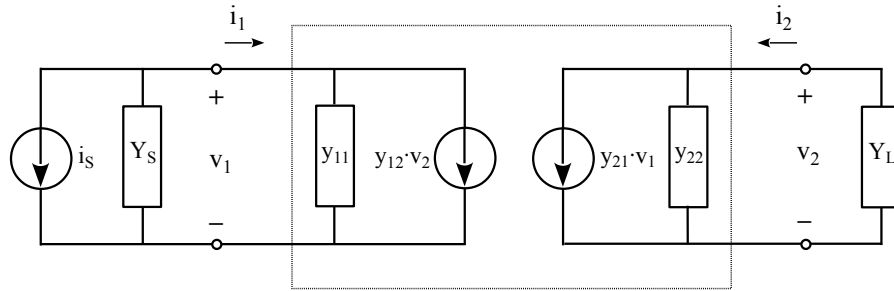


fig. 13

Para el análisis, se ha modelado al amplificador como un cuadripolo descrito por sus parámetros de admitancia. Los mismos dependen usualmente de la frecuencia y del punto Q. La realimentación interna está representada por el parámetro $y_{12} \neq 0$.

$$\begin{cases} i_1 = y_{11} \cdot v_1 + y_{12} \cdot v_2 \\ i_2 = y_{21} \cdot v_1 + y_{22} \cdot v_2 \end{cases}$$

Sustituyendo $i_2 = -v_2 \cdot Y_L$ en la 2ª ec. se obtiene: $(y_{22} + Y_L) \cdot v_2 = -y_{21} \cdot v_1$

De donde se deduce la ganancia de tensión:
$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-y_{21}}{y_{22} + Y_L} \quad (31)$$

Sustituyendo a su vez v_2 en la 1ª ec. y operando, se obtiene la admitancia de entrada:

$$Y_{in} = \frac{i_1}{v_1} = y_{11} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{22} + Y_L} \quad (32)$$

Por simetría, podemos escribir que la admitancia de salida del amplificador es:

$$Y_{out} = \frac{i_2}{v_2} = y_{22} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{11} + Y_S} \quad (33)$$

Potencialmente, pueden existir valores de Y_S o Y_L para los cuales se refleje a la entrada o a la salida una conductancia negativa. Si a alguna frecuencia en particular $\Re(Y_S + Y_{in}) < 0$ y/o $\Re(Y_L + Y_{out}) < 0$, el amplificador será inestable.

El amplificador incondicionalmente estable

Como el peor caso se da cuando la entrada y la salida están en circuito abierto, el amplificador será estable para cualquier valor de Y_S e Y_L si, siendo $g_{11} > 0$ y $g_{22} > 0$, a todas las frecuencias se cumple:

$$\Re(Y_{in}) = \Re\left(y_{11} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{22}}\right) > 0$$

Por conveniencia, reescribiremos Y_{in} en

forma binómica, llamando al producto:
$$y_{12} \cdot y_{21} = P + jQ = M \angle \theta \Rightarrow Y_{in} = g_{11} + jb_{11} - \frac{P + jQ}{g_{22} + jb_{22}}$$

La conductancia de entrada es entonces:

$$G_{in} = g_{11} - \frac{P \cdot g_{22} + Q \cdot b_{22}}{g_{22}^2 + b_{22}^2} = \frac{g_{22}^2 + b_{22}^2 - (P \cdot g_{22} + Q \cdot b_{22})/g_{11}}{(g_{22}^2 + b_{22}^2)/g_{11}}$$

Como el denominador es siempre positivo, nos ocuparemos del signo del numerador N. Sumando y restando

al numerador $(P^2 + Q^2)/(4g_{11}^2)$
$$N + \frac{P^2 + Q^2}{4g_{11}^2} = \left(g_{22} - \frac{P}{2g_{11}}\right)^2 + \left(b_{22} - \frac{Q}{2g_{11}}\right)^2$$

y reordenándolo se obtiene:

En el plano cartesiano de ejes g_{22} y b_{22} , esta es la ecuación de una circunferencia de centro $(P/2g_{11}, Q/2g_{11})$ y radio $\sqrt{N + (P^2 + Q^2)/(4g_{11}^2)}$, con $N \in \mathbb{R}$

Para $N = 0$, la circunferencia pasará por el origen como en la fig. 14. Todo punto interior a este círculo corresponderá a una circunferencia para la cual $N < 0$, así como todo punto exterior pertenecerá a una para la cual $N > 0$.

Si para una frecuencia en particular, se traza para un amplificador el círculo

correspondiente a $N = 0$ y el punto que representa a $y_{22} = (g_{22}, b_{22})$ está fuera del mismo, la resistencia de entrada será positiva y el amplificador será estable a

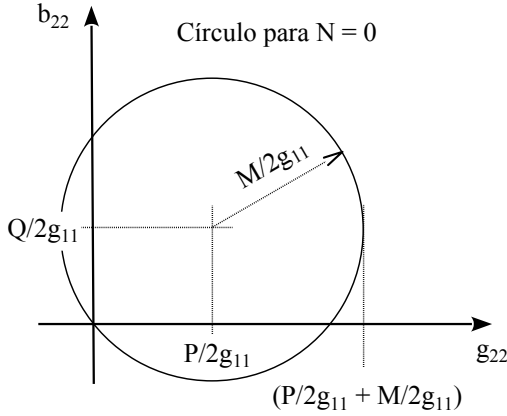


fig. 14

esa frecuencia. Observando la fig. 14, es fácil deducir que para garantizar que el punto y_{22} esté fuera de la circunferencia,

basta con que $g_{22} > (P/2g_{11} + M/2g_{11})$

Sustituyendo P y M y reordenando esta última expresión, se obtiene el factor de estabilidad de Linvill¹:

$$C = \frac{|y_{12} \cdot y_{21}|}{|2g_{11} \cdot g_{22} - \Re(y_{12} \cdot y_{21})|} \quad (34)$$

Cuando se cumple para todo el rango de frecuencias que el factor de estabilidad $0 < C < 1$, el amplificador es *incondicionalmente estable*.

Ganancia de potencia

La *Ganancia de Potencia* es el cociente entre la potencia de salida y la de entrada. Definida por la ec. (35), indica sólo la ganancia del dispositivo activo, pues las redes de entrada y de salida se consideran respectivamente parte de la fuente de señal y de la carga.

Como es independiente de Y_S no se

$$G_p = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{|v_2|^2 \cdot \Re(Y_L)}{|v_1|^2 \cdot \Re(Y_{in})} = \frac{|y_{21}|^2 \cdot \Re(Y_L)}{|y_{22} + Y_L|^2 \cdot \Re(y_{11} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{22} + Y_L})} \quad (35)$$

toman en cuenta, ni las pérdidas en la red de entrada, ni una posible desadaptación de la misma. La potencia perdida en la red de salida se computa como potencia útil, pues Y_L es la combinación de la red de salida y su carga.

La *Ganancia de Transductor* es el cociente entre la potencia de salida y la máxima potencia de entrada que puede entregar

$$G_T = \frac{P_o}{P_{av,S}}$$

la fuente de señal si las admitancias del acoplamiento

de entrada son conjugadas, o sea $Y_S = Y_{in}^*$ y que es:

$$P_{av,S} = \frac{|i_s|^2}{4 \cdot \Re(Y_S)}$$

Sustituyendo P_o y $P_{av,S}$

y operando, se obtiene:

$$G_T = \frac{P_o}{P_{av,S}} = \frac{4 \cdot \Re(Y_L) \cdot \Re(Y_S) \cdot |y_{21}|^2}{|(y_{11} + Y_S) \cdot (y_{22} + Y_L) - y_{12} \cdot y_{21}|^2} \quad (36)$$

¹ John G. Linvill (1919 – 2011) Profesor de la Universidad de Stanford

La Ganancia de Transductor incluye entonces el grado de adaptación de admitancias a la entrada del amplificador, pero no toma en cuenta las pérdidas en las redes de entrada y de salida.

Si un amplificador es incondicionalmente estable, se pueden elegir libremente los valores de Y_S e Y_L a fin de obtener la mayor G_T posible y/o satisfacer otros requerimientos de diseño como ser el nivel de ruido y el ancho de banda.

El amplificador potencialmente inestable

Si el factor de estabilidad de Linvill es mayor que 1, el amplificador es potencialmente inestable. Si no se toman medidas, ciertas combinaciones de Y_S e Y_L causarían oscilaciones. La estabilidad se puede lograr usualmente por dos caminos:

- 1) Reducir y_{12} . Aplicando realimentación mediante una red externa, se puede cancelar total o parcialmente la realimentación interna del dispositivo (neutralización). Otra alternativa es combinar varios dispositivos, como en el circuito cascodo o el par diferencial y usar los parámetros del dispositivo compuesto.
- 2) Escoger una combinación de Y_S e Y_L que asegure la estabilidad.

Nos interesa obtener un factor, que relacione la máxima ganancia de potencia estable obtenible con las admitancias de terminación necesarias para ello.

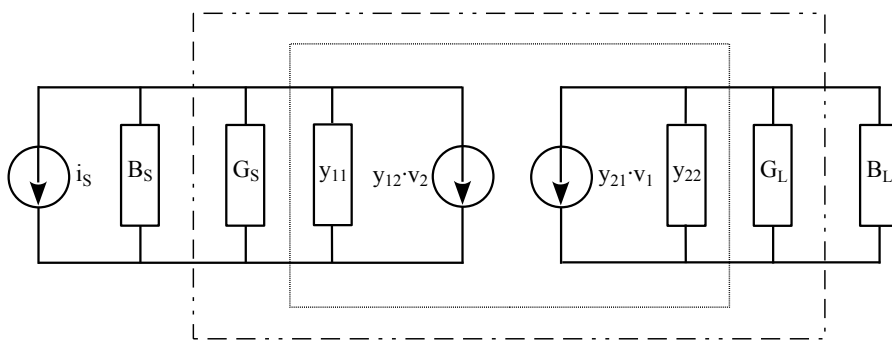


fig. 15

Las admitancias Y_S e Y_L del amplificador de la fig. 13 son en

general complejas y pueden ser representadas por una con-

ductancia y una susceptancia. Se puede considerar que el amplificador original y las conductancias G_S y G_L forman un nuevo cuadripolo, como en la fig. 15.

$$Y_S = G_S + jB_S$$

$$Y_L = G_L + jB_L$$

Debido a lo demostrado anteriormente, dicho

cuadripolo será potencialmente inestable si: $2 (g_{11} + G_S) (g_{22} + G_L) < P + M$

Sustituyendo P y M y reordenando la expresión,

se obtiene el factor de estabilidad de Stern¹. El circuito será estable si $k > 1$.

$$k = \frac{2 (g_{11} + G_S) \cdot (g_{22} + G_L)}{|y_{12} \cdot y_{21}| + \Re(y_{12} \cdot y_{21})} \quad (37)$$

Si $k < 1$, el circuito será potencialmente inestable y muy probablemente oscilará a alguna frecuencia.

Nótese que, mientras que el factor C simplemente predice la estabilidad potencial de un dispositivo con la entrada y la salida en circuito abierto, el factor k es un cálculo de estabilidad para un circuito específico.

Considerando la dispersión de los parámetros del transistor dentro de un mismo tipo y que éstos varían con la edad, temperatura, polarización, etc. y siendo además necesario tolerar ciertas variaciones de G_S y G_L , es deseable que k sea claramente mayor que 1. Dependiendo de las tolerancias involucradas, usualmente se elige k dentro de la gama $2 < k \leq 10$.

Existe una cantidad infinita de combinaciones de G_S y G_L que se corresponden con el mismo valor de k. Aunque el grado de estabilidad de todas ellas será el mismo, diferirán en la ganancia de potencia. Stern desarrolló ecuaciones que permiten, dado un valor determinado de k, calcular Y_S e Y_L para una máxima ganancia de potencia.

El cálculo de G_S y G_L

$$G_S = \sqrt{\frac{k [|y_{12} \cdot y_{21}| + \Re(y_{12} \cdot y_{21})]}{2}} \cdot \sqrt{\frac{g_{11}}{g_{22}}} - g_{11} \quad (38)$$

se hace mediante las

ecuaciones (38) y (39).

$$G_L = \sqrt{\frac{k [|y_{12} \cdot y_{21}| + \Re(y_{12} \cdot y_{21})]}{2}} \cdot \sqrt{\frac{g_{22}}{g_{11}}} - g_{22} \quad (39)$$

El cálculo de B_S y B_L

es bastante más complejo, pero se puede recurrir a un método aproximado:

Se elige $B_L = -b_{22}$, resultando un valor de Y_L muy próximo al verdadero Y_L para máxima ganancia. Se calcula Y_{in} usando dicho Y_L y se elige $B_S = -\Im(Y_{in})$.

1 Arthur P. Stern (1925 – 2012) Ingeniero húngaro de la General Electric

18.2.3 Implementación con BJT

Cuando se utilizan BJTs, es común el uso de derivaciones no sólo para la carga sino también para el colector. Aunque eventualmente la impedancia de salida del transistor sea lo suficientemente alta como para lograr el Q_L requerido, puede ser

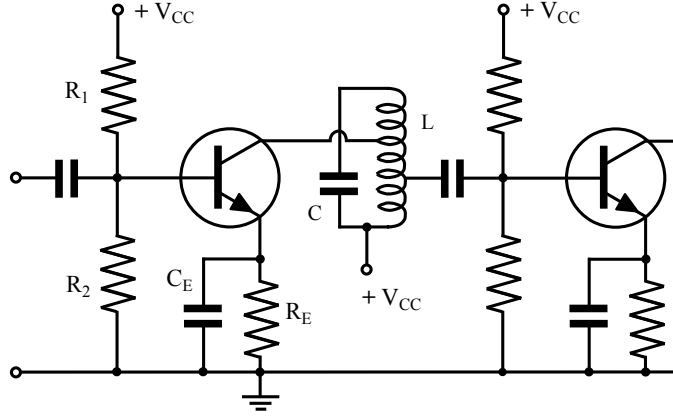


fig. 16

necesaria una R_L' baja para cumplir con la condición de estabilidad. Partiendo del circuito equivalente de la fig. 5, la ganancia de tensión a f_r es:

$$A_{v_r} = \frac{v_L}{v_i} = -y_{21} \cdot \frac{N_{2g}}{N_T} \cdot R_{pt} \cdot \frac{N_{2L}}{N_T} \quad (40)$$

Cuando el acoplamiento entre etapas es por inducancia mutua, tal como en la fig. 17, se sintoniza el primario del transformador a fin de aprovechar la alta impedancia de salida del transistor. La ganancia de tensión a f_r se deduce partiendo de la ec. (26), la cual

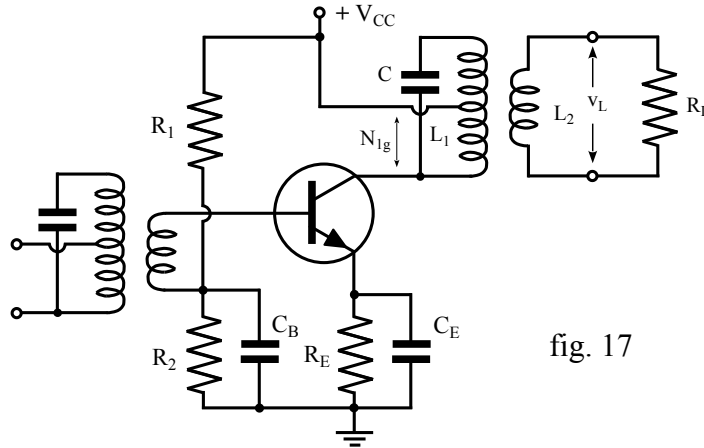


fig. 17

se transforma en la ec. (41) al incluir el efecto de la derivación del primario.

$$A_{v_r} = \frac{v_L}{v_i} = -y_{21} \cdot \frac{N_{1g}}{N_1} \cdot R_{pt} \cdot \frac{k \cdot N_2}{N_1} \quad (41)$$

Si se ha calculado previamente G_L a los efectos de determinar la estabilidad, puede ser más práctica la expresión equivalente:

$$A_{v_r} = \frac{v_L}{v_i} = \frac{-y_{21}}{g_{22} + G_L} \cdot \frac{k \cdot N_2}{N_{1g}} \quad (41a)$$

Para *señales fuertes*, el amplificador no es lineal y existe un nivel de entrada a partir del cual la ganancia comienza a disminuir. Se define el *punto de compresión a 1 dB* como el nivel de señal de entrada para el cual la ganancia cae 1 dB.

Si la señal es de AM, la misma debe atravesar el amplificador con un mínimo de distorsión de la envolvente. Para ello, como regla práctica la señal aplicada v_{be} no puede llegar al punto de compresión, que para un BJT es ≈ 26 mV de pico¹.

18.2.4 Implementación con FET

En surtidor común, el FET tiene alta impedancia de entrada, alta ganancia, bajo ruido y es potencialmente inestable. Como g_{os} es relativamente alta, puede ser necesario conectar el drenaje a una derivación. Si el acoplamiento entre

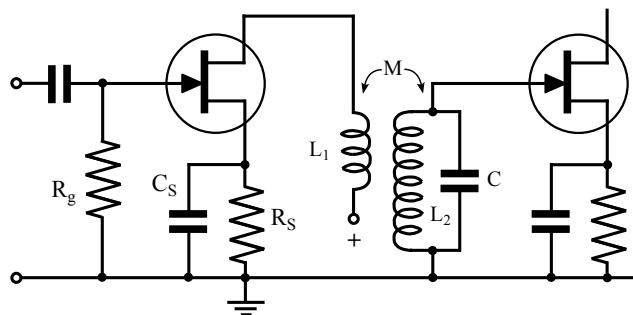


fig. 18

etapas es por inductancia mutua, como en la fig. 18, se sintoniza el secundario del transformador para aprovechar la alta impedancia de entrada. Eventualmente puede ser necesario conectar un resistor en paralelo con L_2 y C para obtener el Q_L requerido. La ganancia de tensión a f_r se deduce a partir de la ec. (29) y es:

$$A_{v_r} = \frac{V_L}{V_i} = -y_{fs} \cdot \omega_r \cdot M \cdot Q_L \quad (42)$$

La primera etapa activa de RF de un receptor es un *amplificador de bajo ruido* o LNA, cuya R_{in} de usualmente 50Ω está *adaptada* a la conexión con la antena .

En compuerta común, el FET tiene baja impedancia de entrada, alta impedancia de salida, ganancia de tensión alta, bajo ruido, es incondicionalmente estable y tiene

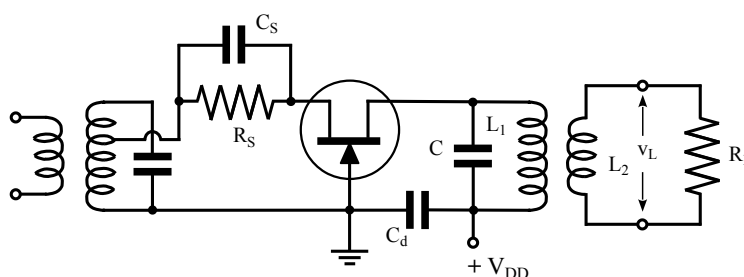


fig. 19

buena respuesta en alta frecuencia. La baja impedancia de entrada preserva la estabilidad, aún estando la antena desconectada y facilita adaptar R_{in} sin necesidad de usar una resistencia física de 50Ω , la cual produciría ruido térmico.

¹ Demostrable en base a lo expuesto en: W. Sansen, Distortion in Elementary Transistor Circuits

18.2.5 Amplificadores con sintonía simple de varias etapas

En general, la ganancia de una sola etapa sintonizada no es suficiente. En un amplificador formado por más de una etapa sintonizada, la característica global de amplificación está dada por el producto de las curvas de amplificación de las diferentes etapas tomadas individualmente.

En consecuencia, un amplificador compuesto por varias etapas sintonizadas idénticas de sintonía simple, tendrá un ancho de banda de media potencia $AB^{(n)}$ menor que el ancho de banda AB de cada etapa considerada por separado y los flancos de la curva de respuesta serán más empinados, fig. 20.

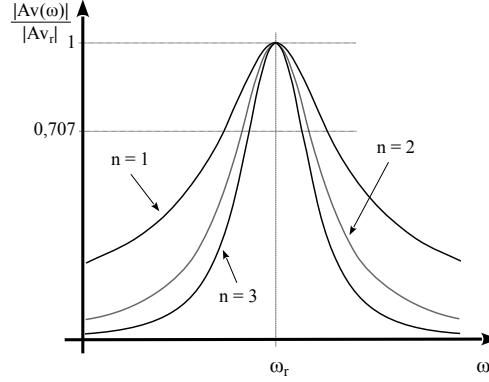


fig. 20

La ganancia de cada etapa tendrá la forma de la ec. (10). Si se trata de n etapas con igual f_r y AB , la ganancia $Av(\omega)$ normalizada respecto a Av_r es:

$$\frac{Av(\omega)}{Av_r} = \left[\frac{1}{1 + jQ_L \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)} \right]^n \quad (43)$$

En un amplificador de banda estrecha $Q_L > 10$ y se puede asumir¹ para todo ω tal que $\omega_1 < \omega < \omega_2$, que $\omega \approx \omega_r$ y que por lo tanto $\omega + \omega_r \approx 2\omega$

$$\Rightarrow \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} = \frac{(\omega + \omega_r)(\omega - \omega_r)}{\omega_r \cdot \omega} \approx \frac{2(\omega - \omega_r)}{\omega_r}$$

Esto nos permite simplificar la ec. (43) para este caso de banda estrecha, la cual ahora deviene:

$$\left| \frac{Av(\omega)}{Av_r} \right| \approx \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q_L \frac{2(f - f_r)}{f_r} \right]^2}} \right]^n \quad (43a)$$

A las frecuencias de corte globales $f_1^{(n)}$ y $f_2^{(n)}$,

la expresión de la ec. (43a) debe valer $1/\sqrt{2}$ por lo que igualando y despejando para $f_2^{(n)}$:

$$\Rightarrow \sqrt{2^{1/n} - 1} = \frac{Q_L}{f_r} 2(f_2^{(n)} - f_r)$$

Finalmente, en la última expresión: $\frac{Q_L}{f_r} = \frac{1}{AB}$ y $2(f_2^{(n)} - f_r) = AB^{(n)} \Rightarrow AB^{(n)} = AB \sqrt{2^{1/n} - 1}$ (44)

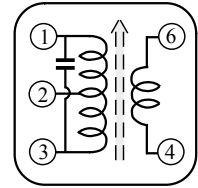
Ejemplo

Proyectar un amplificador sintonizado utilizando el circuito de la fig. 17. Se acoplará $R_L = 560 \Omega$ mediante un transformador

sintonizado standard
para 455 KHz, cuyas
características son:

$$\begin{aligned} L &= 680 \mu\text{H} \\ Q &= 80 \pm 20 \% \\ C &= 180 \text{pF} \end{aligned}$$

$$\begin{array}{ccc} \text{Número de espiras} & & \\ (1-2) & (2-3) & (4-6) \\ 98 & 57 & 7 \end{array}$$



El colector del transistor
está conectado al termi-
nal 3 del transformador.

$$\begin{aligned} \text{BF 254} \\ \text{a 455 KHz} \Rightarrow \\ I_{CQ} &= 1 \text{mA} \\ h_{FE \min} &= 65 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} g_{11} &= 0,3 \text{mS} \quad b_{11} = 0,06 \text{mS} \\ y_{12} &= 1,7 \mu\text{S} \angle -90^\circ \\ y_{21} &= 38 \text{mS} \angle 0^\circ \\ g_{22} &= 3,2 \mu\text{S} \quad b_{22} = 3,4 \mu\text{S} \end{aligned}$$

La fuente de señal presenta una conductancia interna $G_S = 5,7 \text{mS}$

Elegimos

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 6 \text{V} \quad y \quad \Rightarrow \quad R_E = \frac{V_{RE}}{I_{CQ}} \approx 470 \Omega \quad \Rightarrow \quad R_2 = \frac{V_{RE} + V_{BE}}{9 \cdot I_{BQ}} = 8,66 \text{K} \approx 8,2 \text{K} \\ V_{RE} &\approx 0,5 \text{V} \quad \Rightarrow \quad I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE \min}} = 15,4 \mu\text{A} \quad R_1 = \frac{V_{CC} - V_{R2}}{10 \cdot I_{BQ}} = 31,2 \text{K} \approx 33 \text{K} \end{aligned}$$

Para el calculo de C_E , según el capítulo 12:

$$Z_i = \frac{1}{y_{11}} \approx 3,33 \text{K} \quad R' = (h_{fe} + 1) R_E = \left(\frac{y_{21}}{y_{11}} + 1 \right) R_E \approx 127 \cdot 470 \Omega = 59,7 \text{K}$$

$$C_E > \frac{1 + R'/R_i}{\pi f_r R_E} = \frac{1 + 59,7 \text{K} / 3,33 \text{K}}{\pi \cdot 455 \text{KHz} \cdot 470 \Omega} = 28 \text{nF} \quad , \quad \text{elegimos } C_E = 47 \text{nF}$$

Impedancias reflejadas y Ancho de Banda

$$X_L = 2 \pi f_r L_1 = 2 \pi \cdot 455 \text{KHz} \cdot 680 \mu\text{H} = 1944 \Omega$$

$$R_p = X_L \cdot Q = 1944 \Omega \cdot 80 = 155,5 \text{K}$$

El transformador tiene núcleo de ferrite y un coeficiente de acoplamiento $k \approx 1$

$$R_L' = \left(\frac{N_{1-3}}{N_{4-6}} \right)^2 \cdot R_L = \left(\frac{155}{7} \right)^2 \cdot 560 \Omega \approx 275 \text{K} \quad R' = \frac{R_o' \cdot R_L'}{R_o' + R_L'} \approx 246 \text{K}$$

$$R_o' = \left(\frac{N_{1-3}}{N_{2-3}} \right)^2 \cdot \frac{1}{g_{22}} = \left(\frac{155}{57} \right)^2 \cdot \frac{1}{3,2 \mu\text{S}} = 2,3 \text{M} \quad Q_L = \frac{Q \cdot R'}{R' + Q \omega_r L} = 49$$

$$AB = \frac{f_r}{Q_L} = 9,3 \text{KHz}$$

Estabilidad

$$C = \frac{|y_{12} \cdot y_{21}|}{|2g_{11} \cdot g_{22} - \Re(y_{12} \cdot y_{21})|} = \frac{|1,7 \mu S \angle -90^\circ \cdot 38 \text{ mS}|}{|2 \cdot 0,3 \text{ mS} \cdot 3,2 \mu S - \Re(1,7 \mu S \angle -90^\circ \cdot 38 \text{ mS})|} = 33,65$$

$\Rightarrow$ El transistor no es incondicionalmente estable.

$$G_L = \left(\frac{N_{1-3}}{N_{2-3}}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_p}\right) = \left(\frac{155}{57}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{275 \text{ K}} + \frac{1}{155,5 \text{ K}}\right) = 74,5 \mu S$$

$$k = \frac{2(g_{11} + G_S) \cdot (g_{22} + G_L)}{|y_{12} \cdot y_{21}| + \Re(y_{12} \cdot y_{21})} = \frac{2(0,3 \text{ mS} + 5,7 \text{ mS}) \cdot (3,2 \mu S + 74,5 \mu S)}{|1,7 \mu S \angle -90^\circ \cdot 38 \text{ mS}| + \Re(1,7 \mu S \angle -90^\circ \cdot 38 \text{ mS})} = 14,4$$

$\Rightarrow$ El amplificador es estable para estos valores de G_L y G_S .

$$\omega_r C_B \gg G_S \Rightarrow C_B > \frac{10 \cdot G_S}{\omega_r} = \frac{10 \cdot 5,7 \text{ mS}}{2\pi \cdot 455 \text{ KHz}} = 20 \text{ nF} \approx 33 \text{ nF}$$

La ganancia de potencia, incluidas las pérdidas en la red de acoplamiento, es:

$$G_p = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|v_2|^2 \cdot \Re(Y_L)}{|v_1|^2 \cdot \Re(Y_{in})} \cdot \eta = \frac{|y_{21}|^2 \cdot \Re(Y_L)}{|y_{22} + Y_L|^2 \cdot \Re(y_{11} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{22} + Y_L})} \cdot \left(1 - \frac{Q_L}{Q}\right)$$

En resonancia $y_{22} + Y_L = g_{22} + G_L$. Además, para el BF254 operando a 455 KHz

$y_{12} \cdot y_{21}$ es imaginario $\Rightarrow \Re(y_{in}) = g_{11}$

$$G_p = \frac{|y_{21}|^2 \cdot G_L}{(g_{22} + G_L)^2 \cdot g_{11}} \cdot \left(1 - \frac{Q_L}{Q}\right)$$

por lo que en este caso, la ganancia es:

$$\Rightarrow G_{p \text{ dB}} = 10 \cdot \log \left[\frac{|38 \text{ mS}|^2 \cdot 74,5 \mu S}{(3,2 \mu S + 74,5 \mu S)^2 \cdot 0,3 \text{ mS}} \cdot \left(1 - \frac{49}{80}\right) \right] = 43,6 \text{ dB}$$

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{-y_{21}}{g_{22} + G_L} \cdot \frac{N_{4-6}}{N_{2-3}} = \frac{-38 \text{ mS}}{3,2 \mu S + 74,5 \mu S} \cdot \frac{7}{57} = -60$$

$$\Rightarrow A_{v \text{ dB}} = 20 \cdot \log |A_v| = 35,5 \text{ dB}$$

18.3 Amplificadores con sintonía doble

Para obtener una curva de resonancia más cercana al ideal de la fig. 1, se recurre a la doble cresta de resonancia que presentan dos circuitos sintonizados acoplados entre sí. Nos ocuparemos solamente del caso en que ambos circuitos están sintonizados a la misma frecuencia f_r y tienen el mismo Q cargado Q_L .

Consideremos los dos circuitos resonante paralelo acoplados por inductancia

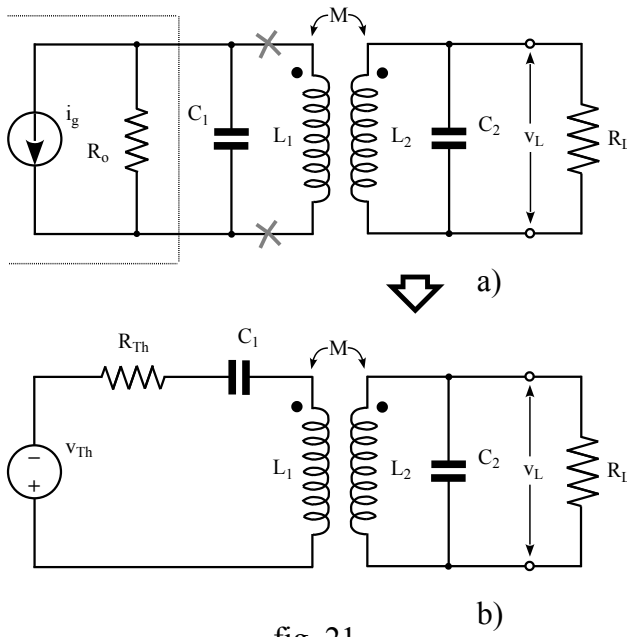


fig. 21

mutua de la fig. 21a. Simplificaremos primero el circuito del primario aplicando Thevenin a la izquierda de las cruces. Como en un circuito de banda estrecha $Q_L > 10$, se debe cumplir que $R_o \gg X_{C1}$ y así podemos aproximar V_{Th} y Z_{Th} como:

$$V_{Th} = \frac{i_g}{1/R_o + j\omega C_1} \approx \frac{i_g}{j\omega C_1}$$

$$Z_{Th} = \frac{1}{\frac{1}{R_o} + j\omega C_1} \approx \frac{X_{C1}^2}{R_o} - j \frac{1}{\omega C_1}$$

A continuación sustituimos el transformador por su modelo equivalente en T. R_1 incluye el efecto equivalente de R_o y las pérdidas óhmicas en L_1 , mientras que R_2 incluye el efecto equivalente de R_L y las pérdidas en L_2 .

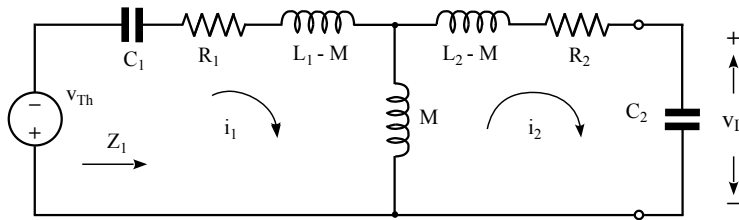


fig. 22

La impedancia Z_1 del primario vista desde el generador V_{Th} es:

$$Z_1 = R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)} \quad (45)$$

La observación de la ec. (45) nos permite hacernos una idea del comportamiento cualitativo de esta red, estrechamente ligado al valor de M . La magnitud de la impedancia reflejada en el primario, depende de la frecuencia y es inductiva para $\omega < \omega_r$, resistiva a ω_r y capacitiva para $\omega > \omega_r$. En caso de un acoplamiento débil, la curva de la corriente i_1 en función de la frecuencia es sustancialmente la curva del circuito resonante serie del primario. La corriente i_2 es pequeña y sigue una forma similar, pero más aguda. Para un M algo mayor, a ω_r se refleja en el primario una resistencia que limita el valor de i_1 , mientras que a frecuencias levemente fuera de resonancia, la reactancia reflejada tiene signo contrario a la reactancia del propio primario. La reactancia reflejada cancela parte de la reactancia del primario, reduciendo la impedancia del circuito primario y aumentando el valor de i_1 . Como resultado, la curva de i_1 se vuelve más ancha, mientras que la cresta de i_2 aumenta y su curva se ensancha. Si M aumenta lo suficiente, se llegará a un punto en que i_1 tiende a disminuir en resonancia debido a la gran resistencia reflejada, en tanto que existirá una frecuencia a cada lado de ω_r para las cuales la reactancia reflejada cancelará exactamente la reactancia del primario, provocando la circulación de una corriente grande en el primario y dando lugar a una doble cresta en la curva de respuesta de i_1 . La curva de la corriente i_2 está determinada por la impedancia del secundario y por la tensión inducida por i_1 en L_2 y será casi exactamente el producto de la curva de respuesta de i_1 por la curva de resonancia del circuito secundario.

Cuando la inductancia mutua tenga un valor crítico M_c tal, que la impedancia reflejada en resonancia sea igual a R_1 , habrá una máxima transferencia de potencia del primario al secundario:

$$R_1 = \frac{(\omega_r M_c)^2}{R_2}$$

El grado de acoplamiento entre

$$L_1 \text{ y } L_2 \text{ correspondiente a dicho valor } R_1 \cdot R_2 = \omega_r^2 \cdot k_c^2 \cdot L_1 \cdot L_2 \Rightarrow k_c = \frac{1}{Q_L} \quad (46)$$

M_c , se llama *acoplamiento crítico* k_c

Estudiaremos ahora formalmente la variación de la corriente del secundario i_2 en función de la frecuencia y su relación con el factor de acoplamiento k .

Las ecuaciones de malla del circuito de la fig. (22) son:

$$\begin{cases} -V_{Th} = i_1 (R_1 + j\omega L_1 - j\frac{1}{\omega C_1}) - i_2 \cdot j\omega M \\ 0 = -i_1 \cdot j\omega M + i_2 (R_2 + j\omega L_2 - j\frac{1}{\omega C_2}) \end{cases}$$

Resolviendo el sistema, i_2 es:

$$i_2 = \frac{-j\omega M \cdot V_{Th}}{(\omega M)^2 + (R_1 + j\omega L_1 - j\frac{1}{\omega C_1})(R_2 + j\omega L_2 - j\frac{1}{\omega C_2})}$$

multiplicando y dividiendo por ω_r

$$\Rightarrow i_2 = \frac{-j\omega M \cdot V_{Th}}{(\omega M)^2 + [R_1 + j\omega_r L_1(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega})] \cdot [R_2 + j\omega_r L_2(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega})]}$$

$$\Rightarrow i_2 = \frac{-j\omega M \cdot V_{Th}}{(\omega M)^2 + R_1 \cdot R_2 - \omega_r^2 L_1 L_2 (\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega})^2 + j\omega_r (R_1 L_2 + R_2 L_1) \cdot (\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega})}$$

$R_1 \cdot R_2 = \omega_r^2 k_c^2 L_1 L_2$ y $M = k\sqrt{L_1 L_2}$, sacando además $\omega_r L_1 L_2$ de factor común

$$\Rightarrow i_2 = \frac{-j\omega M \cdot V_{Th}}{\omega_r^2 L_1 L_2 [k_c^2 + k^2(\frac{\omega}{\omega_r})^2 - (\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega})^2 + j2k_c(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega})]} \quad (47)$$

Como en banda estrecha $Q_L > 10$,

dentro del AB se puede aproximar: $\omega \approx \omega_r$ y $(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}) \approx \frac{2(\omega - \omega_r)}{\omega_r} = 2x$

Haciendo el cambio de variable $x = (\omega - \omega_r)/\omega_r$

$$\Rightarrow i_2 = \frac{-jk V_{Th}}{\omega_r \sqrt{L_1 L_2} \cdot (k^2 + k_c^2 - 4x^2 + j4k_c x)} \quad (47a)$$

Así, el módulo de i_2 es:

$$\Rightarrow |i_2| = \frac{k V_{Th}}{\omega_r \sqrt{L_1 L_2} \cdot \sqrt{(k^2 + k_c^2 - 4x^2)^2 + 16k_c^2 x^2}} \quad (47b)$$

Para estudiar la curva

de respuesta debemos hallar los máximos y mínimos de la ec. (47b), cosa que se puede hacer derivando con respecto a x al denominador D elevado al cuadrado y hallando los ceros

de dicha derivada:

$$\frac{dD^2}{dx} = \omega_r^2 L_1 L_2 \cdot [2(k^2 + k_c^2 - 4x^2)(-8x) + 32k_c^2 x] = 0$$

Evidentemente, la forma de la respuesta depende de la relación entre k y k_c , o

$$\begin{aligned} x_r &= 0 & \Rightarrow f_r \\ x' &= -1/2\sqrt{k^2 - k_c^2} & \Rightarrow f' = f_r(1 - 1/2\sqrt{k^2 - k_c^2}) \\ x'' &= +1/2\sqrt{k^2 - k_c^2} & \Rightarrow f'' = f_r(1 + 1/2\sqrt{k^2 - k_c^2}) \end{aligned}$$

sea del grado de acoplamiento, dando lugar a tres formas distintas de la curva:

1) $k > k_c$ – Los circuitos están *sobreacoplados*. Los tres valores de frecuencia hallados son físicamente realizables. Como el acoplamiento es por inductancia mutua, $|i_2| = 0$ a la frecuencia cero y también es cero para frecuencia infinita, por lo tanto, a medida que aumenta la frecuencia $|i_2|$ debe pasar por un máximo, luego por un mínimo y luego nuevamente por un máximo. Los máximos ocurren en f' y f'' y el mínimo en f_r .

2) $k = k_c$ – El acoplamiento es *crítico*, los tres valores de frecuencia se confunden en un único valor f_r y la curva de respuesta exhibe un único máximo.

3) $k < k_c$ – Los circuitos están *subacoplados*, f' y f'' no son realizables físicamente y la curva exhibe un único máximo para f_r .

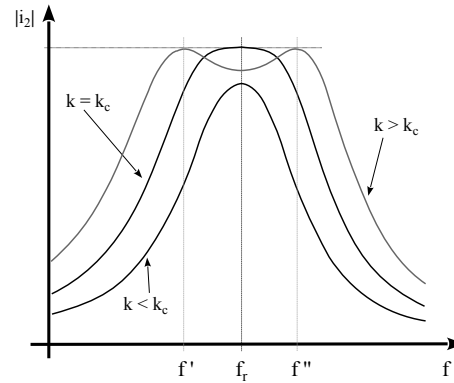


fig. 23

Tensión de salida y ancho de banda con acoplamiento crítico

La tensión de salida en resonancia es el producto de i_2 a ω_r por X_{C2} . Sustituyendo en la ec. (47) la expresión

$$\text{de } V_{Th} \text{ y haciendo } \omega = \omega_r: \quad v_L(\omega_r) = i_2 \cdot \frac{1}{j\omega_r C_2} = \frac{-j\omega_r M_c (i_g / j\omega_r C_1)}{2\omega_r^2 L_1 L_2 k_c^2} \cdot \frac{1}{j\omega_r C_2}$$

Sustituyendo

$$\begin{aligned} 1/j\omega_r C_1 &= -j\omega_r L_1 \\ 1/j\omega_r C_2 &= -j\omega_r L_2 \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad v_L(\omega_r) = \frac{-j\omega_r M_c \cdot i_g (-j\omega_r L_1)(-j\omega_r L_2)}{2\omega_r^2 L_1 L_2 k_c^2} = \frac{j\omega_r M_c \cdot i_g}{2k_c^2}$$

Sustituyendo M_c y $Q_L = 1/k_c$

$$\text{y como en el caso habitual} \quad v_L(\omega_r) = i_g \cdot \frac{j\omega_r \sqrt{L_1 L_2} \cdot Q_L}{2} = i_g \cdot \frac{j\omega_r L \cdot Q_L}{2} \quad (48)$$

$L_1 = L_2 = L$ y $C_1 = C_2 = C$

Para hallar el AB, a partir de la ec. (47b) se hace el cociente entre la expresión general de $|i_2|$ en función

$$\text{de la frecuencia y su valor en resonancia } |i_2(\omega_r)|: \quad \frac{|i_2|}{|i_2(\omega_r)|} = \frac{2 \cdot k_c^2}{\sqrt{(2 \cdot k_c^2 - 4x^2)^2 + 16k_c^2 x^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4\left(\frac{\omega - \omega_r}{k_c \cdot \omega_r}\right)^4}}$$

A las frecuencias de corte de media potencia f_1 y f_2 este cociente vale $1/\sqrt{2}$, por

lo que igualando y despejando para ω_2 tenemos que: $k_c \omega_r = \sqrt{2}(\omega_2 - \omega_r)$

Finalmente, como en banda estrecha se puede aproximar que $f_r \approx (f_1 + f_2)/2 \Rightarrow 2 \cdot (f_2 - f_r) = AB$

$$\Rightarrow AB = \frac{\sqrt{2} \cdot f_r}{Q_L} \quad (49)$$

Otras formas de acoplamiento

En un filtro doble sintonizado, el acoplamiento entre los dos circuitos resonantes no tiene necesariamente que ser por inductancia mutua, sino que también puede ser mediante una reactancia común en el circuito o mediante una combinación¹.

Aunque no existe una definición general única del coeficiente de acoplamiento, éste es un valor adimensional $k \leq 1$ que caracteriza la interacción entre los dos resonadores y representa esencialmente la relación entre dos energías.

El acoplamiento entre dos circuitos, se puede definir como la media geométrica de los cocientes entre la tasa o “velocidad” posible de transferencia de energía de un circuito al otro a la frecuencia de resonancia y la máxima energía almacenada en los circuitos, primero en uno y luego en el otro. Por tasa posible, se entiende que ésto es en ausencia de cualquier resistencia, excepto la presente en el propio elemento de acoplamiento².

En el circuito de la fig. 21, la máxima energía almacenada en el campo magnético es $w_l = 0,5 \cdot L_1 I_{1m}^2$ Joules . Si por L_1 circula una corriente sinusoidal unitaria

$(i_u) = 1$ A de frecuencia ω_r , la energía almacenada será: $w_l = L_1 (i_u)^2 J$

y la fuerza electromotriz inducida en el secundario será: $E_{l2} = \omega_r M \cdot (i_u) V$

Se procede luego de igual manera con L_2 y la media geométrica de los cocientes es entonces:

$$\sqrt{\frac{E_{l2}}{w_l} \cdot \frac{E_{2l}}{w_2}} = \frac{\omega_r M \cdot (i_u) V}{\sqrt{L_1 \cdot L_2} (i_u)^2 J}$$

Para normalizar este valor y obtener $k \leq 1$, es necesario multiplicarlo por $(i_u)/\omega_r$ y así:

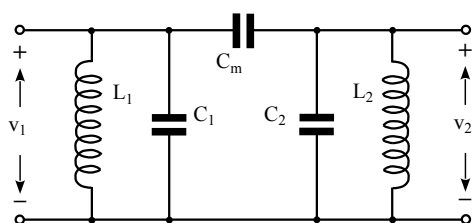
$$k = \frac{(i_u) A}{\omega_r} \cdot \frac{\omega_r M \cdot (i_u) V}{\sqrt{L_1 \cdot L_2} (i_u)^2 J} = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$


fig. 24

La fig. 24 es un caso de acoplamiento capacitivo, el único acoplamiento entre primario y secundario es a través de C_m . Se podría decir que el acoplamiento capacitivo “induce” en el secundario una corriente como consecuencia de un cambio de tensión.

1 F. Langford-Smith, RCA - Radiotron Designer's Handbook – Cap. 9 y 26

2 George Howe, Coupling and coupling coefficients – Wireless Engineer, September 1932

Si la tensión sobre C_1 es una tensión alterna unitaria (v_u) = 1 V y frecuencia ω_r , la energía almacenada en el “primario” y la corriente que fluirá hacia el “secundario” serán respectivamente:

$$w_1 = (C_1 + C_m) \cdot (v_u)^2 \text{ J}$$

$$I_{12} = \omega_r C_m \cdot (v_u) \text{ A}$$

Procediendo de igual manera con

C_2 se obtiene w_2 e I_{21} y la media

$$\sqrt{\frac{I_{12}}{w_1} \cdot \frac{I_{21}}{w_2}} = \frac{\omega_r C_m \cdot (v_u) \text{ A}}{\sqrt{(C_1 + C_m)(C_2 + C_m) \cdot (v_u)^2 \text{ J}}}$$

geométrica de los cocientes es:

Para normalizar este valor y obtener $k \leq 1$,

es necesario multiplicarlo por $(v_u)/\omega_r$ y así:

$$k = \frac{C_m}{\sqrt{(C_1 + C_m)(C_2 + C_m)}} \quad (50)$$

En banda angosta, el comportamiento del circuito de la fig. 24 es similar al de la fig. 21. En banda ancha en cambio, la respuesta cae mucho más rápidamente para las frecuencias bajas que para las altas.

Es importante hacer notar que, más allá de la forma de acoplamiento usada, en comparación con el amplificador de sintonía simple de igual ancho de banda, el amplificador de sintonía doble tiene una curva de respuesta que es más plana en la vecindad de la resonancia y más empinada en los flancos.

18.3.1 Implementación con FET

En surtidor común, el FET tiene una admitancia de salida g_{os} relativamente alta. Por eso, en general será necesario conectar el drenaje a una derivación para poder obtener en el primario el Q_L requerido.

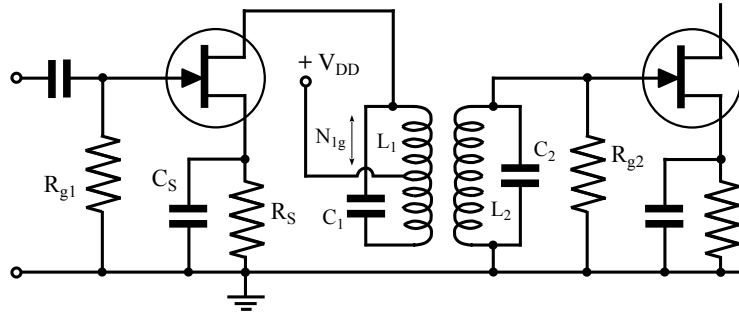


fig. 25

Debido a la alta impedancia de entrada del FET, suele ser necesario bajar el Q del secundario hasta el valor Q_L mediante el resistor R_{g2} . El amplificador en surtidor común es potencialmente inestable, por lo que se debe verificar la estabilidad del mismo en base a los criterios ya estudiados.

La ganancia de tensión a f_r se

deduce a partir de la ec. (48) y es:

$$Av_r = \frac{v_L}{v_i} = \frac{y_{fs} \cdot N_{1g}}{N_1} \cdot \frac{\omega_r \cdot L \cdot Q_L}{2} \quad (51)$$

18.3.2 Implementación con BJT

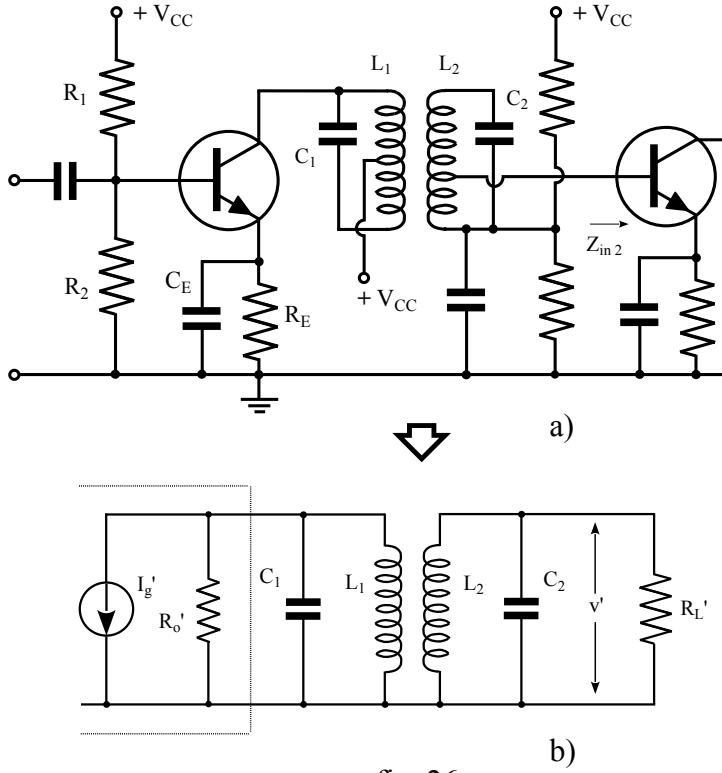


fig. 26

Aunque la impedancia de salida del BJT es mayor que la del FET, igual suele ser necesario conectar el colector a una derivación del primario. Si la carga es otro BJT, la baja impedancia de entrada del mismo obliga al uso de una derivación en el secundario.

$$\begin{aligned} i_g' &= \frac{N_{1g}}{N_1} \cdot y_{21} \cdot v_{be} \\ R_o' &= \left(\frac{N_1}{N_{1g}} \right)^2 \cdot \frac{1}{y_{22}} \\ R_L' &= \left(\frac{N_2}{N_{2L}} \right)^2 \cdot Z_{in2} \end{aligned} \quad (52)$$

Normalmente se construye el transformador con $L_1 = L_2 = L$, $Q_1 = Q_2 = Q$ y las derivaciones se toman de modo de obtener $R_o' = R_L' = 1/G_L'$.

En el caso de los amplificadores con BJT, nos interesa más conocer la ganancia de potencia que la amplificación de tensión.

Podemos expresar G_L' en función de los parámetros de los circuitos resonantes como:

$$R_p = \omega_r L Q \quad Q_L = \frac{R_L' // R_p}{\omega_r L} \Rightarrow G_L' = \frac{1}{\omega_r L Q_L} \left(1 - \frac{Q_L}{Q} \right)$$

Según la ec. (48), en resonancia y para $k = k_c$, la tensión v' presente sobre G_L' es:

$$v' = \frac{y_{21} \cdot N_{1g}}{N_1} \cdot v_{be} \cdot \frac{\omega_r \cdot L \cdot Q_L}{2}$$

La ganancia de potencia es:

$$G_p = \frac{P_L}{P_{in}} = \left(\frac{v'}{v_{be}} \right)^2 \cdot \frac{G_L'}{G_{in}} = \left(\frac{y_{21} \cdot N_{1g}}{N_1} \right)^2 \cdot \frac{\omega_r \cdot L \cdot Q_L}{4 G_{in}} \left(1 - \frac{Q_L}{Q} \right) \quad (53)$$

Para calcular el factor de estabilidad se debe determinar $g_{22} + G_L$. Con acoplamiento crítico y a f_r , la carga total conectada al generador ideal i_g de la fig. 21a es $R_{Pt}/2$ y así

$$g_{22} + G_L = \left(\frac{N_1}{N_{1g}} \right)^2 \cdot \frac{2}{\omega_r L \cdot Q_L} \quad (54)$$

18.3.3 Amplificadores con sintonía doble de varias etapas

Al igual que ocurre con los amplificadores de sintonía simple, cuando se conectan en cascada varias etapas sintonizadas idénticas de sintonía doble, se tendrá un ancho de banda de media potencia $AB^{(n)}$ menor que el ancho de banda AB de cada etapa considerada por separado y los flancos de la curva de respuesta serán más empinados, fig. 27.

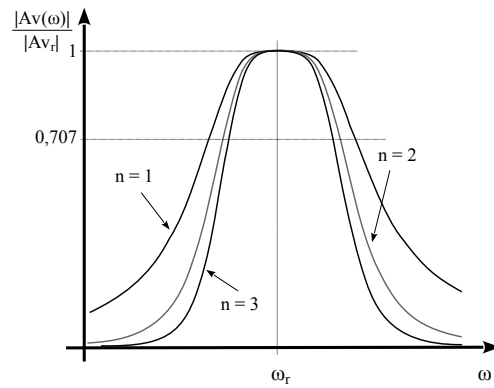


fig. 27

Para un amplificador de banda estrecha es válida la ec. (47b). Como la tensión de salida es $v_L(\omega) = i_2(\omega) \cdot (1/j\omega C_2)$, para n etapas con igual f_r y AB , la ganancia $Av(\omega)$ normalizada respecto a Av_r es:

$$\left| \frac{Av(\omega)}{Av_r} \right| \approx \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 4 \left(\frac{f - f_r}{k_c \cdot f_r} \right)^4}} \right]^n \quad (55)$$

A las frecuencias de corte globales $f_1^{(n)}$ y $f_2^{(n)}$, la expresión de la ec. (55) debe valer $1/\sqrt{2}$, igualando y despejando para $f_2^{(n)}$ y multiplicando por $\sqrt{2}/\sqrt{2}$

$$\Rightarrow \sqrt[4]{2^{1/n} - 1} = \frac{\sqrt{2}}{k_c \cdot f_r} (f_2^{(n)} - f_r) \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \right)$$

Por ser $Q_L = 1/k_c$ $\frac{Q_L}{\sqrt{2} \cdot f_r} = \frac{1}{AB}$ y $2(f_2^{(n)} - f_r) = AB^{(n)} \Rightarrow AB^{(n)} = AB \sqrt[4]{2^{1/n} - 1}$ (56)

Si se compara la fig. 27 con la fig. 20 se ve que, a consecuencia de la cima más plana y los flancos más empinados, el porcentaje de disminución del ancho de banda que ocurre al aumentar el número de etapas, es menor en el amplificador de sintonía doble que en el de sintonía simple.

Selectividad

En los amplificadores sintonizados de pequeña señal, es importante el grado de discriminación que éstos permiten respecto de las frecuencias que difieren relativamente poco de la banda de frecuencias a amplificar. Esta característica se denomina *selectividad de canal adyacente* y es común expresarla como la razón entre el ancho de banda del sistema para una amplificación 60 dB menor que en resonancia y el ancho de banda para el cual la amplificación es 6 dB menor que en resonancia. Esta relación suele denominarse *relación de selectividad 6-60 dB*.

Un amplificador compuesto por etapas de doble sintonía, tendrá mucha mayor selectividad de canal adyacente que un amplificador con el mismo número de etapas de sintonía simple e igual ancho de banda.

Características de fase y retardo de envuelta

Los amplificadores sintonizados introducen un corrimiento de fase que varía con la frecuencia y que da origen a una distorsión de retardo similar a la que ocurre en los amplificadores de baja frecuencia. En este caso, se produce un corrimiento de fase de las bandas laterales de una onda modulada con respecto de la portadora. El retardo de envuelta en un amplificador de sintonía simple se comporta como el retardo de tiempo de un amplificador con acoplamiento R-C.

En los amplificadores con sintonía doble, las características del retardo de envuelta dependen del coeficiente de acoplamiento. El retardo de envuelta será más aproximadamente constante dentro del ancho de banda de media potencia AB del amplificador, cuando el coeficiente de acoplamiento k sea algo menor que el acoplamiento crítico k_c . Usualmente se elige $0,8 \cdot k_c < k < 0,9 \cdot k_c$, lo cual resulta en una curva de amplificación algo redondeada en la vecindad de f_r y un retardo de tiempo moderadamente constante, sin reducir significativamente la ganancia.

18.4 Reducción de y_{12}

Se puede definir la *unilateralización* como un método usado para convertir un cuadripolo bilateral en uno unilateral, cancelando la realimentación interna indeseada del mismo. Dicho método consiste en aplicar realimentación a través de una red externa para obtener un y_{12} compuesto igual a cero. La *neutralización* consiste en usar una red de realimentación para reducir y_{12} a un valor distinto de cero, usualmente haciendo $b_{12} = 0$ y dejando incambiado g_{12} .

En los FET, la realimentación interna se debe esencialmente a la capacidad $C_{gd} \approx C_{rss}$. La misma afecta el funcionamiento en alta frecuencia y puede hacer que un amplificador sintonizado sea inestable. Para eliminar este efecto, se inyecta externamente en la compuerta una señal igual, pero defasada 180° .

Los amplificadores con BJT son redes bilaterales aún en baja frecuencia, pues $h_{re} \neq 0$. Si se tiene presente el modelo en π del BJT, es fácil deducir que $y_{re} \in \mathbb{C}$.

El circuito de la fig. 28 puede usarse tanto con BJT como con FET. El inductor L_1 tiene una toma central, de modo que las señales entre sus extremos y masa son iguales pero defasadas 180° . El capacitor $C_N \approx C_{cb}$ proporciona la neutralización.

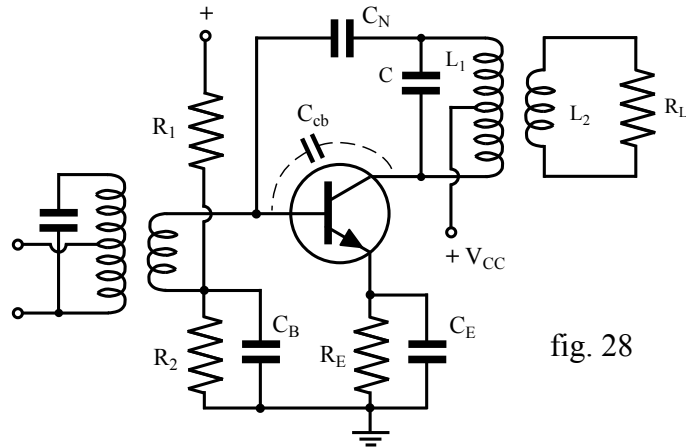


fig. 28

Amplificador cascode

El circuito cascode consta de dos transistores conectados en serie de modo tal, que la corriente en el electrodo principal sea la misma en ambos. Se puede usar FETs, BJTs o una configuración híbrida como en la fig. 29.

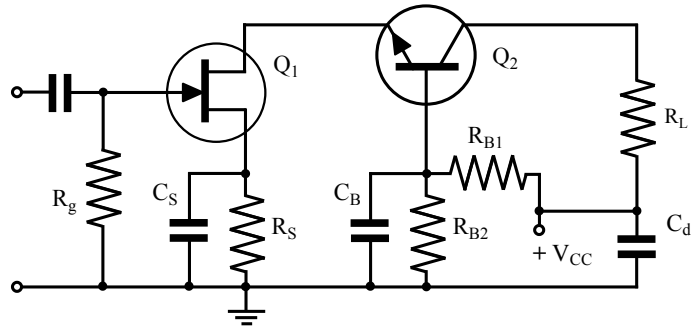


fig. 29

Como Q_2 presenta al drenaje de Q_1 una resistencia de carga baja, Q_1 tiene alta ganancia de corriente, muy baja ganancia de tensión y el efecto Miller se ve muy reducido. La etapa Q_2 en BC provee ganancia de tensión y una impedancia de salida alta. Además, por tener la capacidad C_{cb} un extremo a masa y ser baja la capacidad entre colector y emisor, la aislación entre C y E es relativamente alta.

Podemos tratar al cascode como un dispositivo compuesto, cuyos parámetros de admitancia (Y) se obtienen¹ a partir de los parámetros (Y^A) de Q_1 e (Y^B) de Q_2 .

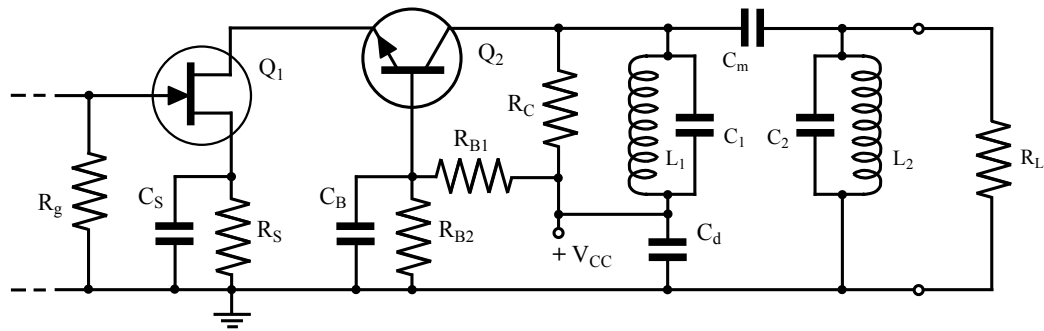
El cascode tiene la impedancia de entrada y ganancia de tensión de la etapa en surtidor común, una resistencia de salida mayor y muy baja realimentación interna

$$(Y) \approx \begin{bmatrix} y_{11}^A - \frac{y_{12}^A \cdot y_{21}^A}{y_{11}^B} & y_{12}^A (y_{12}^B / y_{21}^B) \\ y_{21}^A & y_{22}^B - \frac{y_{21}^B \cdot y_{12}^B}{y_{22}^A + y_{11}^B} \end{bmatrix} \quad (57)$$

1 J.R.James, Analysis of the Transistor Cascode Configuration – Electronic Engineering, January 1960

Ejemplo

Proyectar un amplificador como el de la figura para: $f_T = 455 \text{ KHz}$, $\Delta B = 10 \text{ KHz}$, $A_{v_{dB}} \geq 45 \text{ dB}$, Q_1 es un BF256B y Q_2 un BF254, $V_{CC} = 6 \text{ V}$. La entrada está acoplada mediante un circuito sintonizado igual al de salida, por lo cual $R_g = R_L$.



	$g_{ie} = 0,3 \text{ mS}$	$b_{ie} = 0,06 \text{ mS}$	BF 256B	$g_{is} \approx 0 \mu\text{S}$	$b_{is} \approx 1 \mu\text{S}$
BF 254	$y_{re} = 1,7 \mu\text{S} \angle -90^\circ$		a 455 KHz $\Rightarrow$	$y_{rs} = 2 \mu\text{S} \angle -90^\circ$	
a 455 KHz	$y_{fe} = 38 \text{ mS} \angle 0^\circ$		$I_{DSS} = 9,5 \text{ mA}$	$g_{fs} = 4,5 \text{ mS}$	
	$g_{oe} = 3,2 \mu\text{S}$	$b_{oe} = 3,4 \mu\text{S}$	$V_P = -3 \text{ V}$	$g_{os} = 50 \mu\text{S}$	$b_{os} = 3 \mu\text{S}$

Polarización

$$\begin{aligned} \text{Elegimos } I_{DQ1} &= 7 \text{ mA} \approx I_{CQ2} & R_S &= \frac{V_{GSQ1}}{I_{DQ1}} = 60 \Omega \approx 68 \Omega \\ V_{GSQ1} &= V_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DQ1}}{I_{DSS}}}\right) \approx 0,42 \text{ V} & C_S &\gg \frac{1 + g_{fs} R_S}{\pi f_r R_S} = 14 \text{ nF} \Rightarrow 100 \text{ nF} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Elegimos } V_{RB2} &= 3,5 \text{ V} & R_{B2} &= \frac{V_{RB2}}{4 \cdot I_{BQ2}} = 8,1 \text{ K} \approx 8,2 \text{ K} \\ I_{BQ2} &= \frac{I_{CQ2}}{h_{FE \min}} = 108 \mu\text{A} & R_{B1} &= \frac{V_{CC} - V_{RB2}}{5 \cdot I_{BQ2}} = 4,6 \text{ K} \approx 4,7 \text{ K} \end{aligned}$$

Los parámetros Y del BJT en BC se pueden obtener a partir de los de EC

$$\begin{aligned} y_{ib} &= y_{ie} + y_{re} + y_{fe} + y_{oe} \approx 38 + j0,06 \text{ mS} & y_{rb} &= -(y_{re} + y_{oe}) = -3,2 - j1,7 \mu\text{S} \\ y_{fb} &= -(y_{fe} + y_{oe}) = -38 \text{ mS} - j3,4 \mu\text{S} & y_{ob} &= y_{oe} = 3,2 + j3,4 \mu\text{S} \end{aligned}$$

$$X_{CB} \ll \frac{1}{|y_{ib}|} \Rightarrow C_B \gg \frac{|y_{ib}|}{2\pi f_r} \approx \frac{38 \text{ mS}}{2\pi \cdot 455 \text{ KHz}} = 13,3 \text{ nF} \Rightarrow C_B = 100 \text{ nF}$$

Circuito de acoplamiento

Por haber dos redes de acoplamiento – entrada y salida – se debe hallar el AB que debe tener una sola red

$$AB = \frac{AB^{(n)}}{\sqrt[4]{2^{1/n}-1}} = \frac{10 \text{ KHz}}{\sqrt[4]{2^{1/2}-1}} = 12,5 \text{ KHz} \quad Q_L = \frac{\sqrt{2} \cdot f_r}{AB} = \frac{\sqrt{2} \cdot 455 \text{ KHz}}{12,5 \text{ KHz}} = 51,5$$

$$A_{v_{dB}} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_L}{V_i}\right) > 45 \text{ dB} \Rightarrow |A_{v_r}| > 178$$

Se debe hallar el valor de L que permite obtener la Av en resonancia deseada

Por la ec. (51) $L \geq \frac{2 \cdot A_{v_r}}{y_{21} \cdot \omega_r \cdot Q_L} = \frac{2 \cdot 178}{4,5 \text{ mS} \cdot 2\pi \cdot 455 \text{ KHz} \cdot 51,5} = 537 \mu\text{H}$
y la ec. (57)

Elegimos $L = L_1 = L_2 = 680 \mu\text{H} \Rightarrow |A_{v_r}| = y_{21} \cdot \frac{\omega_r \cdot L \cdot Q_L}{2} = 225$

$$C = C_1 = C_2 = \frac{1}{\omega_r^2 L} = 180 \text{ pF} \quad \text{Por la ec. (50): } C_m = \frac{k_c \cdot C}{1 - k_c} = 3,56 \text{ pF} \approx 3,3 \text{ pF}$$

El Q de este tipo de inductores
está típicamente entre 60 y 100

$$R_p = \omega_r L \cdot Q = 1944 \Omega \cdot 80 = 155 \text{ K}$$

Asumiremos que $Q \approx 80$

$$R_{pt} = \omega_r L \cdot Q_L = 1944 \Omega \cdot 51,5 = 100 \text{ K}$$

$$R_{pt} = R_p // R_L \Rightarrow R_L = \frac{R_p \cdot R_{pt}}{R_p - R_{pt}} = 281 \text{ K} \approx 270 \text{ K}$$

$$y_{22} = y_{22}^B - \frac{y_{21}^B \cdot y_{12}^B}{y_{22}^A + y_{11}^B} = y_{ob} - \frac{y_{fb} \cdot y_{rb}}{y_{os} + y_{ib}} \approx 0 + j1,7 \mu\text{S}$$

Para que ambos circuitos resonantes tengan el mismo Q cargado, debe cumplirse

$$R_o' = \frac{1}{g_{22}} \text{ debe ser igual a } R_L, \text{ pero como tenemos que } g_{22} \approx 0 \Rightarrow R_C = R_L$$

La admitancia de entrada y_{11} tiene una componente reactiva que forma parte del circuito sintonizado de entrada y será cancelada al ajustarlo para resonancia

$$y_{11} = y_{11}^A - \frac{y_{12}^A \cdot y_{21}^A}{y_{11}^B} \approx j1 \mu\text{S} - \frac{-j2 \mu\text{S} \cdot 4,5 \text{ mS}}{38 \text{ mS}} = j1,24 \mu\text{S}$$

Se deja de cargo del estudiante verificar la estabilidad del amplificador.

18.5 Filtros cerámicos

Los circuitos sintonizados convencionales construidos con inductores bobinados y capacitores son relativamente voluminosos y requieren ser ajustados. En muchas aplicaciones de sintonía fija, éstos han sido sustituidos por resonadores cerámicos. Los mismos constan de una pieza de cerámica piezoeléctrica que actúa como resonador mecánico, generalmente titanato circonato de plomo (PZT), a la que se han conectado dos o más electrodos. La frecuencia de resonancia queda determinada por la geometría del resonador y el “modo” de la vibración.

Independientemente de su configuración y modo de vibración, en las cercanías del punto de resonancia todos los resonadores de dos terminales se comportan como el modelo de la fig. 30.

Durante el proceso de fabricación, los parámetros eléctricos del resonador se pueden ajustar a cualquier valor dentro de un cierto margen, el cual depende del material cerámico usado y de su geometría.

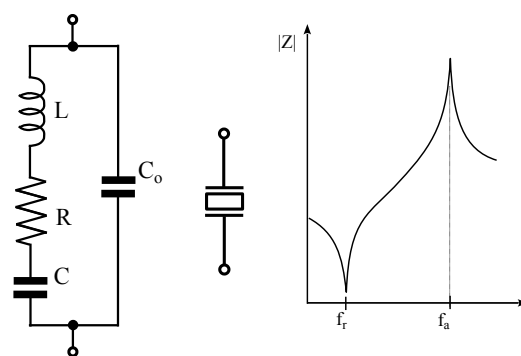


fig. 30

A frecuencias más altas, ocurren otras resonancias debidas a sobretonos del modo radial y a vibraciones en otros modos. Según la geometría del resonador es posible reducir, eliminar, o realzar un sobretono en particular.

Dividiendo uno de los electrodos del resonador básico en dos partes aisladas, se obtiene un resonador de tres electrodos cuyo modelo simplificado y símbolo se ven en la fig. 31.

Generalmente C' es despreciable. Si además $n = 1$, esta red se puede redibujar como

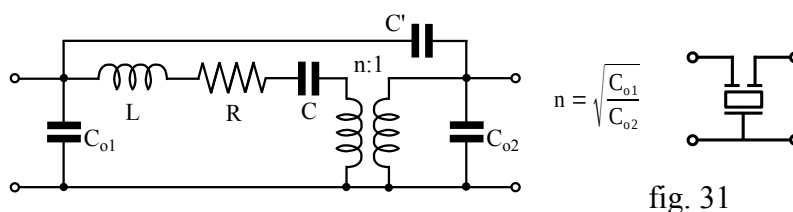


fig. 31

en la fig. 32, la cual también incluye al generador y a las resistencias de terminación R_1 y R_2 . Se trata esencialmente de un circuito resonante serie, cuya selectividad se puede evaluar en función del Q cargado. Obsérvese que la f_r del circuito

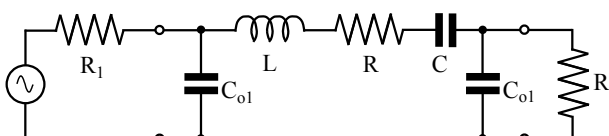


fig. 32

depende de R_1

y R_2 , pues si:

$$R_1 \ll \frac{1}{2\pi f_r C_{o1}} \text{ y } R_2 \ll \frac{1}{2\pi f_r C_{o1}} \Rightarrow f_r \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Si en cambio

se cumple que:

$$R_2 \gg \frac{1}{2\pi f_r C_{o1}} \Rightarrow f_r \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC C_{o1}/(C+C_{o1})}}$$

La frecuencia central de los filtros cerámicos no se puede ajustar como en un filtro LC convencional. Su ancho de banda, especialmente si se trata de una estructura compuesta, no es una función simple de Q_L que pueda ser ajustada predeciblemente con sólo variar las impedancias de terminación. Por ello, estos filtros se proyectan para tener un determinado comportamiento y deben ser conectados a las impedancias de terminación previstas en su diseño.

Debido a los diversos modos y sobretonos a los que puede vibrar un resonador cerámico, se producen respuestas espúreas que dan lugar a bandas pasantes no deseadas, siendo esto particularmente notorio en los filtros de 455 KHz. El método más comúnmente usado para contrarrestar las respuestas espúreas, consiste en combinar un filtro LC convencional con el filtro cerámico.

Terminología de los filtros cerámicos

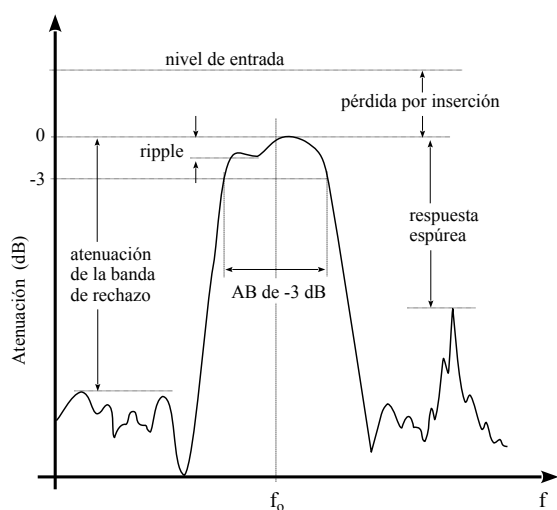


fig. 33

f_0 – Frecuencia central de la banda pasante

AB de -3dB – Se especifica para 3 dB por debajo del punto de menores pérdidas

pérdida por inserción – Expresa la relación entrada/salida como $20 \log (V_2/V_1)$ dB, en el punto de menores pérdidas

ripple – Si hay variaciones dentro de la banda de paso, indica la diferencia entre pico y valle.

atenuación de la banda de rechazo – Nivel de la señal en dB especificada a una frecuencia fuera de la banda de paso

respuesta espúrea – Diferencia en dB entre la pérdida por inserción y la señal espúrea dentro de la banda de rechazo.

impedancia de entrada y de salida – Valor de las impedancias internas de entrada y de salida

Es necesario adaptar la impedancia del circuito externo a las impedancias internas del filtro, para que éste cumpla con sus características operacionales.

Las impedancias de entrada y de salida del filtro son simétricas y bajas, lo cual

impone algunas restricciones a la ganancia de la etapa amplificadora. Esto se debe tener en cuenta al momento de distribuir las ganancias dentro del circuito.

Otro punto a tener en cuenta es que los filtros cerámicos no conducen la DC. Se suele polarizar al colector (o drenaje) del transistor con un resistor tal, que en paralelo con la conductancia interna de salida del transistor se adapte al valor requerido por el filtro. Los filtros cerámicos se usan habitualmente con amplificadores en circuito integrado, los cuales tienen alta ganancia, su propia polarización interna y la adaptación de impedancias ya ha sido tomada en cuenta.

Se pueden construir filtros compuestos acoplando resonadores de tres electrodos en cascada, ya sea directamente o mediante un capacitor. Si la capacidad C' de la fig. 31 es despreciable, el circuito de la fig. 34 se corresponde con dos circuitos sintonizados simples acoplados y tiene por lo tanto la misma curva de selectividad que un circuito LC doble sintonizado.

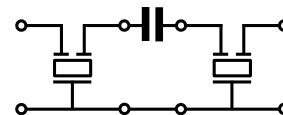


fig. 34

Ejemplo

Proyectar un amplificador sintonizado con un BF254, usando un filtro cerámico

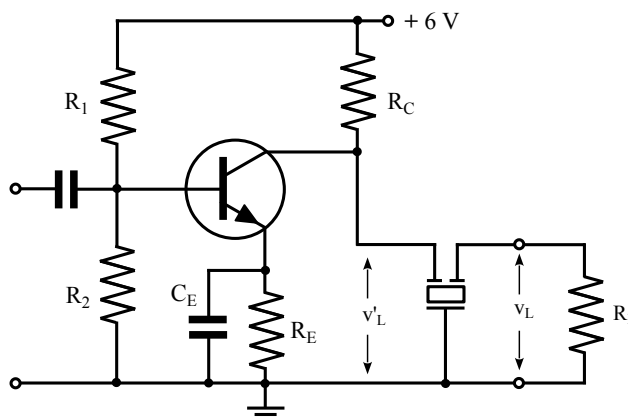
SFU 455 A

$f_o = 455 \text{ KHz} \pm 2 \text{ KHz}$

$AB = 10 \text{ KHz} \pm 3 \text{ KHz}$

$Z_{in} \text{ y } Z_{out} = 3 \text{ K}$

perd. ins. = 3 dB (5 dB max)



Las resistencias de terminación deben ser iguales a Z_{in} y $Z_{out} \Rightarrow R_C = R_L = 3 \text{ K}$

Elegimos $V_{RC} = 3 \text{ V} \Rightarrow I_{CQ} = 1 \text{ mA}$, $V_{CEQ} \approx 2,5 \text{ V}$, $V_{RE} \approx 0,5 \text{ V}$

$$\begin{aligned} R_E &= \frac{V_{RE}}{I_{CQ}} \approx 470 \Omega & R_2 &= \frac{V_{RE} + V_{BE}}{9 \cdot I_{BQ}} = 8,66 \text{ K} \approx 8,2 \text{ K} \\ \Rightarrow I_{BQ} &= \frac{I_{CQ}}{h_{FE \min}} = 15,4 \mu\text{A} & R_1 &= \frac{V_{CC} - V_{R2}}{7 \cdot I_{BQ}} = 31,2 \text{ K} \approx 33 \text{ K} \end{aligned}$$

$$Av' = \frac{v_L'}{v_i} = \frac{-y_{21}}{g_{22} + 1/R_C + 1/Z_{in}} = \frac{-38 \text{ mS}}{3,2 \mu\text{S} + 666 \mu\text{S}} \approx -57 \Rightarrow Av'_{dB} = 20 \cdot \log |Av'| = 35 \text{ dB}$$

$$Av_{dB} = Av'_{dB} - (\text{pérdida por inserción}) \Rightarrow 30 \text{ dB} \leq Av_{dB} \leq 32 \text{ dB}$$

18.6 Amplificación con ganancia variable

En los sistemas radiorreceptores, la intensidad de la señal recibida es muy variable. La misma depende no sólo de la potencia de las diferentes estaciones emisoras y de la distancia que las separa del receptor, sino también de las condiciones de propagación. Para que el receptor tenga una potencia nominal de salida constante, es preciso variar la ganancia del amplificador en forma inversamente proporcional a la intensidad de la señal recibida. Esto se consigue mediante un circuito de *control automático de ganancia* (AGC), el cual rectifica la tensión de salida del amplificador sintonizado y utiliza la tensión continua así obtenida para controlar la ganancia del amplificador.

Variación de la ganancia por desplazamiento del punto de trabajo

FET: El parámetro y_{fs} es una función de

la tensión V_{GS} del transistor. En bajas frecuencias $y_{fs} \approx g_m$. Según el capítulo 11:

$$y_{fs} \approx g_m = \frac{-2 \cdot I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) \quad (58)$$

BJT: El parámetro y_{21} es una función de la corriente continua de emisor que circula por el transistor. En bajas frecuencias se cumple que $y_{21} \approx g_m$ y en el capítulo 12 se demostró que:

$$y_{21} \approx g_m = \frac{\alpha_o |I_E|}{V_T} \quad (59)$$

Para ambos dispositivos, un desplazamiento del punto de trabajo produce una variación de la ganancia de la etapa. Aunque su implementación es sencilla, como muestra el ejemplo de la fig. 35, este sistema de AGC presenta algunos inconvenientes:

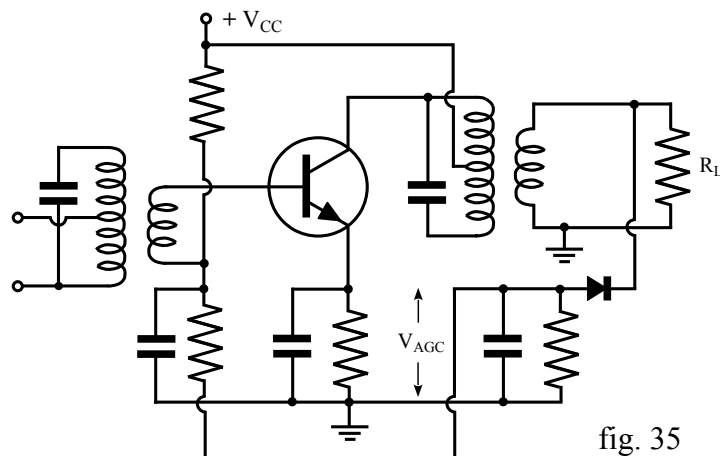


fig. 35

- El margen de variación de ganancia es limitado, alrededor de 20 dB por etapa
- Un desplazamiento del punto de trabajo provoca también variaciones más o menos importantes de los otros parámetros del transistor y por lo tanto altera otras características del amplificador (Z_{in} , f_o , AB).

Amplificador cascodo con AGC

Este tipo de AGC requiere transistores apareados y por ello se lo usa principalmente en los CI de RF. La corriente de colector de Q_1 se reparte entre Q_2 y Q_3 en una proporción que depende de V_{AGC} . Si ésta supera los +114 mV, Q_3 estará al corte y la ganancia del cascodo formado por Q_1 y Q_3 será mínima. Por el contrario, si V_{AGC} está por debajo de -114 mV, Q_2 estará al corte y la ganancia será máxima. Como variar V_{AGC} casi no afecta al punto de trabajo de Q_1 , Z_{in}

permanece constante y no se desintoniza el circuito sintonizado de entrada.

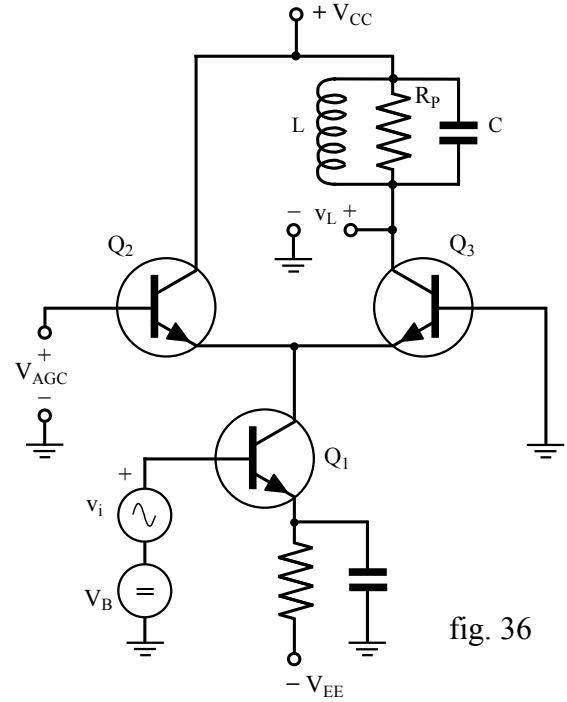


fig. 36

En un BJT, la relación entre I_E y V_{BE} es de la forma $I_E = I_S \cdot e^{V_{BE}/V_T}$, de donde se deduce que: $I_{E1} \approx I_{E2} + I_{E3} = I_S \cdot e^{V_{BE2}/V_T} + I_S \cdot e^{V_{BE3}/V_T}$, donde $V_{BE3} = V_{BE2} - V_{AGC}$

Sustituyendo V_{BE2} y operando, la relación entre las componentes de continua

$$I_{E1} \text{ e } I_{E3} \text{ y } V_{AGC} \text{ es: } I_{E1} \approx I_S \cdot e^{(V_{BE3} + V_{AGC})/V_T} + I_S \cdot e^{V_{BE3}/V_T} = I_{E3} (1 + e^{V_{AGC}/V_T}) \quad (60)$$

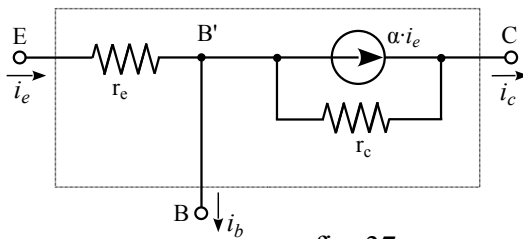


fig. 37

Para el análisis de AC, se representará al BJT mediante el modelo físico en T simplificado de la fig. 37. Desde el emisor se ve un diodo polarizado directamente, cuya resistencia dinámica se desprende de la ecuación de Shockley:

$$r_e \approx \frac{V_T}{I_E} \quad (61)$$

El generador $\alpha \cdot i_e$ representa la parte de la corriente de emisor que llega al colector y r_c es la resistencia dinámica de la unión de colector polarizada inversamente. Despreciando el efecto de r_c por ser ésta muy grande, se obtiene el

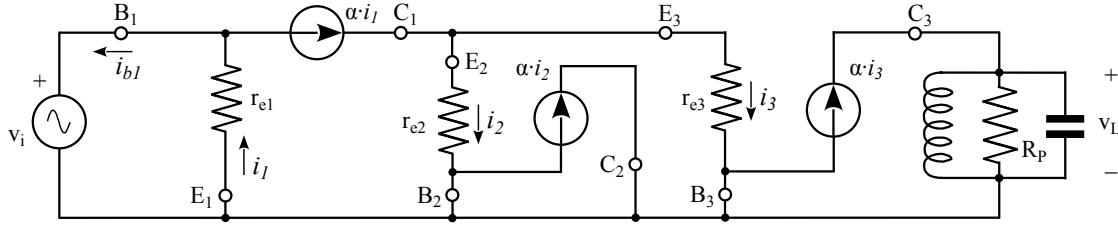


fig. 38

circuito equivalente de pequeña señal de la fig. 38. Aplicando Kirchhoff, se obtiene que:

$$\begin{aligned} r_{e2} \cdot i_2 &= r_{e3} \cdot i_3 \Rightarrow i_2 = i_3 (r_{e3} / r_{e2}) \\ \alpha \cdot i_1 &= i_2 + i_3 \Rightarrow i_1 = (i_2 + i_3) / \alpha \end{aligned}$$

Planteando que $A_v = v_L / v_i$ y sustituyendo en esa expresión las igualdades

anteriores, $v_L = \alpha \cdot i_3 \cdot R_P \Rightarrow A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{-\alpha \cdot i_3 \cdot R_P}{r_{e1} \cdot i_1} = \frac{-\alpha^2 \cdot i_3 \cdot R_P}{r_{e1} (i_2 + i_3)} = \frac{-\alpha^2 \cdot r_{e2} \cdot R_P}{r_{e1} (r_{e2} + r_{e3})}$

se obtiene: $v_i = -r_{e1} \cdot i_1$

Sustituyendo en la última expresión las resistencias dinámicas de emisor r_{ei} por la ec. (61) y operando:

$$A_v = \frac{-\alpha^2 \cdot I_{E3} \cdot R_P}{V_T}$$

Sustituyendo I_{E3} por la

ec. (60) y como a su vez $A_v = \frac{-\alpha^2 \cdot I_{E1} \cdot R_P}{V_T (1 + e^{V_{AGC}/V_T})} = -\alpha^2 \cdot \frac{R_P}{r_{e1}} \cdot \frac{1}{1 + e^{V_{AGC}/V_T}} \quad (62)$

por ec. (61) $r_{e1} = V_T / I_{E1}$

La curva de la fig. 39 representa la variación de $|A_v|$ en función de V_{AGC} , el módulo de A_v varía teóricamente entre 0 y casi R_P / r_{e1} . En la práctica, el margen de ajuste puede alcanzar unos 40 dB.

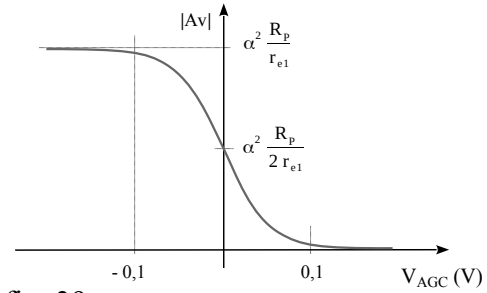


fig. 39

18.7 Consideraciones constructivas

Los amplificadores de RF requieren una construcción cuidadosa que incluya:

- Conexiones lo más cortas posible, a fin de disminuir las capacidades e inductancias parásitas.
- Un plano de masa que provea una superficie equipotencial a 0 Volts
- Una o varias alimentaciones cuidadosamente desacopladas, sobre todo cuando

se trate de un amplificador de alta ganancia que comprenda varias etapas (minimización del efecto de impedancia común en la fuente de alimentación)

- Eventualmente, blindajes entre las etapas (y a veces entre entrada y salida de la misma etapa) para minimizar los riesgos de inestabilidad.
- Inductores blindados y que, en la medida de lo posible, estén montados con sus ejes dispuestos perpendicularmente.

La construcción de los circuitos resonantes depende de la frecuencia de trabajo, para $f < 500$ MHz se utilizan circuitos de constantes concentradas y para las frecuencias superiores circuitos de constantes distribuidas.

Bibliografía

- John D. Ryder, Electrónica – Fundamentos y Aplicaciones
Everitt y Anner, Ingeniería de Comunicaciones
Frederick E. Terman, Ingeniería Electrónica y de Radio
André Pacaud, Électronique Radiofréquence
Paul M. Chirlian, Análisis y Diseño de Circuitos Electrónicos
Joseph M. Pettit, Electronic Amplifier Circuits – Theory and Design
Texas Instruments, Circuit Design for Audio, AM/FM, and TV
F. Langford-Smith, RCA - Radiotron Designer's Handbook
Roger R. Webster, How to Design I-F Transistor Transformers – Electronics, August 1955
Roy Hejhall, RF Small Signal Design using Two-Port Parameters – Motorola AN215A
Roy Hejhall, Field Effect Transistor RF Amplifier Design Techniques – Motorola AN423
J. Willis, Amplifier Performance in Terms of Two-port Parameters – Int.J.Elect. Engin.Educ. 1998
Arthur Stern, Stability and Power Gain of Tuned Amplifiers – Proceedings of the IRE, March 1957
W. Sansen, Distortion in Elementary Transistor Circuits – IEEE Tran. Circ. and Sys., March 1999
J.P. Grosjean, A high Performance FM Tuner Utilizing a Grounded-Gate FET RF Amplifier – IEEE Transactions on Broadcast. and TV Receivers., August 1971
George Howe, Coupling and coupling coefficients – Wireless Engineer, September 1932
C.C.Cheng, Neutralization and Unilateralization -IRE Transactions on Circuit Theory, June 1955
J.R.James, Analysis of the Transistor Cascode Configuration – Electronic Engineering, Jan. 1960
F. Sauerland y W. Blum, Ceramic IF filters for consumer products – IEEE Spectrum, Nov. 1968
muRata, Ceramic Filter Application Manual
Motorola, An Integrated Circuit RF-IF Amplifier – Integrated Circuit Data Book 1968