



Unidad temática 3:

AMPLIFICADORES DE RF DE PEQUEÑA SEÑAL

Profesor: Ing. Santiago Andrés Verne.

J.T.P.: Ing. Isidoro Pablo Perez.

Ay. Diplomado: Ing. Carlos Díaz.

Ay. Diplomado: Ing. Alejandro Giordana.

INTRODUCCIÓN

Las características de los amplificadores sintonizados (también conocidos como amplificadores selectivos o pasa-banda), son una consecuencia de las exigencias que impone el campo de utilización, como por ejemplo, el de las comunicaciones.

Un sistema de comunicaciones, básicamente, está representado por tres elementos: un transmisor, un receptor y un medio que los une (cable coaxial, fibra óptica, atmósfera, etc.).

Desde la perspectiva de un receptor de comunicaciones, que utilice a la atmósfera como medio de comunicación (por ejemplo emisiones de radiodifusión), éste deberá poder “discriminar“, entre varios transmisores (proceso de “sintonía”). Asimismo deberá ser “selectivo”, que tiene que ver con el “ancho de banda”, y representa la capacidad de información que el receptor puede procesar. Por último, un concepto asociado con la amplificación (ganancia) es la “sensibilidad”, que determina cuál es la mínima señal de entrada útil que un amplificador puede resolver.

Con el propósito de disminuir la atenuación de la señal transmitida, que se produce durante su propagación en el medio y que aumenta con la distancia que separa al receptor del transmisor, que garantice además que las dimensiones físicas de las antenas transmisoras sean practicable, se procede con un proceso de modulación.

La modulación, básicamente consiste en trasladar la información a comunicar a un rango de frecuencias más elevado, modificando por ejemplo, la amplitud (AM) o la frecuencia o fase (FM) de una señal “portadora”, cuya frecuencia es mucho más elevada que la máxima frecuencia de la señal a informar llamada “moduladora”.

El rendimiento de la antena depende de su dimensión física, la que usualmente es de un cuarto de la longitud de onda de la señal a transmitir para un rendimiento aceptable. Luego:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad [m] \quad y \quad c = 3 \times 10^8 \quad \left[\frac{m}{s} \right]$$

Si se deseara transmitir, por ejemplo, una señal de voz con $f = 10 \text{ kHz}$:

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{10^4} = 3 \times 10^4 \text{ m}$$

En tal caso, una antena de cuarto de onda, debería medir 7500 metros, lo cuál lo hace impracticable. En cambio, si se transmitiera esa misma información, modulando una portadora de la banda de AM (550-1650 kHz.), por ejemplo de 790 kHz, la antena sería aproximadamente de 90 metros. En este caso, quedan claros los beneficios de la modulación en la transmisión de información.

Por efecto de la modulación, los amplificadores sintonizados trabajan a frecuencias mucho más elevadas que la máxima de audio, y esto marca una particularidad para el análisis.

Como ejemplo, damos los siguientes datos:

Modulación de AM (en emisoras conocidas locales) $f_0 = 550 \text{ a } 1650 \text{ kHz}$ (portadora)

Modulación de FM (en emisoras comerciales): $f_0 = 88 \text{ a } 108 \text{ MHz}$ (portadora)

Una típica aplicación, se verifica en un receptor de RF, cuyo diagrama en bloques se muestra en la Fig. N° 1.

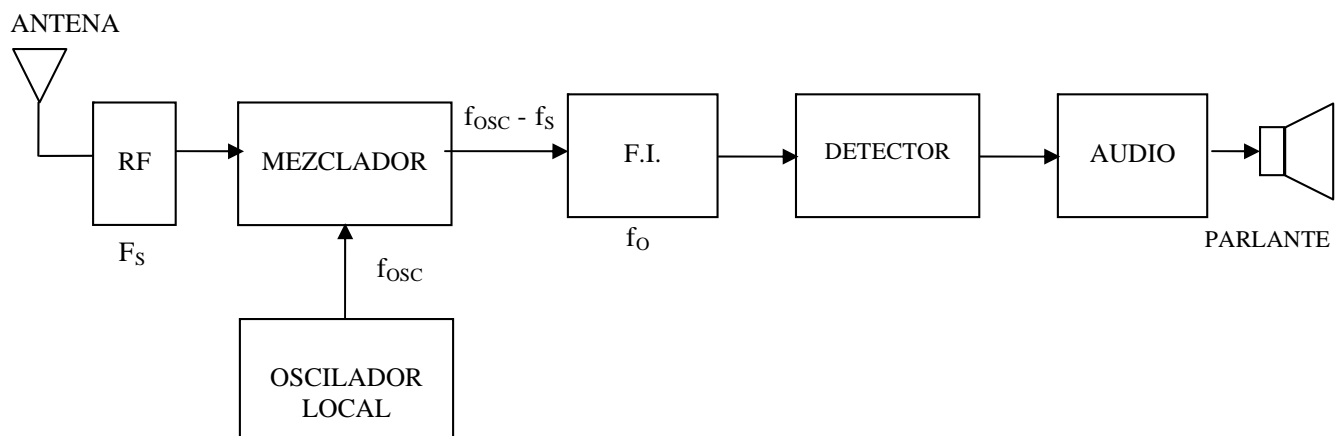


Fig. N° 1

El que determina las características destacables de un receptor, tales como “**sensibilidad**” y “**selectividad**”, es el bloque marcado como FI (etapa de frecuencia intermedia), implementado con amplificadores sintonizados de pequeña señal.

La etapa de FI, está sintonizada a una única frecuencia (f_o), de manera tal que cualquiera sea la emisora sintonizada, por efecto del mezclado de las frecuencias f_s (frecuencia de señal) y f_{osc} (frecuencia de oscilador), se obtiene la (f_o) como diferencia:

$$FI = f_{osc} - f_s$$

que está estandarizada, según sea el tipo de emisión. Por ejemplo:

Receptor de AM:	(sintonía FI) $f_o = 455$ kHz (selectividad, ancho de banda) $\Delta f = 6$ kHz
Receptor de FM:	(sintonía FI) $f_o = 10,7$ MHz (selectividad, ancho de banda) $\Delta f = 200$ kHz Portadora del orden de los 90 MHz
Receptor de TV:	(sintonía FI) $f_o = 45$ MHz (selectividad, ancho de banda) $\Delta f = 6$ MHz

Estos amplificadores manejan señales que, en comparación con los valores de polarización, son pequeñas. Esto permite utilizar circuitos equivalentes incrementales y ecuaciones lineales para su solución.

La respuesta espectral de amplitud del amplificador, como consecuencia de la selectividad, debe presentar una ganancia constante entre dos frecuencias: una inferior ($f_{mín}$) y otra superior ($f_{máx}$), que deben equidistar de una frecuencia central f_o .

De modo que:

$$f_{max} - f_{min} = \Delta f \quad \text{ancho de banda}$$

$$\text{la relación } \frac{f_o}{\Delta f} > 1$$

Una de las diferencias con los amplificadores de pequeña señal hasta ahora estudiados, es el tipo de carga. Al ser implementadas con circuitos sintonizados resonantes, permiten obtener características de amplitud como las anteriormente puntualizadas, cuya respuesta de amplitud y fase se muestran en las figuras siguientes:

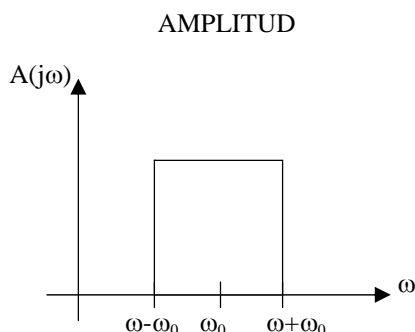


Fig. N° 2

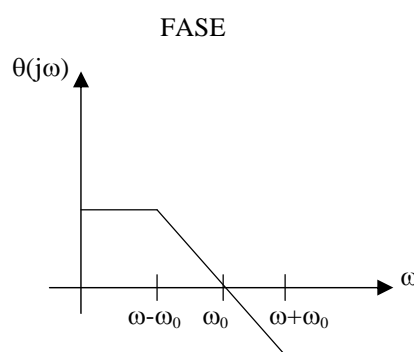


Fig. N° 3

Se cumple que dentro de la banda pasante (entre $\omega_0 - \omega$ y $\omega_0 + \omega$):

$$|A_v(j\omega)| = \text{constante}$$

$$\theta(\omega) = k \cdot \omega \text{ (lineal)}$$

Etapa amplificadora simple sintonizada.

Una etapa amplificadora simple sintonizada es como la que se muestra en la Figura N° 4.

En primera instancia, plantearemos las hipótesis del análisis. Supondremos un dispositivo unilateral, es decir sin realimentación interna; entonces el único camino de la señal sólo se verifica desde la entrada hacia la salida. Asimismo supondremos que el dispositivo “no carga” al circuito resonante y que, por lo tanto, la resistencia de salida del dispositivo es infinita.

En realidad, tanto el inductor como el condensador, distan de ser ideales. Es decir, que tienen pérdidas. Como las más importantes son las concernientes a las del inductor; se pueden considerar despreciables los efectos de pérdidas debidos al condensador.

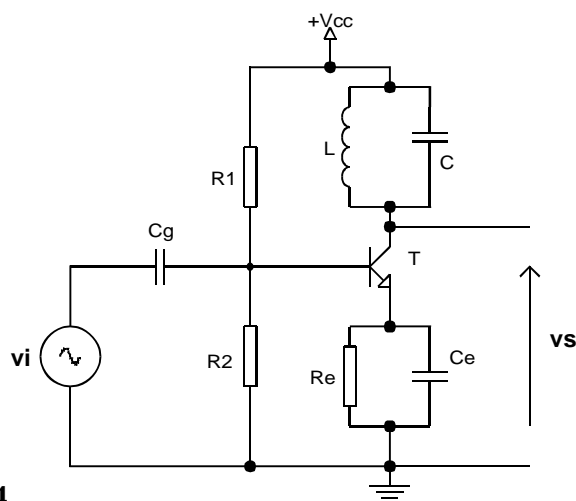


Fig. N° 4

Las pérdidas del inductor la representamos como una resistencia en serie (Fig. N° 5), considerando a éste como un *circuito resonante serie*. Pero, por una cuestión de conveniencia para el análisis, vamos a trabajar generalmente con un circuito equivalente, el *circuito resonante paralelo* (Fig. N° 6):

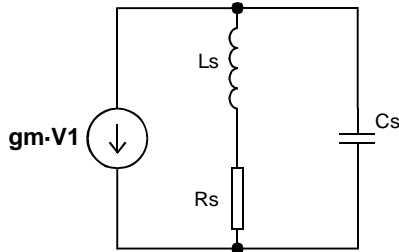


Fig. N° 5

≈

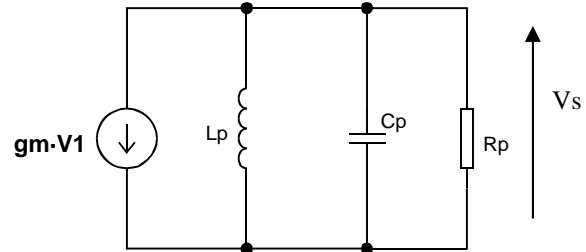


Fig. N° 6

Podemos plantear:

$$v_s = -g_m v_1 \frac{1}{\left(s C_p + \frac{1}{s L_p} + \frac{1}{R_p} \right)} \quad ; \quad A_v(s) = \frac{v_s}{v_1} = -\frac{g_m}{C_p} \frac{s}{\left(s^2 + s \frac{1}{C_p R_p} + \frac{1}{L_p C_p} \right)}$$

llamamos

$$2\alpha = \frac{1}{C_p R_p} \quad ; \quad \omega_o^2 = \frac{1}{L_p C_p} \quad \Rightarrow \quad A_v(s) = -\frac{g_m}{C_p} \frac{s}{\left(s^2 + s 2\alpha + \omega_o^2 \right)}$$

Esta transferencia tiene un cero en $S = 0$ (el inductor es un cortocircuito para $f = 0$), y tiene dos polos complejos conjugados:

$$\begin{aligned} s_1 &= -\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \omega_o^2} \\ s_2 &= -\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \omega_o^2} \\ s_1 &= -\alpha + j\sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2} = -\alpha + j\beta \\ s_2 &= -\alpha - j\sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2} = -\alpha - j\beta \\ \text{donde} \quad \beta &= \sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2} \end{aligned}$$

Normalmente, se cumple que $\alpha \ll \omega$, como se verá a continuación. En la Fig. N° 7 se muestra la distribución de singularidades.

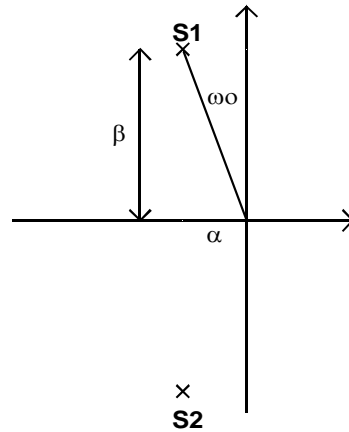


Fig. N° 7

Aproximación de banda estrecha

Hemos expresado que $\alpha \ll \omega$, veamos esto en un ejemplo, con valores reales:

$$L = 5 \mu \text{Hy} ; C = 50 \text{ pF} , R_p = 30 \text{ K}\Omega$$

$$\alpha = \frac{1}{2.30 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-12}} \cong 300.000$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{5 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-12}}} \cong 63.000.000$$

Como puede observarse en el ejemplo, $\omega_0 \cong 200\alpha$. En la fig.7, la magnitud de α está magnificada; en realidad, s_1 y s_2 están prácticamente sobre el eje de ordenadas. Asimismo, en un régimen normal de trabajo, f_0 (ω_0) es mucho mayor que cero y se puede aproximar, de manera que $s - s_2 \cong 2s$.

Para excitación sinusoidal y régimen permanente, escribimos:

$$A_v(j\omega) = \frac{-g_m}{C_p} \frac{j\omega}{(j\omega - s_1)(j\omega - s_2)} \cong \frac{-g_m}{C_p} \frac{j\omega}{(j\omega - s_1)2j\omega} = \frac{-g_m}{2C_p} \frac{1}{(j\omega - s_1)}$$

$$\Rightarrow \boxed{A_v(j\omega) \cong \frac{-g_m}{2C_p} \frac{1}{(j\omega - s_1)}}$$

Como conclusión, podemos decir que, por la aplicación de la “**aproximación de banda estrecha**”, se logra transformar una transferencia de un cero y dos polos, en una de un solo polo, lo cual facilita el análisis.

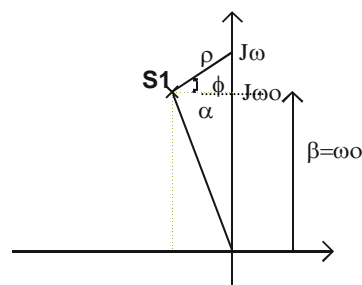


Fig. N° 8

Por ser un amplificador, nos interesa conocer la ganancia en el centro de su banda pasante y en los extremos de dicha banda. A partir de la Fig. N° 8, para el centro de banda ($\omega = \omega_0$), se puede escribir:

$$\left. \begin{array}{l} \omega = \omega_0 \\ \alpha \ll \omega_0 \end{array} \right\} \Rightarrow s_1 = -\alpha + j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \cong -\alpha + j\omega_0$$

$$\rho = j\omega_0 - s_1 \cong j\omega_0 + \alpha - j\omega_0 = \alpha \Rightarrow \rho \cong \alpha \quad (\omega = \omega_0)$$

la ganancia en el centro de banda será:

$$A_v(j\omega_0) = \frac{-g_m}{2C_p} \frac{1}{\alpha} = -\frac{g_m}{C_p} \frac{1}{R_p C_p} = -g_m R_p$$

$$\Rightarrow \boxed{A_v(j\omega_0) = -g_m R_p}$$

El comportamiento del circuito sintonizado a la frecuencia de resonancia f_0 es resistivo puro. Esto es así puesto que, la reactancia inductiva es igual a la reactancia capacitiva, entonces:

$$X_L = X_C \Rightarrow Z_p = R_p + X_L - X_C = R_p$$

Por otra parte, se define como frecuencia de extremo de banda (frecuencia cuadrantal superior o inferior), a aquella para la cual la ganancia de tensión disminuye a 0.707 del valor máximo (-3dB de potencia o mitad de potencia, comparada con la del centro de banda). Luego, si para el centro $\rho = \alpha$, en los extremos su valor será :

$$\rho = \sqrt{2} \alpha \quad \therefore$$

$$A_v(j\omega)_{3db} = -\frac{g_m}{2C_p} \frac{1}{\sqrt{2} \alpha} = -\frac{g_m R_p}{\sqrt{2}} = 0.707 A_v(j\omega_0)$$

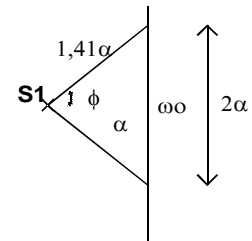


Fig. N° 9

De la figura anterior, el ancho de banda, $BW = 2\alpha$, resulta:

$$\boxed{\text{ancho de banda } B\omega = \frac{1}{R_p C_p}}$$

Definimos un “Factor de Mérito” como la relación entre la frecuencia central (o pulsación) y el ancho de banda, y lo llamamos “Q”. Cuanto más selectivo sea el circuito, mayor será el valor de Q. También, cuanto más selectivo, mayor será el valor de R_p o, lo que es equivalente, menor será R_s \therefore mejor será el inductor.

$$\left. \begin{array}{l} Q = \frac{\omega_0}{BW} = \frac{\omega_0}{\frac{1}{R_p C_p}} = \omega_0 R_p C_p \\ \omega_0^2 = \frac{1}{L_p C_p} \end{array} \right\} Q = \frac{R_p}{\omega_0 L_p}$$

Equivalencia entre circuito resonante serie y paralelo

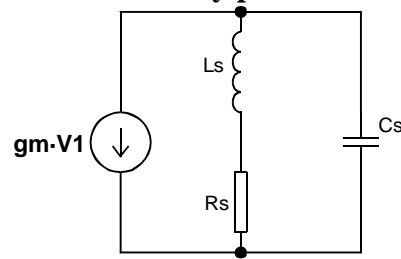


Fig. N° 10

Supondremos que la resistencia de salida del dispositivo es $R_o = \infty$

$$v_s = -g_m v_1 \frac{1}{Y_s} \quad ; \quad Y(s) = sC_s + \frac{1}{sL_s + R_s}$$

$$Y(s) = \frac{s^2 C_s L_s + s C_s R_s + 1}{s L_s + R_s} \quad \therefore \quad v_s(s) = -g_m v_1 \left(\frac{s L_s + R_s}{s^2 C_s L_s + s C_s R_s + 1} \right)$$

$$v_s = -\frac{g_m v_1}{C_s L_s} \frac{s L_s \left(1 + \frac{R_s}{s L_s} \right)}{\left(s^2 + s \frac{R_s}{L_s} + \frac{1}{C_s L_s} \right)} \quad \text{si } \omega_o^2 = \frac{1}{C_s L_s} \quad \text{y} \quad 2\alpha = \frac{R_s}{L_s}$$

En una situación real de trabajo, la relación $R_s / s L_s$ es mucho menor que la unidad. Veamos un ejemplo:

$$R_s = 2.8 \, \Omega ; L_s = 5 \, \mu \text{H}_y ; f_o = 10.7 \text{ MHz}$$

$$\frac{R_s}{\omega_o L_s} = \frac{2.8}{6.28 \cdot 10.7 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 0.0083 \ll 1$$

luego escribimos

$$v_s = -\frac{g_m v_1}{C_s} \frac{s}{s^2 + 2\alpha s + \omega_o^2} \Rightarrow Av(s) = -\frac{g_m}{C_s} \frac{s}{s^2 + 2\alpha s + \omega_o^2}$$

Teniendo presentes las ecuaciones de transferencia resueltas para el circuito paralelo y para el circuito serie:

$$Av(s) = -\frac{g_m}{C_p} \frac{s}{(s^2 + s 2\alpha + \omega_o^2)} \quad Av(s) = -\frac{g_m}{C_s} \frac{s}{s^2 + 2\alpha s + \omega_o^2}$$

Para que sean equivalentes debe cumplirse que:

$$C_s = C_p = C \quad ; \quad \frac{1}{C_s L_s} = \frac{1}{C_p L_p} \Rightarrow L_s = L_p = L \quad \text{y} \quad \frac{R_s}{L_s} = \frac{1}{C_p R_p} \Rightarrow R_p = \frac{L}{C R_s}$$

La resistencia de pérdidas del inductor (R_s) se transforma en un equivalente paralelo R_p . De observar la expresión de equivalencia, surge que a menores pérdidas, mayor será la R_p y, por ende, mayores serán $Q = R_p / \omega_o \cdot L_p$ y la ganancia $Av = -g_m \cdot R_p$

Consideramos la “aproximación de banda estrecha” (α pequeño) y escribimos:

$$A_v(j\omega) = -\frac{g_m}{2C} \frac{1}{(j\omega - s_1)} \quad \text{para } \omega = \omega_o$$

$$s_1 = -\alpha + j\sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2} = -\alpha + j\omega_o \quad (\alpha \ll \omega_o)$$

$$A_v(j\omega_o) = -\frac{g_m}{2C} \frac{1}{(j\omega_o + \alpha - j\omega_o)} = -\frac{g_m}{2C\alpha} = -\frac{g_m}{C} \frac{1}{\frac{R_s}{L_s}} = -\frac{g_m}{C} \frac{1}{\frac{L_s}{C_s R_p}} = -g_m R_p$$

$$\Rightarrow \boxed{A_v(j\omega_o) = -g_m R_p}$$

La ganancia de -3 dB será:

$$\rho = \sqrt{2} \alpha$$

$$BW_s = 2\alpha = \frac{R_s}{L} = \frac{1}{L} \frac{L}{C R_p} = \frac{1}{C R_p} = BW_p$$

$$Q_s = \frac{\omega_o}{BW} = \frac{\omega_o}{\frac{R_s}{L}} = \frac{\omega_o L}{R_s} \quad \left(\frac{\text{reactancia inductiva}}{\text{resistencia ohmica}} \right)$$

En síntesis:

$$\text{ancho de banda serie } BW_s = \frac{R_s}{L} = \frac{1}{L C R_p} = BW_p \text{ ancho de banda paralelo}$$

$$Q_p = \omega_o C R_p = \frac{R_p}{\omega_o L} = \frac{\omega_o L}{R_s} = \frac{1}{\omega_o C_s R_s} = Q_s$$

Q_d descargado, Q_c cargado

El factor de mérito Q sólo tiene en cuenta las pérdidas del inductor y se llama Q *descargado* (Q_d), queda determinado por la resistencia en serie con el inductor R_s, cuya equivalencia es la R_p a través de la expresión:

$$R_p = \frac{L}{C R_s}$$

En la que se ve claramente que si el inductor fuese ideal, entonces R_s = 0 y por ende R_p = ∞, esto determinaría que el Q_d también fuese infinito. En la práctica, es posible obtener Q_d > 100, y el objetivo en la fabricación del inductor es que $\omega L \gg R_s$.

Sin embargo, cuando el circuito sintonizado forma parte de una etapa amplificadora, es “cargado” con la resistencia del dispositivo y la de carga o entrada de la etapa posterior, por lo tanto ya deja de tener validez el Q descargado (Q_d) y se utiliza el Q cargado (Q_c), que es el valor de real de Q. Desde luego, el Q_c es de menor valor que el Q_d y es el que fija el verdadero ancho de banda de la etapa.

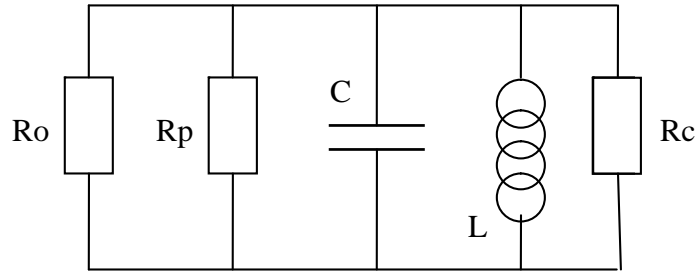


Fig. N° 11.

De la figura surge:

$$Q_c = \omega_o C R \Rightarrow R = R_o // R_p // R_c$$

y el ancho de banda será:

$$Q_c = \frac{\omega_o}{B \omega} \Rightarrow BW = \frac{\omega_o}{Q_c}$$

Expresión de la ganancia en función del ancho de banda

Escribimos la expresión de la ganancia para excitación sinusoidal y aplicando la aproximación de banda estrecha:

$$A_v(j\omega) = -\frac{g_m}{2C} \frac{1}{(j\omega - s_1)}$$

Admitiendo que $\omega_o \gg \alpha$

$$s_1 = -\alpha + j\sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2} = -\alpha + j\omega_o$$

$$A_v(j\omega) = -\frac{g_m}{2C} \frac{1}{(j\omega + \alpha - j\omega_o)} = -\frac{g_m}{2C} \frac{1}{[j(\omega - \omega_o) + \alpha]} = -\frac{g_m}{2C\alpha} \frac{1}{\left[1 + j\frac{(\omega - \omega_o)}{\alpha}\right]}$$

$$A_v(j\omega) = -g_m R \frac{1}{\left[1 + j\frac{(\omega - \omega_o)}{\alpha}\right]} = \frac{A_v(j\omega_o)}{\left[1 + j\frac{(\omega - \omega_o)}{\alpha}\right]}$$

Vamos a definir un ancho de banda genérico como se muestra en la Figura N° 12:

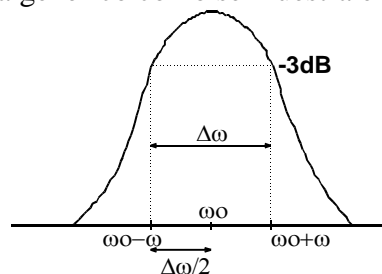


Fig. N° 12

$$\Delta\omega = 2(\omega - \omega_o) \Rightarrow (\omega - \omega_o) = \frac{\Delta\omega}{2}$$

esto representa la excursión de la frecuencia de la señal alrededor de la frecuencia central

$$A_v(j\omega) = \frac{A_v(j\omega_o)}{1 + j \frac{\Delta\omega}{2\alpha}} = \frac{A_v(j\omega_o)}{1 + j \frac{\Delta\omega}{BW_{-3db}}}$$

El módulo de la ganancia de -3 db, se da cuando $\Delta\omega = BW_{3db}$ y, en este caso, el denominador pasa a valer $2^{1/2}$

$$|A_v(j\omega)|_{3db} = \frac{|A_v(j\omega_o)|}{\sqrt{2}}$$

Dos o más etapas amplificadoras

Normalmente, un amplificador tiene más de un circuito sintonizado; el caso más simple lo representan dos circuitos, uno en la entrada y otro en la salida:

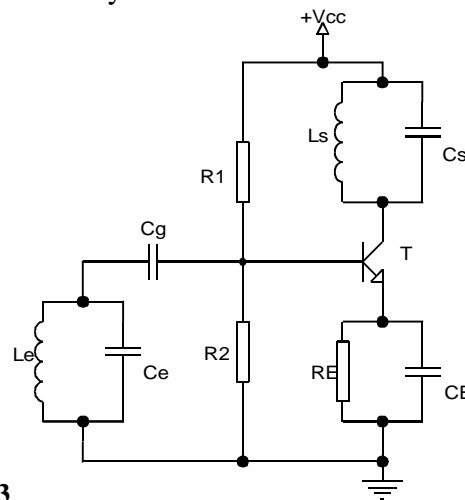


Fig. N° 13

En el caso de la figura, si consideramos la aproximación de banda estrecha, se tendrán en cuenta sólo dos polos: el de la entrada S_e y el de la salida S_s , y podrían presentarse las posibilidades que se muestran en las siguientes figuras:

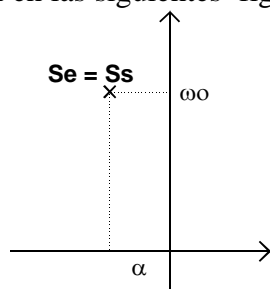


Fig. N° 14

Sintonía sincrónica.

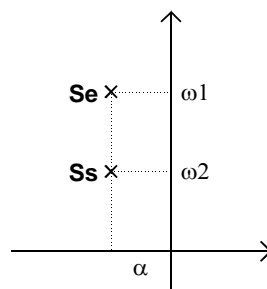


Fig. N° 15

Sintonía escalonada

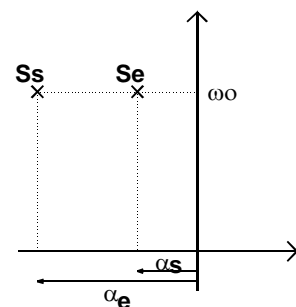


Fig. N° 16

Sintonía polo dominante

Para las distintas sintonías se cumple que:

- *Sincrónica*: iguales ω_o y α para los circuitos resonantes de entrada y de salida.
- *Escalonada*: iguales α y distinta ω_o para entrada y salida.
- *Polo dominante*: iguales ω_o y distintas α (separadas al menos una década entre sí) para entrada y salida.

Ganancia en función del ancho de banda para n etapas y sintonía sincrónica

$$|A_v(j\omega)|_n = \frac{|A_v(j\omega_o)|^n}{\left[1 + \left(\frac{\Delta\omega}{BW_{3dB}}\right)^2\right]^{\frac{n}{2}}}$$

Cuando se verifica que son “n” las etapas amplificadoras, se puede generalizar la expresión de una etapa y escribimos:

Cuando el denominador de la expresión anterior tome el valor de $2^{1/2}$, se verifica la ganancia de extremo de banda, luego:

$$\left[1 + \left(\frac{\Delta\omega}{BW_{3dB}}\right)^2\right]^{\frac{n}{2}} = 2^{\frac{1}{2}} \Rightarrow \left[1 + \left(\frac{\Delta\omega}{BW_{3dB}}\right)^2\right]^n = 2 \Rightarrow \left(\frac{\Delta\omega}{BW_{3dB}}\right)^2 = 2^{\frac{1}{n}} - 1$$

Por lo que para sintonía sincrónica, el ancho de banda total ($\Delta\omega_T$) en función de ancho individual de cada circuito sintonizado, es:

$$(\Delta\omega)_T = \Delta\omega_i \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$$

Es común que $n = 2$, por lo que resulta:

$$\Delta\omega_T = BW_T \approx 0,64 \cdot BW_i$$

ETAPAS AMPLIFICADORAS SINTONIZADAS DE PEQUEÑA SEÑAL DE RF ANÁLISIS Y DISEÑO

Por todo lo expresado, un amplificador de RF debe ser capaz de amplificar señales en un dominio de frecuencias y rechazar las señales distintas a las del dominio especificado. Generalmente es necesario implementar circuitos sintonizados (filtros), tanto en la entrada como en la salida del dispositivo activo utilizado (transistor, circuito integrado, etc.).

Tratándose de amplificadores de pequeña señal, debe proponerse un modelo equivalente “incremental” para el análisis del dispositivo. En este caso utilizaremos cuadripolos y parámetros admitancia (Y), debido a que la mayor parte de la información de los dispositivos utilizados para el diseño se especifica precisamente con esos parámetros.

Los parámetros admitancia son fuertemente dependientes de la frecuencia y del punto de polarización; sin embargo como la variación de frecuencia es pequeña alrededor de la frecuencia central de la banda (alta selectividad), esto no representa una limitación a tener en cuenta, pero sí el punto de polarización; es por ello que el fabricante presenta sus datos para un especificado punto de funcionamiento, el cuál deberá respetarse.

Las expresiones que se obtienen permitirían encontrar resultados muy precisos; no obstante, las diferencias en la práctica son debidas a la “dispersión” en los parámetros del dispositivo utilizado, e inherentes al proceso de fabricación.

En primera instancia, el diseño de etapas de RF consiste, básicamente, en la selección adecuada del dispositivo a utilizar y, luego, en la determinación de las características de los filtros interetapas.

Los filtros interetapas pueden implementarse a través del cálculo de circuitos sintonizados LC, comúnmente llamados transformadores de doble o simple sintonía. Sin embargo, con el advenimiento de los amplificadores lineales con circuitos integrados, los circuitos electrónicos se hicieron tan pequeños que los transformadores sintonizados ocupan la mayor parte de la superficie del circuito, lo que representa un problema a la hora de su implementación; no obstante son utilizados, en virtud de la facilidad de acoplamiento y la obtención de altos valores de Q.

Se dispone de otras alternativas para los filtros pasabanda LC, son los denominados filtros cerámicos y de cristal. Son dispositivos que, utilizando por ejemplo efectos piezoeléctricos, transfieren la señal de entrada a salida con características de banda pasante. En estos filtros, tanto la sintonía como el ancho de banda quedan fijos en su construcción y son un dato que aporta el fabricante.

Lo anterior plantea que para una solución concreta, existe la posibilidad de resolverlo utilizando los filtros estándares (siempre que la sintonía y selectividad exigida concuerde con los valores comerciales que existen en el mercado), o resolverlo mediante el cálculo y construcción de transformadores sintonizados LC (para casos en los que los requerimientos sean distintos a los anteriores), con lo cual el desarrollo será diferente según sea el camino elegido.

Para el diseño hay que tener en cuenta ciertas especificaciones, principalmente: la ganancia de potencia para una determinada frecuencia de trabajo, como así también el ancho de banda, la estabilidad y el bajo ruido, entre las más importantes.

Ganancia de potencia de transductor, G_{PT}

Hasta ahora para amplificadores de pequeña señal, definíamos ganancia de tensión o corriente, dejando el concepto de potencia para los amplificadores de gran señal. En este caso, se utilizará la ganancia de potencia por comodidad y para simplificar el planteo de las ecuaciones. Esto se debe a que cuando el acoplamiento entre etapas se realiza a través de transformadores sintonizados LC, prácticamente sin pérdidas (alto Qd), las potencias del primario y secundario pueden considerarse iguales e independientes de la relación de transformación, la cual estaría presente si relacionáramos tensiones o corrientes de entrada y salida, haciendo más engorroso el análisis y las ecuaciones de diseño.

Se define, entonces, como **ganancia de potencia de transductor, G_{PT}** , a “*la relación entre la potencia que un amplificador entrega a la carga y la máxima potencia disponible de la fuente de señal*”.

$$G_{PT} = \frac{P_s}{P_{disp}}$$

Máxima potencia disponible.

Si se tiene un generador, caracterizado por una tensión a circuito abierto y una impedancia fija, teniendo presente el “teorema de máxima transferencia de potencia”, el generador entregará la máxima potencia a una carga, cuando se produce la adaptación conjugada de la impedancia del generador a la impedancia de carga.

$$Z_g = Z^* \quad (\text{el } * \text{ significa conjugado})$$

Para f_0 , y si se verifica adaptación, entonces $r_c = r_g$

$$\overline{P_s} = P_d = i_s^2 r_c = \left[\frac{v_g}{(r_g + r_c)} \right]^2 r_c = \frac{v_g^2}{4 r_g} \Rightarrow P_d = \frac{v_g^2}{4 r_g}$$

Entonces la condición de adaptación, representa la **transferencia de la máxima potencia disponible de un generador P_d** .

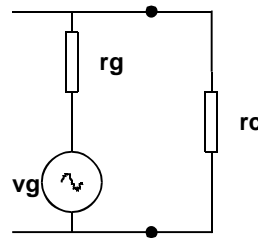


Fig. N° 17

Cuando se verifica la condición de adaptación, no sólo se transfiere la máxima potencia, sino que además se transfiere la máxima tensión, veamos:

$$V_e = \frac{v_g}{r_g + r_c'} r_c' \quad \text{si} \quad r_c' = a^2 r_c$$

$$V_s = \frac{V_e}{a} \Rightarrow V_s = \frac{v_g}{r_g + a^2 r_c} a^2 r_c \frac{1}{a}$$

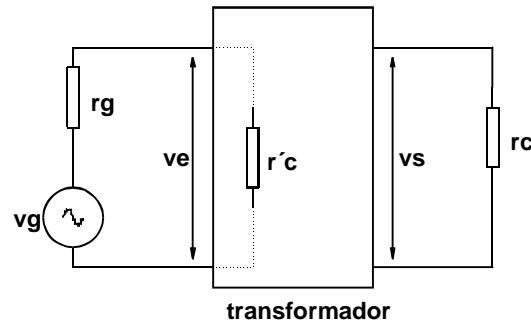


Fig. N° 18

Observando la expresión anterior, la V_s será máxima si:

$$\frac{\partial V_s}{\partial a} = 0 \Rightarrow \frac{\partial V_s}{\partial a} = \frac{v_g r_c (r_g + a^2 r_c) - (v_g r_c a) (2 r_c a)}{(r_g + a^2 r_c)^2} = 0$$

$$\text{luego} \quad v_g r_c (r_g + a^2 r_c) - (v_g r_c a) (2 r_c a) = 0$$

$$v_g r_c r_g + v_g (a^2 r_c^2) - (2 v_g r_c^2 a^2) = 0$$

$$v_g r_c r_g = v_g r_c^2 a^2 \Rightarrow r_g = a^2 r_c = r_c'$$

En síntesis, debe quedar claro que el objetivo es lograr la adaptación entre el generador y la carga, de manera de transferir la máxima potencia o, lo que es lo mismo, la máxima tensión y corriente.

Determinación de la ganancia de potencia G_{pT}

Para la determinación de la ganancia de potencia de transductor aplicaremos teoría de cuádrupolo (circuito bipuerta), y parámetros admitancia. El circuito equivalente completo de una etapa amplificadora es:

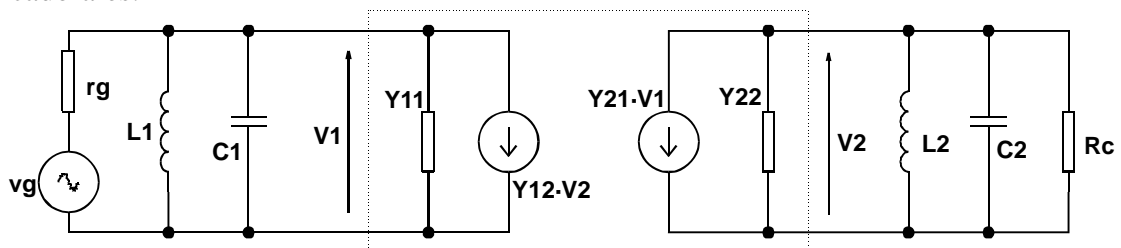


Fig. N° 19

Se puede plantear:

$$\begin{aligned} \dot{i}_1 &= y_{11} v_1 + y_{12} v_2 \\ \dot{i}_2 &= y_{12} v_1 + y_{22} v_2 \end{aligned}$$

Para el análisis admitiremos que el circuito es unilateral ($y_{12} = 0$), y que estamos en resonancia ($\omega = \omega_0$). En tales condiciones, el circuito equivalente que analizaremos se simplifica, y queda:

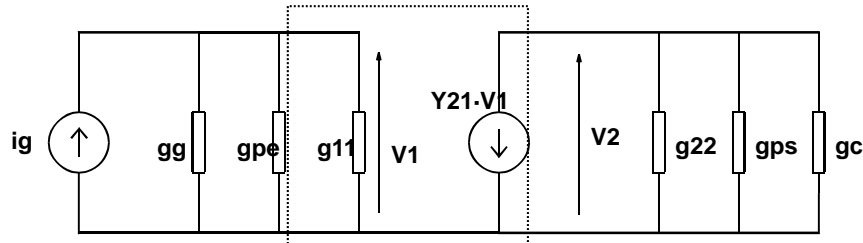


Fig. N° 20

A partir de la potencia de salida podemos llegar a la expresión de la **ganancia de potencia del transductor**. La potencia de salida es:

$$P_s = v_s g_c = \frac{|y_{21} v_1|^2}{(g_{22} + g_{ps} + g_c)^2} g_c \quad v_1 = \frac{i_g}{(g_g + g_{pe} + g_{11})}$$

$$P_s = \frac{|y_{21}|^2 i_g^2 g_c}{(g_{22} + g_{ps} + g_c)^2 (g_g + g_{pe} + g_{11})^2}$$

$$G_{pT} = \frac{P_s}{P_d} = \frac{|y_{21}|^2 i_g^2 g_c}{(g_{22} + g_{ps} + g_c)^2 (g_g + g_{pe} + g_{11})^2} \frac{1}{\frac{i_g^2}{4 g_g}}$$

∴ La ganancia de potencia del transductor es:

$$G_{pT} = \frac{|y_{21}|^2 4 g_g g_c}{(g_{22} + g_{ps} + g_c)^2 (g_g + g_{pe} + g_{11})^2}$$

Pérdidas de inserción (PI)

En una etapa amplificadora, coexisten circuitos pasivos interetapas (transformadores, filtros cerámicos, etc.) y dispositivos activos. Los pasivos, en el mejor de los casos, no introducirán pérdidas (si se lograra que generador y carga estén adaptados y con alto Qd); mientras que los activos son los que aportan la “ganancia” de la etapa.

En el diseño se intentará lograr la condición de adaptación, sin embargo como se verá más adelante, esto no siempre es posible y se producirán pérdidas en los circuitos pasivos, denominadas “Pérdidas de Inserción”.

Supongamos un circuito esquemático de ingreso de señal entre la antena y la etapa de mezclado de un receptor que, desde luego, será un circuito sintonizado (Fig.21).

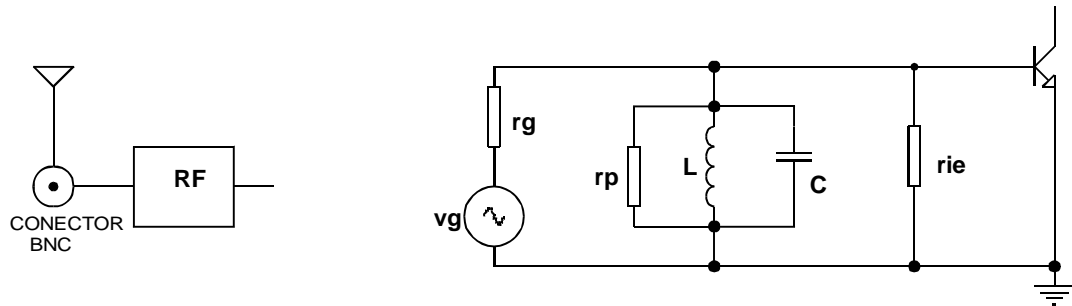


Fig. N° 21

r_p = resistencia de pérdidas del inductor.
 r_{ie} = resistencia de entrada al receptor.

Consideraremos parámetros admitancia, de los cuales tendremos en cuenta la parte real por estar trabajando en el centro de banda (resonancia). El circuito equivalente de entrada es (Fig.N° 22):

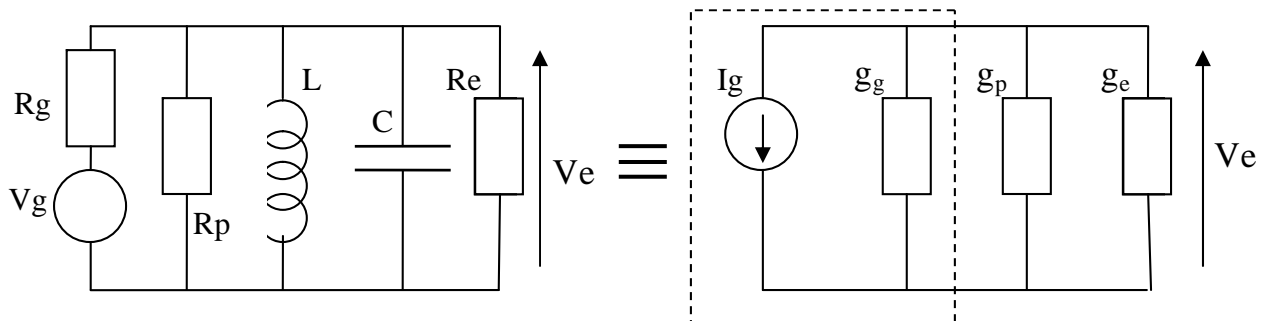


Fig. N° 22

Para calcular las pérdidas de inserción del circuito sintonizado de este ejemplo, consideraremos la relación entre la potencia a la salida del filtro y la máxima potencia disponible a la entrada del

$$P_s = v_e^2 g_e = \frac{i_g^2}{(g_g + g_p + g_e)^2} g_e \quad y \quad P_d = \frac{i_g^2}{4 g_g}$$

$$\Rightarrow PI = \frac{P_s}{P_d} = \frac{i_g^2}{(g_g + g_p + g_e)^2} \frac{g_e}{\frac{i_g^2}{4 g_g}} \quad \therefore \quad PI = \frac{4 g_g g_e}{(g_g + g_p + g_e)^2}$$

mismo:

Observando la expresión final de las pérdidas de inserción en el filtro de entrada, podemos decir que si el inductor no tuviera pérdidas ($r_p = \infty \Rightarrow g_p = 0$), y si se verificara adaptación ($g_g = g_e$) las pérdidas de inserción serían nulas ($PI = 1$ ó $PI = 0$ dB).

Este concepto se aplica también a la etapa de salida.

Maximum Available Gain (MAG)

El MAG representa un factor de mérito de un dispositivo activo en particular, y se define como la máxima ganancia de potencia teórica posible para el dispositivo en cuestión. Se obtiene considerando:

- $f = f_0$ (resonancia)

- dispositivo unilateral ($y_{12} = 0$)
- tanto la fuente de señal como la carga adaptadas (con la y_{11} e y_{22} respectivamente)
- y, sin pérdidas: $Q_d = \infty$ ($g_p = 0$)

En estas condiciones, el circuito queda:

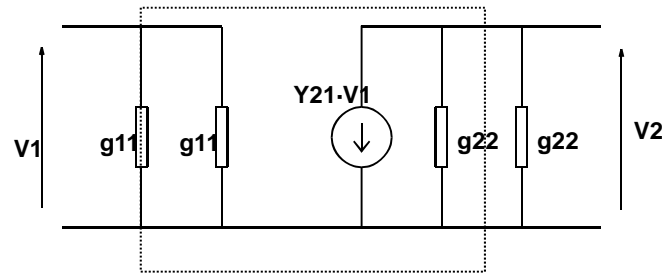


Fig. N° 23

$$P_s = v_s^2 g_{22} = \frac{|y_{21} v_1|^2}{4 g_{22}^2} g_{22} = \frac{|y_{21} v_1|^2}{4 g_{22}}$$

$$P_e = v_1^2 g_{11} \Rightarrow \boxed{MAG = \frac{P_s}{P_e} = \frac{|y_{21}|^2}{4 g_{11} g_{22}}}$$

Ahora podemos escribir de otra forma la G_{pT} , teniendo presente el factor de mérito MAG:

$$MAG = \frac{|y_{21}|^2}{4 g_{11} g_{22}} \Rightarrow |y_{21}|^2 = MAG 4 g_{11} g_{22}$$

Introduciendo este último valor en

$$G_{pT} = \frac{|y_{21}|^2 4 g_g g_c}{(g_{22} + g_{ps} + g_c)^2 (g_g + g_{pe} + g_{11})^2}$$

$$G_{pT} = \frac{MAG 4 g_{11} g_{22} 4 g_g g_c}{(g_{22} + g_{ps} + g_c)^2 (g_g + g_{pe} + g_{11})^2}$$

$$\boxed{G_{pT} = MAG \frac{4 g_{11} g_g}{(g_g + g_{pe} + g_{11})^2} \frac{4 g_{22} g_c}{(g_{22} + g_{ps} + g_c)^2}}$$

de otra manera:

$$\boxed{G_{pT} = MAG \cdot PI_E \cdot PI_S}$$

De esta forma, **la ganancia de potencia queda expresada en función del factor de mérito y de las pérdidas de inserción de los circuitos pasivos de entrada y de salida** debidas a la desadaptación y a que los inductores tienen pérdidas no nulas.

Pérdidas de inserción en etapas con filtros monolíticos

En la actualidad se diseñan etapas de radiofrecuencia utilizando filtros que pueden ser construidos a base de resonadores cerámicos o de cristal. Se los conoce como filtros de tres terminales, existiendo una gran variedad en lo que a frecuencia central y ancho de banda pasante se refiere.

Una particularidad es la impedancia con la que se los debe cargar, tanto en su puerto de entrada como en el de salida. Estos valores son proporcionados por el fabricante y es indispensable que sean respetados; de no ser así, la respuesta de los filtros será distinta a la especificada en las hojas de datos. Si las impedancias que ve el filtro a la entrada y a la salida, son de valores menores que los especificados por el fabricante, la frecuencia central se reduce y la respuesta se ondula. Por otro lado, si las impedancias que ve el filtro a la entrada y a la salida son mayores que las especificadas, la frecuencia central aumenta y la ondulación también se incrementa (banda pasante menos plana). De todas maneras el desplazamiento de la frecuencia central provocado por la desadaptación no es un problema serio. La precisión de la adaptación de impedancia depende de la performance requerida del modelo, dado que la impedancia de adaptación puede estar dentro del rango de +/- 50% de los valores especificados. En todos estos casos, además, no debe perderse de vista el incremento en las pérdidas de inserción provocado por la desadaptación.

Aparece entonces la necesidad de diseñar las etapas de radiofrecuencia, teniendo en cuenta las impedancias requeridas para cargar a los filtros utilizados. Si bien podemos adaptar los elementos activos del circuito para tal fin, ciertos dispositivos integrados utilizados como amplificadores o cargas no podrán ser adaptados. En estos casos se deberá recurrir a redes resistivas que permitan presentar al filtro las impedancias requeridas en ambos puertos.

Adaptación en los terminales del filtro

La figura 24 nos muestra como podría implementarse la adaptación con resistencias en un filtro de radiofrecuencia dado que, tal como vimos, se necesita que éste quede cargado con el valor indicado por el fabricante.

R_{ES} y R_{EP} son las resistencias en serie y en paralelo que se colocan en la entrada, R_{SS} y R_{SP} las de salida. En un circuito real, según los valores de las resistencias de carga y del generador, alguna de ellas podría anularse o hacerse infinita, pero consideraremos un caso general en el que todas están presentes y luego, en el resultado final, podrán hacerse las simplificaciones, de ser necesario.

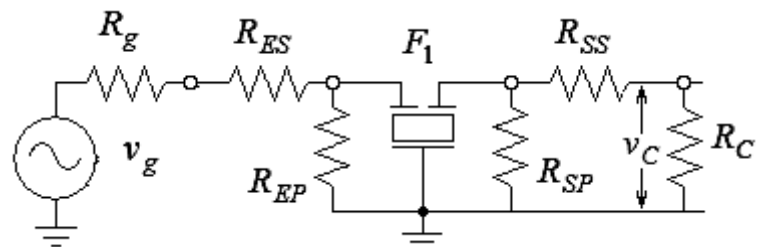


Figura 24: Circuito de adaptación del filtro

El agregado de estas resistencias traerá como consecuencia pérdidas en la señal de RF que las atraviese, por lo que deberemos cuantificarlas para poder sumarlas a las del propio filtro (dadas por el fabricante), y tener entonces las pérdidas totales asociadas con este circuito. A estas pérdidas las denominaremos P_{AD} o pérdidas por la adaptación del filtro.

Teniendo en cuenta que la potencia sobre la carga y la máxima disponible en el generador están dadas por las siguientes expresiones:

$$P_C = \frac{v_C^2}{R_C} \quad P_{disp\ gen} = \frac{v_g^2}{4R_g}$$

Las pérdidas por la adaptación del filtro quedan definidas por:

$$P_{AD} = \frac{P_C}{P_{disp\ gen}} = \frac{4 \cdot v_C^2 \cdot R_g}{v_g^2 \cdot R_C}$$

Como el análisis lo hacemos para la frecuencia central de la banda pasante del filtro, podemos considerar que existe un cortocircuito entre la entrada y salida del mismo (impedancia nula en resonancia). Si bien las pérdidas por inserción inherentes al filtro siguen existiendo aún en resonancia, éstas serán consideradas por separado.

En la Figura 25 se ve como queda el circuito teniendo en cuenta que trabajamos a la frecuencia de resonancia.

Para obtener el valor de las pérdidas por la adaptación del filtro, analizamos el circuito y calculamos tensión en la carga relacionándola con la del generador. Comenzamos planteando el valor de la tensión en los terminales del filtro.

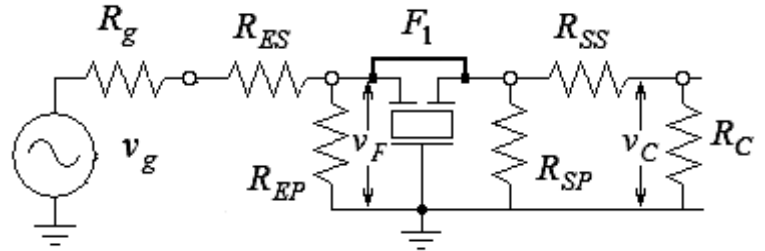


Figura 25

$$v_F = \frac{v_g \cdot [R_{EP} // R_{SP} // (R_{SS} + R_C)]}{R_g + R_{ES} + [R_{EP} // R_{SP} // (R_{SS} + R_C)]}$$

$$(R_{EP} // R_{SP}) = \frac{R_{EP} \cdot R_{SP}}{R_{EP} + R_{SP}} \Rightarrow [R_{EP} // R_{SP} // (R_{SS} + R_C)] = \frac{\left(\frac{R_{EP} \cdot R_{SP}}{R_{EP} + R_{SP}}\right) \cdot (R_{SS} + R_C)}{\left(\frac{R_{EP} \cdot R_{SP}}{R_{EP} + R_{SP}}\right) + (R_{SS} + R_C)}$$

$$[R_{EP} // R_{SP} // (R_{SS} + R_C)] = \frac{R_{EP} \cdot R_{SP} \cdot (R_{SS} + R_C)}{R_{EP} \cdot R_{SP} + (R_{SS} + R_C)(R_{EP} + R_{SP})}$$

$$v_F = \frac{v_g \cdot \frac{R_{EP} \cdot R_{SP} \cdot (R_{SS} + R_C)}{R_{EP} \cdot R_{SP} + (R_{SS} + R_C)(R_{EP} + R_{SP})}}{R_g + R_{ES} + \frac{R_{EP} \cdot R_{SP} \cdot (R_{SS} + R_C)}{R_{EP} \cdot R_{SP} + (R_{SS} + R_C)(R_{EP} + R_{SP})}}$$

$$v_F = \frac{v_g \cdot R_{EP} \cdot R_{SP} \cdot (R_{SS} + R_C)}{(R_g + R_{ES})[R_{EP} \cdot R_{SP} + (R_{SS} + R_C)(R_{EP} + R_{SP})] + R_{EP} \cdot R_{SP} \cdot (R_{SS} + R_C)}$$

Como $v_C = \frac{v_F \cdot R_C}{R_{SS} + R_C}$ nos queda:

$$v_C = \frac{v_g \cdot R_{EP} \cdot R_{SP} \cdot R_C}{(R_g + R_{ES})[R_{EP} \cdot R_{SP} + (R_{SS} + R_C)(R_{EP} + R_{SP})] + R_{EP} \cdot R_{SP} \cdot (R_{SS} + R_C)}$$

$$v_C = \frac{v_g \cdot R_C}{(R_g + R_{ES}) + \left[\frac{(R_g + R_{ES})(R_{SS} + R_C)(R_{EP} + R_{SP})}{R_{EP} \cdot R_{SP}} \right] + (R_{SS} + R_C)}$$

$$v_C = \frac{v_g \cdot R_C}{(R_g + R_{ES}) + \left[\frac{(R_g + R_{ES})(R_{SS} + R_C)}{R_{EP}} + \frac{(R_g + R_{ES})(R_{SS} + R_C)}{R_{SP}} \right] + (R_{SS} + R_C)}$$

$$v_C = \frac{v_g \cdot R_C}{(R_g + R_{ES}) + \frac{(R_g + R_{ES})(R_{SS} + R_C)}{R_{EP}} + \frac{(R_g + R_{ES})(R_{SS} + R_C)}{R_{SP}} + (R_{SS} + R_C)}$$

$$v_C = \frac{v_g \cdot R_C}{(R_g + R_{ES}) \left(1 + \frac{(R_{SS} + R_C)}{R_{EP}} \right) + (R_{SS} + R_C) \left(1 + \frac{(R_g + R_{ES})}{R_{SP}} \right)}$$

Reemplazando este valor obtenido de la tensión en la carga en la ecuación de las pérdidas por adaptación del filtro:

$$P_{AD} = \frac{P_C}{P_{dis.gen}} = \frac{4 \cdot v_C^2 \cdot R_g}{v_g^2 \cdot R_C}$$

Obtenemos:

$$P_{AD} = \frac{4 \cdot R_C \cdot R_g}{\left[(R_g + R_{ES}) \left(1 + \frac{(R_{SS} + R_C)}{R_{EP}} \right) + (R_{SS} + R_C) \left(1 + \frac{(R_g + R_{ES})}{R_{SP}} \right) \right]^2}$$

Para obtener las pérdidas totales de inserción del circuito asociado con el filtro debemos sumar estas pérdidas por adaptación a las pérdidas propias del filtro que nos brinda como dato el fabricante. De modo que obtenemos:

$$PI_{TOTAL} = PI_{FILTRO} + P_{AD}$$

Factor de estabilidad

Una de las cuestiones que no puede considerarse menor, es lo concerniente a que el amplificador no oscile, o lo que es lo mismo, que sea “estable”. Las posibilidades de oscilaciones, son debidas a que normalmente existe una realimentación interna (y_{12} distinto de cero), es decir, que el dispositivo no es unilateral. Luego, existe un acoplamiento entre entrada y salida y se puede llegar a verificar en la entrada, un valor de conductancia realimentada “negativa”, responsable de la inestabilidad del amplificador.

La **estabilidad potencial** es un factor importante en el diseño de amplificadores de RF y un método para el cálculo podría ser considerar al dispositivo, en primera instancia como unilateral y luego utilizar un llamado “**factor de estabilidad**” como verificación de que no se producirán oscilaciones.

El factor k de estabilidad de Stern, está dado por:

$$k = \frac{y_{12} y_{21}}{2(g_{11} + g_g)(g_{22} + g_c)}$$

Observando la expresión, vemos que k debería ser de pequeño valor. Queda claro que, para un dispositivo unilateral, k sería igual a cero; normalmente se toma $k = 0.2$ para garantizar estabilidad. Si no se alcanzara el valor deseado de k , una manera de lograrlo sería aumentar los valores de g_g y g_c , modificando la relación de transformación y desadaptando, con la consecuente pérdida de ganancia.

Otra manera de encarar el cálculo del amplificador, sería a través del “**factor de estabilidad**”. Seleccionar un dispositivo activo priorizando que posea $y_{12} \Rightarrow 0$, y luego determinar cuáles son los valores g_g y g_c que permitan obtener k , aceptando la ganancia de potencia resultante.

Ancho de banda intrínseco

Otro de los datos importantes a cumplir en el diseño de etapas amplificadoras sintonizadas, es el referente a la “selectividad” o ancho de banda. De manera semejante a cuando se definió un factor de mérito para la ganancia como el MAG, se define para el ancho de banda un factor de mérito denominado “ancho de banda intrínseco” (de entrada o salida), a través del cuál, frente a una selectividad pedida, se infiere si es posible cumplirlo con un dispositivo activo seleccionado.

El ancho de banda intrínseco, es el que se obtiene con la capacidad de entrada y la resistencia adaptada de entrada, ambas del dispositivo. Lo mismo se cumple para la salida.

$$BW_{ie} = \frac{1}{\frac{r_{11}}{2} C_{11}} = \frac{2 g_{11}}{C_{11}} \quad BW_{is} = \frac{1}{\frac{r_{22}}{2} C_{22}} = \frac{2 g_{22}}{C_{22}}$$

Desde luego que en circunstancias reales, tanto en la entrada como en la salida, el ancho de banda intrínseco es modificado por la resistencia del generador (en la entrada) o la resistencia de carga (en la salida) y en ambos casos por las pérdidas (R_p) de los inductores. Debe ser:

$$BW_i > BW_{dato}$$

Supongamos a modo de ejemplo, que el ancho de banda en la entrada sea dato (BW_e), se conozca el dispositivo (g_{11}), el Q_d y la capacidad de sintonía C , luego para la determinación del ancho de banda:

$$r_{eT} = r_{11} // r_p // r'_g = \frac{1}{BW_e C}$$

Siendo:

- r_{eT} : resistencia total de entrada
- r_{11} : resistencia de entrada del dispositivo
- r_p : resistencia de pérdidas del inductor
- r'_g : resistencia del generador reflejada hacia los bornes del dispositivo activo

Surge claro que $r_{eT} < r_{11}$, luego $BW_{ie} > BW_e$ y atento a que r_{11} y r_p están fijadas por la frecuencia de trabajo y el Q_d , la única resistencia variable entonces es la r'_g , de modo que modificando la relación de transformación se logrará el ancho de banda requerido BW_e .

Es muy probable, que por cumplir con el ancho de banda requerido, resulte $r_g' \neq r_{11}$, verificándose una desadaptación entre el generador y la carga, luego $PI \neq 1$, con el consecuente decrecimiento de la ganancia.

Consideraciones sobre el diseño

En general, cuando se encara la solución de un problema concreto, habrá sin dudas más de una propuesta y es improbable que pueda plantearse un único método de resolución. Lo que debe estar claramente definido es cuál será el resultado deseado, o sea, conocer El problema a resolver.

En síntesis, lo importante es expresar con precisión los datos de entrada y los de salida.

Normalmente sucederá que el número de ecuaciones para la resolución será inferior al número de incógnitas, por ende, habrá que adoptar criterios de selección para algunas de las variables.

Para el diseño de etapas amplificadoras sintonizadas utilizando transformadores sintonizados LC (no estándares), el propósito será lograr la máxima ganancia de potencia (o ganancia de transductor) definida anteriormente para un dispositivo unilateral (incondicionalmente estable) como:

$$G_{pT} = \frac{|y_{21}|^2 4 g_g g_c}{(g_{22} + g_{ps} + g_c)^2 (g_g + g_{pe} + g_{11})^2}$$

Como ya quedó expresado, la máxima ganancia se logra cuando tanto la resistencia de carga como la resistencia del generador están acopladas conjugadamente al dispositivo activo y las pérdidas son despreciables respecto a g_{11} y g_{22} o lo que es lo mismo si $Q_d \gg Q_c$ puesto que:

$$Q_d = \omega C r_p \quad y \quad Q_c = \omega C r_T \quad \therefore \frac{Q_d}{Q_c} = \frac{r_p}{r_T}$$

$$si \quad Q_d \gg Q_c \quad \Rightarrow \quad r_p \gg r_T$$

$r_{Te} = r_{11} // r_g' // r_{pe}$ (la ' indica que todo se refiere a la entrada o salida del dispositivo) luego si $Q_d \gg Q_c$ $r_{Te} = r_{11} // r_g'$ y de igual manera, $r_{Ts} = r_{22} // r_c' // r_{ps} = r_{22} // r_c'$; en lo posible se intentará hacer que r_{11} y r_{22} mucho menor que la resistencia de pérdida y que $r_g' = r_{11}$, $r_c' = r_{22}$.

En el diseño, una de las cuestiones a resolver es el ancho de banda especificado, y en el cálculo de las redes acopladoras se deberán tener en cuenta los valores de susceptancia de entrada y salida del dispositivo activo (normalmente serán capacitivos), siendo aconsejable que las capacidades del dispositivo, sean mucho menores que los capacitores de sintonía.

En una etapa, normalmente son, por lo menos dos los circuitos que aportan a la selectividad. Es muy común hacer que los anchos de banda individuales sean diferentes (a no ser que se especifique sintonía sincrónica), de forma que el circuito de menor ancho de banda determine el ancho de banda de toda la etapa; priorizando, en cambio en el de mayor ancho de banda las mínimas pérdidas. Esto último, es deseable realizarlo en la entrada, debido a que la resistencia de entrada es normalmente pequeña (en comparación con la salida) y entonces se podría obtener que la relación Q_d/Q_c sea un valor grande, o lo que es lo mismo no tener en cuenta las pérdidas en la bobina en el calculo. Esto permitiría adaptar la entrada al generador, de manera que la señal aparezca en bornes del dispositivo activo sin degradación apreciable y atendiendo a que la señal en la entrada es normalmente de muy bajo nivel; a no ser que por alguna cuestión (por ejemplo: estabilidad), se adopten pérdidas de inserción determinadas.

Siguiendo con esta línea de razonamiento, es aconsejable utilizar, siempre que sea posible, sintonía de polo dominante, haciendo que la selectividad de la salida sea mayor que el de la entrada ($\alpha_s \cong 10$)

αe). De esta manera, como se cumplirá que el $Q_d \gg Q_c$ (r_p muy grande comparada con R_g y con r_{11}), se podrá lograr la adaptación entre la fuente y la entrada del dispositivo ($rg' = r_{11}$), luego las pérdidas de inserción de la entrada serán despreciables ($P_{ie} \cong 0$ dB).

La etapa de salida entonces, será la encargada de fijar el ancho de banda de la etapa y es probable que para lograrlo se produzca desadaptación, lo cual producirá pérdidas de inserción, con la consecuente disminución de la ganancia; estas pérdidas no podrán determinar que la ganancia resultante sea menor que la pedida.

Si el criterio a utilizar es el de polo dominante y considerando pérdidas de inserción en la salida, se estará imposibilitado de obtener MAG, pese a que en la entrada $g_{Te} = 2 g_{11}$; se define un **MAG*** o **MUG (máxima ganancia útil)** igualándolo a la ganancia pedida en el proyecto, de tal manera que:

$$MUG = MAG^* = \frac{|y_{21}|^2}{4 g_{11} g_{22}^*} = G_{pT} (dato) \Rightarrow g_{22}^* = \frac{|y_{21}|^2}{4 g_{11} G_{pT} (dato)}$$

Observando la expresión anterior, debe interpretarse como que el dispositivo varía su conductancia real (g_{22}) por una nueva (g_{22}^*), que produce una disminución de la máxima ganancia. Es común que se logre el valor de g_{22}^* , introduciendo un valor de resistencia externa en paralelo con los bornes de salida del dispositivo y adaptando r_c a este nuevo valor. Otra forma es considerar la g_{22} y determinar el valor a reflejar g_c necesario para obtener $g_{TS} = 2 g_{22}^*$, que garantice la ganancia mínima exigible por el proyecto.

Cabe destacar que cuando en el diseño de la solución se opta por utilizar filtros monolíticos de cristal o cerámicos en lugar de circuitos tanque LC (fundamentalmente debido a que las actuales técnicas de producción han hecho más accesibles sus precios), las cuestiones planteadas anteriormente pierden sustentabilidad, pues el ancho de banda (Q_c), la frecuencia de sintonía y las pérdidas de inserción (relación Q_d/Q_c) se fijan en el momento de su construcción.

Retomando el concepto de MAG*, suele suceder entonces que no se especifique la ganancia de G_{pT} , sino que se exija un valor de tensión en la salida sobre una resistencia de carga R_c , a partir de un valor de tensión a la entrada. En este caso, a través de las ecuaciones del cuadripolo, se determina una expresión de la ganancia de tensión (A_v), tal que:

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11} v_1 + y_{12} v_2 = -v_1 y_g \\ i_2 &= y_{21} v_1 + y_{22} v_2 = -v_2 y_c \\ A_v &= -\frac{y_{21}}{y_1 + y_c} = -\frac{y_{21}}{g_1 + g_c} \end{aligned}$$

y se define una nueva **ganancia de operación G_{po}** , como **la relación de la potencia entregada a la carga a la potencia en el puerto de entrada del dispositivo:**

$$G_{po} = \frac{P_c}{P_e} = \frac{|v_c|^2 g_c'}{|v_e|^2 g_{11}} = \frac{|y_{21}|^2 g_c'}{|y_{22} + y_c'|^2 g_{11}} = \frac{|y_{21}|^2 g_c'}{(g_{22} + g_c')^2 g_{11}}$$

Normalmente los datos de un filtro cerámico, proveen el ancho de banda, las pérdidas de inserción y las resistencias de entrada y salida, de esta manera se puede conocer las tensiones de entrada y salida del filtro, que serán las de salida y entrada al dispositivo activo.

De esta manera si el objetivo es lograr una tensión de salida del amplificador, conocida la tensión de entrada, la ganancia total del amplificador (G_{po}) queda determinada, si se restan las pérdidas de los

filtros, da como resultado la ganancia individual por etapa. Queda claro que el desarrollo con filtros cerámicos resulta mucho más sencillo.

$$PI_{\text{filtros}} = PI_{F \text{ total}} = PI_F + PI_{dF} = PI_F + \frac{4 \cdot g_{S_F} \cdot g_{11}}{(g_{S_F} + g_{11})^2}$$

Siendo:

PI_F : pérdida de inserción propia del filtro, dada como dato por el fabricante

PI_{dF} : pérdida de inserción por desadaptación

g_{S_F} : conductancia de salida del filtro

g_{11} : conductancia de salida de la etapa que sigue al filtro, que lo carga

Circuitos adaptadores (Transformadores de impedancias).

En primera instancia se determinaran las equivalencias serie-paralelo. A partir del hecho que en un circuito serie, la variable común es la corriente y en un circuito paralelo, es la tensión, expresamos:

Serie:

$$Q_s = \frac{\text{Pot. reactiva}}{\text{Pot. activa}} = \frac{i^2 X_s}{i^2 r_s} = \frac{X_s}{r_s} \Rightarrow Q_s = \frac{\omega_o L_s}{r_s} = \frac{1}{\omega_o C_s r_s}$$

Paralelo:

$$Q_p = \frac{\frac{v_p^2}{X_p}}{\frac{v_p^2}{r_p}} = \frac{r_p}{X_p} \Rightarrow Q_p = \frac{r_p}{\omega_o L_p} = \omega_o C_p r_p$$

Si $Q_s = Q_p$ entonces se deduce que:

$$r_p = \frac{L}{C r_s}$$

$$Z_s = r_s + j\omega L \quad \text{y} \quad Z_p = \frac{r_p j\omega L_p}{r_p + j\omega L_p}$$

Trabajando con la expresión de Z_p , con el propósito de separar parte real e imaginaria, para luego igualar con la impedancia serie y encontrar de esta manera la equivalencia buscada.

$$Z_p = \frac{r_p j\omega L_p (r_p - j\omega L_p)}{(r_p + j\omega L_p)(r_p - j\omega L_p)} = \frac{r_p^2 j\omega L_p + r_p (\omega L_p)^2}{r_p^2 + (\omega L_p)^2}$$

$$r_s + j\omega L_s = \frac{r_p (\omega L_p)^2}{r_p^2 + (\omega L_p)^2} + j \frac{r_p^2 j\omega L_p}{r_p^2 + (\omega L_p)^2}$$

$$\therefore r_s = \frac{r_p}{1 + \left(\frac{r_p}{\omega L_p}\right)^2} \Rightarrow r_s = \frac{r_p}{1 + Q^2} \quad \text{si } Q > 10 \Rightarrow r_s = \frac{r_p}{Q^2}$$

Transformadores capacitivos e inductivos (circuitos resonantes con derivación)

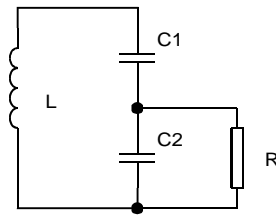


Fig. N° 26 a

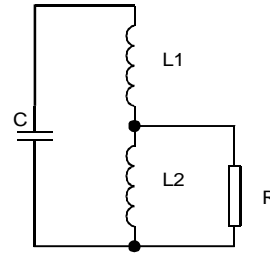


Fig. N° 26 b

En ambos circuitos se cumple que la resistencia reflejada $R' > R$ (ver también figuras 27 y 28); y además:

$$Q_c = \frac{f_0}{\Delta f} \quad n^2 = \frac{R'}{R} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

En la Fig. N° 27-c, C es la capacidad que aparece en paralelo con el inductor L, y en la Fig. N° 28-c, L es el inductor que aparece en paralelo con C:

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad L = L_1 + L_2$$

Circuito de capacidad con derivación (transformador capacitivo)

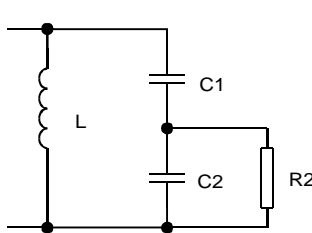


Fig. N° 27 a

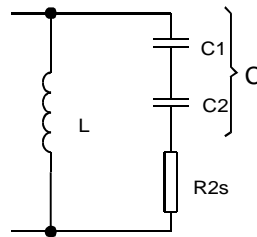


Fig. N° 27 b

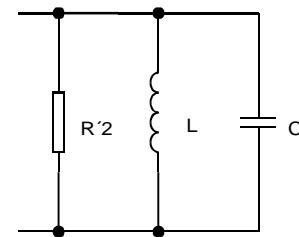


Fig. N° 27 c

$$\left. \begin{aligned} Q_p &= \omega_o C_2 R_2 \quad y \quad R_{2s} = \frac{R_2}{Q_p^2 + 1} \\ Q_c &= \frac{f_o}{\Delta f} \quad y \quad R_{2s} = \frac{R'_2}{Q_c^2 + 1} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{R_2}{Q_p^2 + 1} = \frac{R'_2}{Q_c^2 + 1}$$

$$\Rightarrow Q_p^2 = \frac{R_2}{R'_2} (Q_c^2 + 1) - 1 = \frac{1}{n^2} (Q_c^2 + 1) - 1$$

si $Q_c > 10$ podemos aproximar a:

$$Q_p = \frac{Q_c}{n}$$

$$\omega C_2 R_2 = \frac{\omega C R_2'}{n} \Rightarrow C_2 = \frac{C R_2'}{n R_2} = n C$$

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C_2}{1 + \frac{C_2}{C_1}} \Rightarrow \frac{C_2}{C_1} = \frac{C_2}{C} - 1 \quad \therefore C_1 = \frac{C_2}{\frac{C_2}{C} - 1}$$

Circuito con inductor derivador (transformador inductivo)

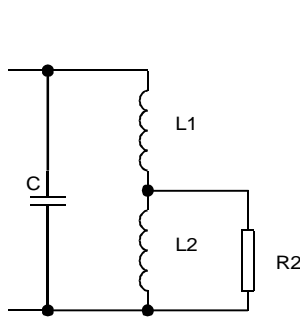


Fig. N° 28 a

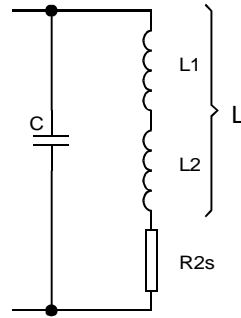


Fig. N° 28 b

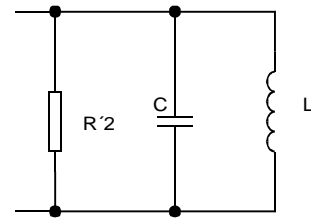


Fig. N° 28 c

De manera similar que para el transformador capacitivo, se puede demostrar:

$$Q_c = \frac{f_o}{\Delta f} \quad L = \frac{R_2'}{\omega Q_c} \quad C = \frac{1}{\omega_o^2 L}$$

$$n^2 = \frac{R_2'}{R_2} \quad (n > 1)$$

$$L = n L_2 \quad L_1 = L - L_2$$

Bibliografía:

- 1- "Circuitos Electrónicos". Ángelo, Cap. 18.
- 2- "Ingeniería Electrónica". Alley y Atwood, Cap. 8.
- 3- "Propiedades de Circuitos Elementales de Transistores". Searle y Otros, Colección SEEC, Tomo 3, Cap. 8.
- 4- "Application of the CA3028 and integrated-circuit RF amplifiers in the HF and VHF ranges". Application Note AN5337, Harris Semiconductor, May 1998
- 5- "CA3028A, CA3028B, CA3053 - Differential/Cascode amplifiers for commercial and industrial equipment from DC to 120 MHz. Harris Semiconductor, November 1996 (hojas de datos del CA3028)
- 6- "RF small signal design using two-port parameters". Application Note AN-215A. Motorola Device Data.