



Universidad Tecnológica de La Habana José Antonio Echeverría

Centro de Investigaciones en Microelectrónica

Facultad de Ingeniería en Telecomunicaciones y Electrónica

## “Amplificadores Sintonizados”

Monografía para la asignatura Electrónica Analógica II

Carrera de Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica

Autores:

Ing. Lisandra Pérez Roche (Profesor Asistente)

Dr. C. Alberto Ramón Lastres Capote (Profesor Titular)

Dr. C. Jorge Luis González Ríos (Profesor Auxiliar)

La Habana, Cuba

2023

ISBN: 978-959-261-622-6

## Contenido

Introducción.....	3
1. Circuitos selectivos de frecuencia .....	4
2. Amplificadores sintonizados .....	4
2.1. Resonancia [1, 2] .....	4
2.1.1. Resonancia en paralelo .....	5
2.1.2. Resonancia en serie .....	8
2.1.3. Factor de calidad (Q) .....	11
2.1.4. Ancho de banda .....	14
2.1.5. Aproximaciones en circuitos de alta Q.....	16
2.1.6. Breve resumen sobre el concepto resonancia .....	18
2.2. Teoría asociada a los amplificadores sintonizados .....	19
2.2.1. Filtros.....	19
2.2.2. Amplificadores sintonizados .....	20
2.2.3. Clasificación de los amplificadores sintonizados .....	24
2.2.4. Principio de funcionamiento básico .....	27
2.2.5. Inductancias reales.....	32
2.2.6. Capacidades parásitas .....	33
2.3. Amplificador Sintonizado Serie.....	34
2.3.1. Capacidades parásitas .....	37
2.4. Amplificador Sintonizado Paralelo.....	37
2.4.1. Capacidades parásitas .....	39
2.5. Amplificador Sintonizado Cascode .....	41
2.5.1. Ejemplo de diseño de un ASC.....	45
2.6. Méritos de los amplificadores sintonizados [8] .....	46
2.7. Inconvenientes de los amplificadores sintonizados [8] .....	46
Conclusiones.....	48
Referencias bibliográficas .....	51

## **Introducción**

La respuesta en frecuencia de diferentes sistemas se ha estudiado en varios temas de las asignaturas de Circuitos Eléctricos y Electrónica Analógica. Este concepto es de suma importancia para comprender los factores que determinan la estabilidad o inestabilidad de un sistema específico, sea eléctrico, mecánico, químico o biológico. Sin embargo, más allá del tema de la estabilidad se encontrará también que los términos asociados a este concepto se emplean en muchas aplicaciones de la ingeniería en telecomunicaciones y electrónica. Por ejemplo, en los sistemas de comunicaciones se necesita un subsistema que permita aprovechar al máximo el canal de comunicación para así transmitir y recibir diferentes señales ubicadas en diferentes bandas de frecuencia. Un circuito selectivo de frecuencia es un subsistema muy utilizado para desarrollar soluciones de este tipo. Ejemplos de estos tipos de circuitos son los filtros pasa banda, los amplificadores sintonizados y los circuitos PLL. La temática de filtros es ampliamente tratada en las asignaturas de Circuitos Eléctricos. El objetivo principal de esta monografía es tratar específicamente la temática de los amplificadores sintonizados como una de las aplicaciones específicas de los filtros activos y los circuitos PLL.

## **1. Circuitos selectivos de frecuencia**

Un sistema de comunicaciones básicamente está representado por tres elementos: un transmisor, un receptor y un medio que los une (cable coaxial, fibra óptica, espacio libre, etc.). Desde la perspectiva de un receptor de comunicaciones, que utilice el espacio libre 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” que representa la capacidad de información que el receptor puede procesar. Por último, un concepto asociado con estos circuitos es la “sensibilidad”, que determina cuál es la mínima señal de entrada útil que puede resolver.

## **2. Amplificadores sintonizados**

El estudio del tema de amplificadores sintonizados se llevará a cabo a partir del análisis del efecto eléctrico del concepto de resonancia, continuando con conceptos como frecuencia de resonancia, factor de calidad y ancho de banda, culminando con el estudio de los amplificadores sintonizados como aplicación de los filtros activos con circuitos resonantes.

### **2.1. Resonancia [1, 2]**

La resonancia se describirá como la condición que existe en todo sistema físico cuando una función forzada senoidal de amplitud fija produce una respuesta de amplitud máxima. Sin embargo, a menudo se habla de la resonancia como si ocurriera aun cuando la función forzada no sea senoidal. El sistema resonante puede ser eléctrico, mecánico, hidráulico, acústico o de otro tipo. Se restringe la atención, en la mayor parte de los casos, a los sistemas eléctricos, pudiendo ocurrir esta en circuitos que contienen efectos inductivos y capacitivos.

La resonancia es un fenómeno familiar. Saltar sobre las defensas de un automóvil, por ejemplo, puede causar que el vehículo tenga un movimiento oscilatorio muy grande, si los brincos se repiten con la frecuencia apropiada (alrededor de uno por segundo) y si los amortiguadores están un poco viejos. Sin embargo, si la frecuencia de los brincos aumenta o disminuye, la respuesta vibratoria del automóvil será mucho menor que antes. Una ilustración adicional se presenta en el caso de una cantante de ópera que puede romper copas de cristal por medio de una nota perfectamente emitida a la

frecuencia adecuada. En cada uno de estos ejemplos se está considerando la frecuencia como si se ajustara hasta que ocurra la resonancia; también se puede ajustar el tamaño, la forma y el material del objeto mecánico que está vibrando, aunque no sea tan fácil de conseguir de manera física. En los sistemas eléctricos son deseadas las ventajas de la resonancia para determinadas aplicaciones como ocurre en los amplificadores sintonizados que se estudiarán.

En una red eléctrica que contiene al menos un inductor y un capacitor, se define la resonancia como la condición que existe cuando la impedancia en la entrada de la red es puramente resistiva. Es decir, una red está en resonancia (o es resonante) cuando la tensión y la corriente en los terminales de entrada y de salida están fase para una frecuencia específica. Sucede además que se produce una respuesta de amplitud máxima en la red cuando está en resonancia. Ambos aspectos se demostrarán en el desarrollo del documento.

### 2.1.1. Resonancia en paralelo

El circuito mostrado en la figura 1, que posee una combinación en paralelo de un inductor y un capacitor, a menudo se le conoce como circuito resonante en paralelo. La red L-C en paralelo se acciona mediante una fuente de corriente (I) que tiene una impedancia de salida muy alta (R).

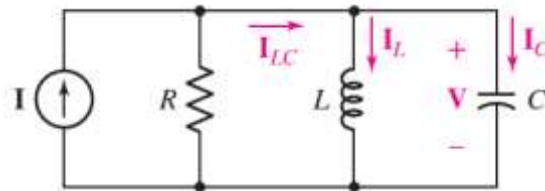


Figura 1. Circuito resonante en paralelo [1].

En este circuito, la admitancia de estado permanente vista por la fuente de corriente ideal es:

$$Y = \frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (1)$$

Al aplicar la definición de resonancia a esta red, se obtiene que la condición necesaria para que la tensión y la corriente en los terminales de entrada estén en fase, lo cual corresponde a una admitancia puramente real, está dada por:

$$\omega C - \frac{1}{\omega L} = 0$$

La condición resonante quizá se consiga ajustando  $L$ ,  $C$  o incluso  $\omega$ . Por consiguiente, la frecuencia angular resonante  $\omega_0$  está dada por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ [rad/s]} \quad (2)$$

De donde, la frecuencia de resonancia  $f_0$  será:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ [Hz]} \quad (3)$$

La tensión  $V$  indicada en la figura 1 constituye la respuesta de salida del circuito. Si se supone una fuente de corriente senoidal de amplitud constante  $I$ , la respuesta en tensión  $V$  es proporcional a la impedancia de entrada  $Z$ , es decir que, en términos de  $s$ :

$$V(s) = I(s) * Z(s)$$

$$\text{Donde: } Z(s) = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{sL} + sC}$$

Del trabajo con esta ecuación se obtiene:

$$Z(s) = \frac{1}{\frac{(sL + R + s^2CRL)}{sRL}} = \frac{sRL}{(sL + R + s^2CRL)} = \frac{sRL}{CRL\left(\frac{s}{RC} + \frac{1}{LC} + s^2\right)} = \frac{sRL}{CRL\left(\frac{s}{RC} + \frac{1}{LC} + s^2\right)}$$

Simplificando términos semejantes se obtiene:

$$Z(s) = \frac{s/C}{(s^2 + s/RC + 1/LC)}$$

Se pueden obtener los polos y ceros del sistema factorizando la ecuación de  $Z(s)$ . Al realizar esta operación se obtiene:

$$Z(s) = \frac{s/C}{(s + \alpha - j\omega_d)(s + \alpha + j\omega_d)} \quad (4)$$

Donde:

$\alpha$ : es el coeficiente de amortiguamiento exponencial expresado por  $\alpha = \frac{1}{2RC}$  [s<sup>-1</sup>], que da una medida de lo rápido que decae o se amortigua la respuesta natural hasta su valor final permanente (a menudo cero)

$\omega_d$ : pulsación correspondiente a la frecuencia angular resonante natural (no la frecuencia angular resonante  $\omega_0$ ), expresada por  $\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$  [rad/s]

La constelación de polos-ceros de la figura 2 se deduce de manera directa en la forma factorizada de la ecuación (4) de  $Z(s)$ <sup>1</sup>.

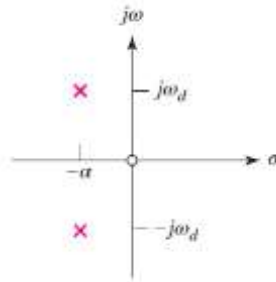


Figura 2. Constelación de polos y ceros de la impedancia de entrada [1].

A partir de la gráfica de polos y ceros se obtiene la magnitud de la respuesta de tensión. Desde luego, esta empieza en cero, alcanza un valor máximo en la cercanía de la frecuencia angular resonante  $\omega_0$  y luego disminuye de nuevo hasta cero, a medida que  $\omega$  se vuelve infinita. La respuesta en frecuencia se presenta en la figura 3.

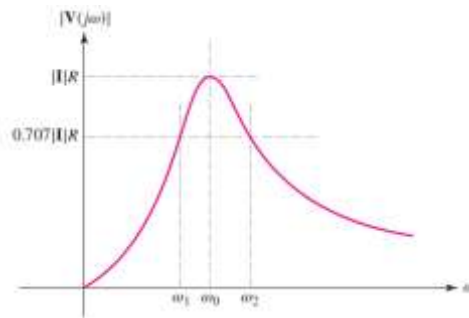


Figura 3. Magnitud de la respuesta en tensión de un circuito resonante L-C en paralelo [1].

El valor máximo del voltaje de salida se indica como  $R$  veces la amplitud de la corriente de la fuente, lo que implica que la magnitud máxima de la impedancia del circuito es igual a  $R$ . Además, se demuestra que la máxima respuesta ocurre exactamente a la frecuencia angular resonante correspondiente a la pulsación  $\omega_0$ . También se identifican dos frecuencias adicionales, correspondientes a  $\omega_1$  y  $\omega_2$ , donde el voltaje es  $0.707$  veces su valor máximo. Estas frecuencias angulares, llamadas de cortes, se usarán después como una medida del ancho de banda de la curva de respuesta.

<sup>1</sup> Se recomienda recordar los siguientes conceptos de las asignaturas de Circuitos Eléctricos en [1]: polos y ceros; función de transferencia y relación entre polos, ceros y función de transferencia; constelación de polos y ceros y dependencia de la frecuencia de la magnitud y el ángulo de fase.

Se destaca primero que la magnitud de la impedancia máxima es  $R$  y que ocurre en la resonancia. La admitancia para este circuito, según especifica la ecuación (1) y el concepto de resonancia, posee una conductancia constante y una susceptancia con una magnitud mínima (cero) en la resonancia. Por lo tanto, la magnitud de la admitancia mínima ocurre en la resonancia, y es  $1/R$ .

Por otro lado, y debido a este fenómeno en el caso de la frecuencia resonante, la tensión en los extremos del circuito resonante paralelo de la figura 1 es simplemente  $I * R$ , y la corriente de fuente total  $I$  fluye por la resistencia. Sin embargo, la corriente también está presente en  $L$  y  $C$ .

La corriente por el inductor en resonancia será:

$$I_{L,0} = V_{L,0} / j\omega_0 L = I * R / j\omega_0 L.$$

La corriente por el capacitor en resonancia será:

$$I_{C,0} = j\omega_0 C * V_{C,0} = j\omega_0 C * I * R.$$

Puesto que en resonancia  $1/\omega_0 C = \omega_0 L$ , se encuentra que:

$$I_{C,0} = -I_{L,0} = j\omega_0 C * I * R \quad (5)$$

Donde:  $I_{C,0} + I_{L,0} = 0$

Por lo tanto, la corriente neta que fluye dentro de la combinación L-C es cero. Lo que demuestra que la máxima respuesta ocurre exactamente a la frecuencia resonante  $\omega_0$ .

### 2.1.2. Resonancia en serie

El circuito mostrado en la figura 4, con una combinación en serie de un inductor y un capacitor, a menudo se le conoce como circuito resonante en serie. La red L-C en serie se acciona mediante una fuente de voltaje ( $V$ ) que tiene una impedancia de salida baja ( $R$ ).

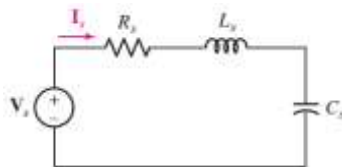


Figura 4. Circuito resonante en serie [1].



El análisis de la resonancia en serie es similar al análisis de la resonancia en paralelo, por tanto, se mostrarán los principales resultados obtenidos de este estudio.

En este circuito, la impedancia de estado permanente vista por la fuente de voltaje ideal es:

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

Al aplicar la definición de resonancia a esta red L-C en serie, se obtiene que la condición necesaria para que este circuito resuene, está dada por:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$$

Por consiguiente, la frecuencia angular resonante  $\omega_0$  está dada por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ [rad/s]} \quad (6)$$

De donde, la frecuencia de resonancia  $f_0$  será:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ [Hz]} \quad (7)$$

La respuesta de salida de este circuito es I. Si se supone una fuente de voltaje senoidal de amplitud constante V, la respuesta en corriente I es proporcional a la admitancia de entrada Y, es decir que, en términos de s:

$$I(s) = \frac{V(s)}{Z(s)} = V(s) * Y(s)$$

Del trabajo con la ecuación se obtiene:

$$Y(s) = \frac{1}{R+sL+\frac{1}{sC}} = \frac{1}{\frac{(sRC + s^2LC + 1)}{sC}} = \frac{sC}{s^2LC + sRC + 1} = \frac{sC}{LC\left(s^2 + \frac{sR}{L} + \frac{1}{LC}\right)}$$

Simplificando términos semejantes se obtiene:

$$Y(s) = \frac{s}{L\left(s^2 + \frac{sR}{L} + \frac{1}{LC}\right)}$$

Se pueden obtener los polos y ceros del sistema factorizando la ecuación de Y(s). Al realizar esta operación se obtiene:

$$Y(s) = \frac{s}{L(s + \alpha - j\omega_d)(s + \alpha + j\omega_d)} \quad (8)$$

Donde:

$\alpha$ : es el coeficiente de amortiguamiento exponencial expresado, para este circuito serie,

$$\text{por } \alpha = \frac{R}{2L} \text{ [s}^{-1}\text{] [1]}$$

$\omega_d$ : frecuencia angular resonante natural, expresada por  $\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$  [rad/s] [1]

La constelación de polos-ceros del circuito resonante en serie se puede deducir de manera directa en la forma factorizada de la ecuación (8) de  $Y(s)$ . Esta constelación se muestra en la figura 5.

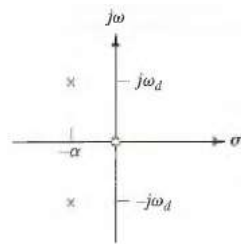


Figura 5. Constelación de polos y ceros de la admitancia de entrada.

Esta gráfica de polos y ceros es similar a la de la impedancia que se obtuvo para el circuito paralelo por lo que es de esperar una respuesta de salida similar. La gráfica de la magnitud de la respuesta de corriente al analizar el diagrama de polos y ceros obtenidos se observa que empieza en cero, alcanza un valor máximo en la cercanía de la frecuencia angular resonante  $\omega_0$  y luego disminuye de nuevo hasta cero, a medida que  $\omega$  se vuelve infinita. La respuesta en frecuencia se presenta en la figura 6.

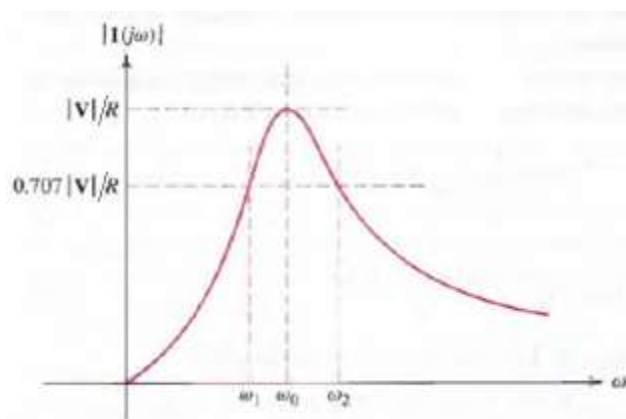


Figura 6. Magnitud de la respuesta en corriente de un circuito resonante L-C en serie.

Realizando un análisis similar al desarrollado para el circuito resonante paralelo se demuestra que el valor máximo de la corriente de salida es  $1/R$  veces la amplitud del

voltaje de la fuente, lo que implica que la magnitud mínima de la impedancia del circuito es igual a  $R$ . Además, esta respuesta ocurre exactamente a la frecuencia angular resonante correspondiente a la pulsación  $\omega_0$ . Aparecen también las dos frecuencias de corte adicionales identificadas anteriormente como  $\omega_1$  y  $\omega_2$ , en las que la corriente es 0.707 veces su valor máximo, que determinarán el ancho de banda de la respuesta.

A manera de comparación se puede concluir que el circuito resonante en serie se caracteriza por una impedancia mínima en la resonancia, en tanto que el resonante en paralelo produce una impedancia resonante máxima.

### 2.1.3. Factor de calidad (Q)

A pesar de que la altura de las curvas de respuesta de las figuras 3 y 6 del circuito resonante paralelo y serie respectivamente dependen sólo del valor de  $R$  para excitación de amplitud constante, el ancho de la curva o la inclinación de los lados dependen también de los valores de los elementos  $L$  y  $C$ . Un poco más adelante se relacionará el “ancho de la curva de respuesta de frecuencia” con una cantidad que se definirá con mayor cuidado, el ancho de banda, aunque resulta útil expresar esta relación en términos de un parámetro muy importante, el factor de calidad  $Q$ <sup>2</sup>.

Lo puntiagudo de la curva de respuesta de cualquier circuito resonante está determinado por la cantidad de energía máxima que se puede almacenar en el circuito, en comparación con la energía que se pierde durante un período completo de la respuesta. Se define  $Q$  como:

$$Q = 2\pi \frac{\text{energía máxima almacenada}}{\text{energía total perdida por ciclo}} \quad (9)$$

La constante de proporcionalidad  $2\pi$  se incluye en la definición para simplificar las expresiones más útiles de  $Q$  que se obtendrán a continuación. Dado que la energía solo se almacena en el inductor y en el capacitor y se pierde únicamente en la resistencia, se puede expresar  $Q$  en términos de la energía instantánea asociada con cada uno de los elementos reactivos ( $w_L(t)$  y  $w_C(t)$ ) y con la potencia promedio disipada en la resistencia ( $P_R$ ):

$$Q = 2\pi \frac{[w_L(t) + w_C(t)]_{\text{máx}}}{P_R T}$$

---

<sup>2</sup> No se debe confundir el factor de calidad con la potencia reactiva, estudiada en las asignaturas de Circuitos Eléctricos, pues ambas se representan mediante la letra  $Q$ .

donde T es el período de la frecuencia senoidal en el que se evalúa Q.

Ahora se aplicará esta definición en el circuito con la **red L-C en paralelo** de la figura 1 para determinar el valor de Q a la frecuencia resonante. Si se tiene la función senoidal de corriente de entrada:

$$i(t) = I_m \cos(\omega_o t)$$

Se obtiene la siguiente respuesta en tensión correspondiente a la resonancia:

$$v(t) = Ri(t) = RI_m \cos(\omega_o t)$$

En consecuencia, la energía almacenada en el capacitor<sup>3</sup> corresponde a:

$$w_C(t) = \frac{1}{2} C v^2 = \frac{I_m^2 R^2 C}{2} \cos^2 \omega_o t$$

Mientras que la energía instantánea almacenada en el inductor está dada por:

$$w_L(t) = \frac{1}{2} L i_L^2 = \frac{1}{2} L \left( \frac{1}{L} \int v dt \right)^2 = \frac{1}{2L} \left[ \frac{I_m R}{\omega_o} \sin \omega_o t \right]^2$$

Sustituyendo la ecuación (2) de frecuencia angular de resonancia en la expresión de  $w_L(t)$  se obtiene que:

$$w_L(t) = \frac{I_m^2 R^2 C}{2} \sin^2 \omega_o t$$

Por lo tanto, la energía total almacenada instantánea es constante e igual a:

$$w_C(t) + w_L(t) = \frac{I_m^2 R^2 C}{2}$$

Este valor constante también debe ser el valor máximo.

Para obtener la energía perdida en la resistencia en un periodo, se toma la potencia promedio absorbida por la resistencia<sup>4</sup>:

$$P_R = \frac{1}{2} I_m^2 R$$

qué al multiplicarla por un periodo, se obtiene:

$$P_R T = \frac{1}{2 f_o} I_m^2 R$$

---

<sup>3</sup> Se recomienda recordar los siguientes conceptos de las asignaturas de Circuitos Eléctricos en [1]: almacenamiento de energía en el capacitor y almacenamiento de energía en el inductor.

<sup>4</sup> Se recomienda recordar el concepto de las asignaturas de Circuitos Eléctricos en [1]: potencia promedio absorbida por una resistencia.

De este modo, al sustituir en la expresión (9) se encuentra que el factor de calidad a la resonancia para la **red L-C en paralelo** será:

$$Q = 2\pi f_o RC = \omega_o RC \quad (10)$$

Se pueden obtener expresiones equivalentes de Q que en muchas ocasiones resultan bastante útiles mediante la sustitución simple:

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R}{|X_{C,0}|} = \frac{R}{|X_{L,0}|} \quad (11)$$

Se debe recordar que las expresiones (10) y (11) se cumplen solo para el circuito simple **resonante en paralelo** de la figura 1. Al observar estas expresiones, en el caso de este circuito específico, se advierte que al disminuir la resistencia disminuye Q; a medida que la resistencia es menor, es mayor la cantidad de energía que se pierde en el elemento. Causa intriga que al aumentar la capacitancia aumenta Q, y sin embargo si aumenta la inductancia disminuye Q. Por supuesto, estas aseveraciones se aplican al funcionamiento del circuito a la frecuencia de resonancia.

Otra interpretación útil de Q se obtiene cuando se inspeccionan las corrientes en el inductor y el capacitor a la resonancia, según se presenta en la ecuación (5), estas corrientes se pueden expresar en función de Q según:

$$I_{C,0} = -I_{L,0} = j\omega_o C * I * R = jQ * I \quad (12)$$

Se observa que cada corriente es Q veces la corriente de la fuente en amplitud y que cada una está 180° fuera de fase respecto de la otra. De tal manera, si se aplican 2 mA a la frecuencia resonante a un circuito resonante en paralelo, con una Q de 50, se tienen 2 mA en la resistencia y 100 mA tanto en el inductor como en el capacitor. Por lo tanto, un circuito resonante en paralelo actúa como un amplificador de corriente, pero no como un amplificador de potencia, dado que es una red pasiva.

Ahora bien, al aplicar el concepto de Q a un circuito con una **red L-C en serie** como el mostrado en la Figura 4 y realizando un proceso de análisis similar al anterior para este circuito se obtiene que el factor de calidad Q será:

$$Q = 2\pi f_o \frac{L}{R} = \omega_o \frac{L}{R} \quad (13)$$

Una vez más, a manera de comparación, al analizar el circuito serie de forma similar al del paralelo se puede concluir que este proporciona corrientes de inductor y de capacitor en la resonancia que tienen amplitudes  $Q$  veces mayores que la corriente de la fuente; mientras que el circuito resonante en serie proporciona voltajes en el inductor y en el capacitor que son mayores que el voltaje en la fuente por el factor  $Q$ . Por lo que se plantea que el circuito en serie proporciona entonces una amplificación de voltaje en la resonancia.

Además, respecto a la comparación de la magnitud de la respuesta de un circuito resonante paralelo y un circuito resonante serie, se muestran en la figura 7 (a) y (b) las gráficas de la magnitud de la impedancia normalizada en función de la frecuencia para diferentes valores de  $Q$ . Se observa en la figura 7 (a) que la impedancia del circuito paralelo alcanza abruptamente su máxima magnitud en resonancia para un alto valor de  $Q$ , mientras que la impedancia correspondiente a un circuito serie resonante con un alto factor  $Q$  mostrada en la figura 7 (b), alcanza un mínimo abrupto en la frecuencia de resonancia.

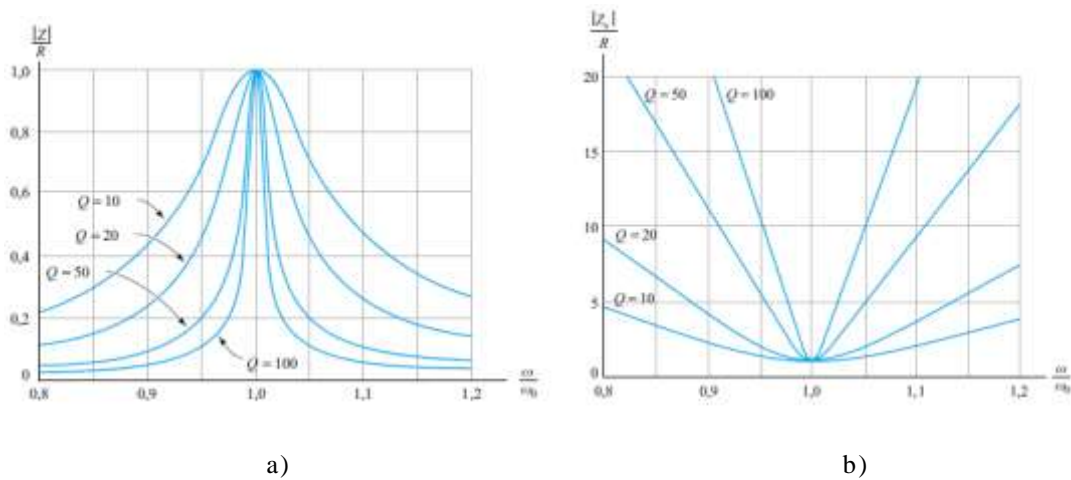


Figura 7. Impedancia normalizada. a) Circuito resonante paralelo. b) Circuito resonante serie [3].

#### 2.1.4. Ancho de banda

A continuación, se prosigue con la definición de las frecuencias de media potencia y el ancho de banda. Después se emplean estos nuevos conceptos para obtener datos de la respuesta aproximada para circuitos de alta  $Q$ . El “ancho” de la curva de la respuesta de frecuencia en resonancia, como el de la figura 3 correspondiente a un circuito resonante en paralelo, se definirá ahora con mayor cuidado y se relacionará con  $Q$ .

En primer lugar, se definirán las dos frecuencias de media potencia<sup>5</sup> correspondientes a las pulsaciones  $\omega_1$  y  $\omega_2$  como las frecuencias a las que la magnitud de la admitancia de entrada de un **circuito resonante en paralelo** es mayor que la magnitud de la admitancia en resonancia en un factor de  $\sqrt{2}$ . En razón de que la curva de respuesta de la figura 3 presenta las tensiones producidas en el circuito por una fuente de corriente senoidal como una función de la frecuencia, las frecuencias de media potencia se localizan también en aquellos puntos en los que la respuesta en tensión es  $1/\sqrt{2}$  o 0.707, veces su valor máximo. Se designa  $\omega_1$  como la frecuencia angular inferior de media potencia, y a  $\omega_2$  como la frecuencia angular superior de media potencia.

El ancho de banda (de media potencia) de un circuito resonante se define como la diferencia de estas dos frecuencias angulares de media potencia:

$$BW = \omega_2 - \omega_1 \quad (14)$$

Se tiende a considerar el ancho de banda como el “ancho” de la curva de respuesta de frecuencia, aun cuando esta se extiende desde  $\omega = 0$  hasta  $\omega = \infty$ . De manera más exacta, el ancho de banda de media potencia se mide por esa porción de la curva de respuesta cuyo valor es igual o mayor que 70.7% del máximo, como se muestra en la figura 8.

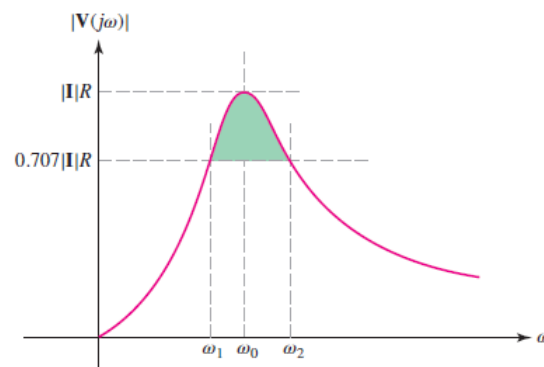


Figura 8. Ancho de banda de la respuesta del circuito resaltado en verde [1].

Se expresará ahora el ancho de banda en términos de Q y de  $\omega_o$ (ecuaciones 10 y 11). Para hacerlo, se recordará que la admitancia del circuito con la **red L-C en paralelo** de la figura 1 es:

---

<sup>5</sup> Estos nombres surgen del hecho de que una tensión que es  $1/\sqrt{2}$  veces la tensión resonante, equivale a la tensión al cuadrado que corresponde a la mitad de la tensión al cuadrado de la resonancia. Así, en el caso de las frecuencias de media potencia, la resistencia absorbe la mitad de la potencia que absorbe en la resonancia.

$$Y = \frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)$$

Al desarrollar esta ecuación en términos de Q:

$$Y = \frac{1}{R} + j\left(\frac{\omega C \omega_0 R}{\omega_0 R} - \frac{\omega_0}{\omega L \omega_0}\right) = \frac{1}{R} + j\frac{1}{R}\left(\frac{\omega \omega_0 C R}{\omega_0} - \frac{\omega_0 R}{\omega L \omega_0}\right) = \frac{1}{R}\left[1 + j\left(\frac{\omega Q}{\omega_0} - \frac{\omega_0 Q}{\omega}\right)\right] = \frac{1}{R}\left[1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]$$

Se vuelve a observar que la magnitud de la admitancia en la resonancia es  $1/R$ , y que una magnitud de la admitancia de  $\sqrt{2}/R$  puede ocurrir solo cuando se elige una frecuencia tal que la parte imaginaria de la cantidad entre corchetes tiene una magnitud unitaria. Por lo tanto:

$$Q\left(\frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_2}\right) = 1 \text{ y } Q\left(\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1}\right) = -1 \text{ (Se debe tener presente que } \omega_2 > \omega_0, \text{ mientras que } \omega_1 < \omega_0).$$

Al resolver, se obtiene:

$$\omega_1 = \omega_0 \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} - \frac{1}{2Q} \right] \quad (15)$$

$$\omega_2 = \omega_0 \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} + \frac{1}{2Q} \right] \quad (16)$$

Si bien estas expresiones son difíciles de manejar, su diferencia proporciona una fórmula muy simple para determinar el ancho de banda:

$$BW = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q} \quad (17)$$

Los circuitos que poseen una Q más alta presentan un ancho de banda más estrecho. Tienen una curva de respuesta más puntiaguda, una selectividad de frecuencia mayor y un factor de calidad superior.

Las ecuaciones (15) y (16) pueden multiplicarse entre sí para demostrar que  $\omega_0$  corresponde exactamente a la media geométrica de las frecuencias angulares de media potencia:

$$\omega_0^2 = \omega_1 \omega_2 \text{ ó } \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$

### 2.1.5. Aproximaciones en circuitos de alta Q

Muchos circuitos resonantes se diseñan de manera deliberada para que tengan una Q grande, a fin de aprovechar el ancho de banda estrecho y la selectividad de alta



frecuencia que se asocia con ellos. Cuando  $Q$  es superior a 5, se pueden efectuar algunas aproximaciones muy útiles en las expresiones de las frecuencias superior e inferior de media potencia. Se hará referencia de manera arbitraria a un “circuito de alta  $Q$ ” como uno en el que  $Q$  es igual o mayor que 5. En referencias como [2] se toma un “circuito de alta  $Q$ ” cuando  $Q$  es igual o mayor que 10.

Al realizar esta consideración en un circuito con una **red L-C paralelo** como la mostrada en la figura 1, las ubicaciones de las dos frecuencias de media potencia (en el plano  $s$ ) se pueden determinar en una forma aproximada y concisa como:

$$\omega_{1,2} = \omega_0 \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \mp \frac{1}{2Q} \right] \approx \omega_0 \left( 1 \mp \frac{1}{2Q} \right)$$

$$\text{De donde: } \omega_{1,2} \approx \omega_0 \mp \frac{1}{2} BW \quad (18)$$

Por lo tanto, en un circuito de alta  $Q$  cada frecuencia de media potencia se ubica aproximadamente a la mitad del ancho de banda a partir de la frecuencia angular resonante. Las relaciones aproximadas de  $\omega_1$  y  $\omega_2$  en la ecuación (18) podrían ser sumadas entre sí para demostrar que  $\omega_0$  es casi igual a la media aritmética de  $\omega_1$  y  $\omega_2$  en circuitos de alta  $Q$ :

$$\omega_0 \approx \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2)$$

Por otro lado, al aplicar el concepto de ancho de banda a un circuito con una **red L-C en serie** como el mostrado en la figura 4 y realizando un proceso de análisis similar al anterior para este circuito se obtiene las ecuaciones correspondientes, las cuales además se podrá observar que son las mismas para ambos circuitos.

Se definen las dos frecuencias de media potencia,  $\omega_1$  y  $\omega_2$ , como las frecuencias a las cuales la magnitud de la impedancia es  $\sqrt{2}$  veces la magnitud de la impedancia mínima. (Estas son también las frecuencias a las que la respuesta en corriente es 70.7% de la máxima.) Las expresiones exactas de  $\omega_1$  y  $\omega_2$  son:

$$\omega_{1,2} = \omega_0 \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \mp \frac{1}{2Q} \right]$$

Mientras que las expresiones aproximadas (alta  $Q$ ) de estas frecuencias son:

$$\omega_{1,2} \approx \omega_0 \mp \frac{1}{2} BW$$

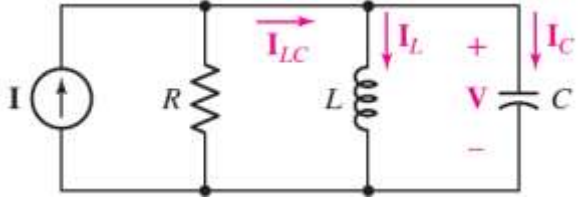
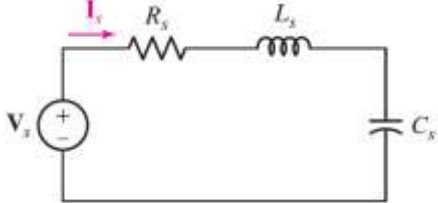
Donde el ancho de banda de media potencia BW está dado por:

$$BW = \omega_1 - \omega_2 = \frac{\omega_0}{Q}$$

### 2.1.6. Breve resumen sobre el concepto resonancia

Una comparación de los principales resultados que se obtuvieron para la resonancia en paralelo y la resonancia en serie, así como las diferentes conclusiones a las que se arribaron mediante los análisis realizados, se muestran en la tabla 1. Se presentan los resultados asociados a los conceptos de frecuencia angular de resonancia ( $\omega_0$ ), factor de calidad (Q), frecuencias angulares de media potencia ( $\omega_1, \omega_2$ ) y ancho de banda. Se debe señalar que se hace referencia a estos dos últimos términos de forma exacta y de forma aproximada cuando  $Q \geq 5$  [1] ( $Q \geq 10$  [2]).

Tabla 1. Resumen sobre resonancia.

Paralelo	Serie
	
$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
$Q = \omega_0 RC$	$Q = \omega_0 \frac{L}{R}$
Expresiones exactas $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ $\omega_{1,2} = \omega_0 \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \mp \frac{1}{2Q} \right]$ $BW = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q}$	
Expresiones aproximadas ( $Q \geq 5$ ) ( $Q \geq 10$ ) $\omega_{1,2} \approx \omega_0 \left( 1 \mp \frac{1}{2Q} \right) \approx \omega_0 \mp \frac{1}{2} BW$ $\omega_0 = \frac{1}{2} (\omega_1 + \omega_2)$	

$BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{RC}$	$BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{R}{L}$
Impedancia máxima en la resonancia.	Impedancia mínima en la resonancia.
$ I_L  = Q * I,  I_C  = Q * I$ $I_C = -I_L$	$ V_L  = Q * V,  V_C  = Q * V$ $V_C = -V_L$
Amplificación de corriente en la resonancia.	Amplificación de tensión en la resonancia.

## 2.2. Teoría asociada a los amplificadores sintonizados

### 2.2.1. Filtros

El concepto implícito de un filtro consiste en que selecciona las frecuencias que pueden pasar a través de una red [1]. En la electrónica moderna, los filtros se utilizan para obtener tensiones de CD (Corriente Directa) en los suministros de potencia, eliminar ruido en canales de comunicación, separar canales de radio y de televisión a partir de una señal multiplexada que proporcionan las antenas, y amplificar la señal de bajos en el estéreo, por nombrar sólo algunas aplicaciones [1].

Existen diversas variedades, dependiendo de las necesidades de una aplicación particular [1]. El tipo de filtro que se construye sólo a partir de componentes pasivos (es decir, sin transistores, amplificadores operacionales u otros elementos “activos”) se conoce como filtro pasivo. Aunque los filtros pasivos son relativamente comunes, no son muy adecuados para todas las aplicaciones. La magnitud de la función transferencial (definida como la tensión de salida dividida entre la tensión de entrada) de un filtro pasivo resulta difícil de establecer. Además, muchas veces es deseable la amplificación en los circuitos de filtro. El uso de un elemento activo en el diseño de filtros que garantice estas características, da lugar a los llamados filtros activos.

Por otro lado, los diagramas de magnitud y de fase de  $A_v(j\omega) = V_o/V_i$  de un circuito resonante serie como el estudiado en las secciones anteriores en función de la frecuencia normalizada se muestran en la figura 9. El circuito se comporta como un filtro pasabanda que permite el paso de las componentes de señal cercanas a la frecuencia de resonancia, mientras que rechaza (parcialmente) las componentes de frecuencia superiores e inferiores (figura 9 (a)). El desplazamiento de fase (figura 9 (b)) varía entre  $+90^\circ$  a bajas frecuencias, pasando por cero en la resonancia, hasta  $-90^\circ$  para altas

frecuencias. A medida que  $Q$  aumenta, la variación de fase se vuelve más rápida en las proximidades de la resonancia. De aquí que se pueda plantear que los circuitos resonantes con un factor de calidad  $Q$  alto pueden ser muy efectivos como filtros pasabanda [3].

Los filtros activos de manera general son útiles para frecuencias relativamente bajas, desde unidades de Hz hasta decenas de kHz. Sin embargo los filtros activos que incluyen circuitos resonantes pueden usarse para implementar filtros pasabanda útiles a frecuencias más altas, desde las decenas de kHz hasta el orden de los MHz [3, 4].

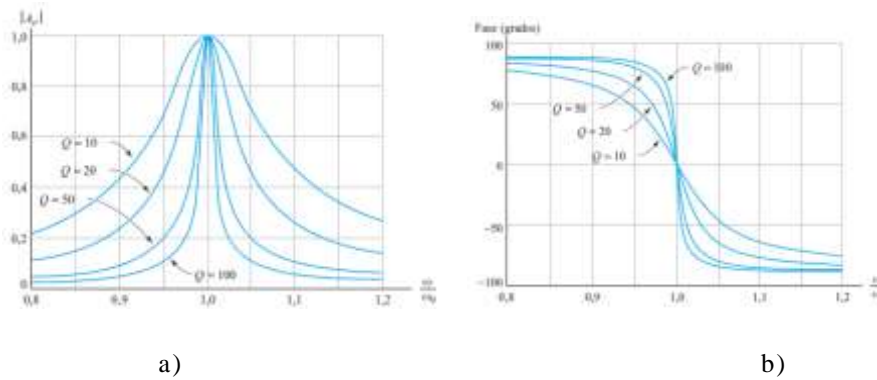


Figura 9. Función de transferencia de tensión para el circuito resonante serie. a) Magnitud. b) Fase [3].

### 2.2.2. Amplificadores sintonizados

Si se estrecha el ancho de banda de un amplificador pasabanda, con una respuesta de frecuencia como la mostrada en la figura 10 (a), de modo que la ganancia llegue al pico alrededor de una frecuencia en particular (llamada frecuencia central o de sintonía,  $f_o$ ), y se reduce la banda a ambos lados de esta frecuencia como se muestra en la figura 10 (b), el amplificador se denomina amplificador sintonizado. Los amplificadores sintonizados contienen circuitos resonantes en el circuito de entrada, en el de salida, o en ambos [3, 4]. Estos se usan para amplificar señales de banda estrecha (es decir, señales cuyas componentes pertenecen a una estrecha banda de frecuencias), mientras que rechazan las señales de las bandas de frecuencia adyacentes. En general, este tipo de amplificador se utiliza en sistemas de recepción y transmisión de radio, televisión y redes inalámbricas en las diferentes bandas de frecuencia de trabajo de estos servicios. La  $f_o$  de un amplificador sintonizado se puede ajustar para que coincida con la frecuencia de un canal determinado, de modo que se capten las señales de ese canal y se atenúen o se supriman las de otros canales.

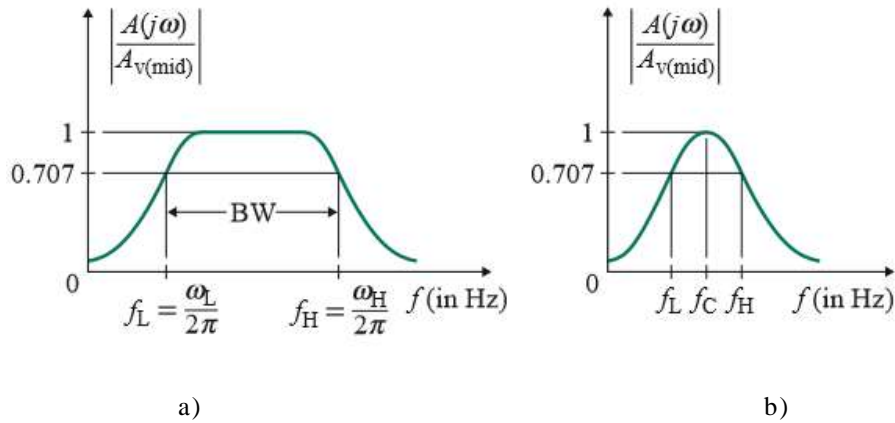


Figura 10. a) Respuesta en frecuencia del filtro pasa-banda. b) Respuesta en frecuencia del amplificador sintonizado [5].

Con el propósito de disminuir la atenuación de la señal transmitida que se produce durante su propagación en el medio, que aumenta con la distancia que separa al receptor del transmisor, y que garantice además que las dimensiones físicas de las antenas transmisoras sean factibles para su fabricación, se procede con un proceso de modulación. La modulación básicamente consiste en trasladar la información a transmitir a un rango de frecuencias más elevado. Con esto se modifica, por ejemplo, la amplitud (AM, Modulación de Amplitud) o la frecuencia (FM, Modulación de frecuencia) o la fase (PM, Modulación de fase) de una señal “portadora”, cuya frecuencia es mucho más elevada que la máxima frecuencia de la señal a transmitir llamada “moduladora” [6].

El rendimiento de la antena depende de su dimensión física, la que usualmente es de un cuarto de la longitud de onda ( $\lambda$ ) de la señal portadora a transmitir para un rendimiento aceptable. Además:

$\lambda = \frac{c}{f}$  [m], donde  $c$  es la velocidad de la luz igual a  $3 * 10^8$  m/s, y  $f$  es la frecuencia de la señal portadora a transmitir.

Por ejemplo, si se deseara transmitir una señal de sonido sin modular con  $f = 10$  kHz:

$$\lambda = \frac{3 * 10^8}{10^4} = 3 * 10^4 \text{ [m]}$$

En tal caso, una antena del tipo monopolo vertical de cuarto de onda, debería medir 7500 m, lo cual no es viable.

En cambio, si se transmitiera esa misma información en la banda de AM (550 - 1650 kHz) modulando una portadora de 790 kHz, la antena sería aproximadamente de 90 m. 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.

Una aplicación típica de este tipo de amplificadores, se tiene en un receptor de RF (radiofrecuencias), cuyo diagrama en bloques se muestra en la figura 11. Quien determina las características destacables de un receptor, tales como “sensibilidad” y “selectividad”, es el bloque marcado como RF (etapa de radiofrecuencia), implementado con amplificadores sintonizados de pequeña señal. Mientras tanto la etapa marcada como FI (etapa de frecuencia intermedia), 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 la diferencia:

$$FI = f_o = f_{osc} - f_s \quad [6]$$

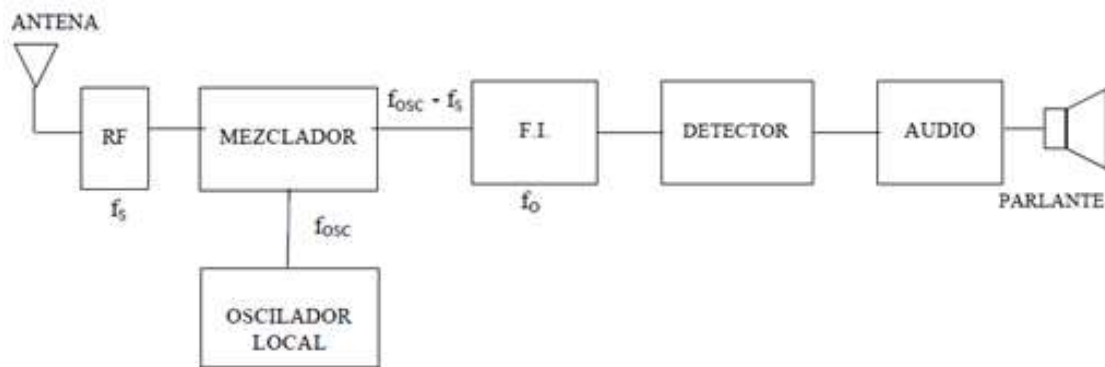


Figura 11. Diagrama en bloques de un receptor de RF [6].

Esta frecuencia está estandarizada [6], 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

- Receptor de TV:

TV analógica (Norma NTSC), el usado en nuestro país:

(sintonía FI)  $f_o = 45,75$  MHz, (selectividad, ancho de banda)  $\Delta f = 6$  MHz

TV analógica (Norma PAL):

(sintonía FI)  $f_o = 38,9$  MHz, (selectividad, ancho de banda)  $\Delta f = 7$  a 8 MHz

Estos amplificadores sintonizados manejan señales que, en comparación con los valores de polarización, son pequeñas. Esto permite utilizar los circuitos equivalentes incrementales estudiados en Electrónica Analógica I y las ecuaciones lineales para su solución, aunque destacando que estos circuitos serán para altas frecuencias.

La respuesta espectral de amplitud del amplificador de este tipo, que como se ha comentado es como la de un filtro pasabanda como consecuencia de la selectividad, debe presentar una ganancia aproximadamente constante entre dos frecuencias: una inferior ( $f_L$ , frecuencia de corte a las bajas) y otra superior ( $f_H$ , frecuencia de corte a las altas), que deben equidistar de la frecuencia central  $f_o$ .

De modo que:  $f_H - f_L = BW$  y  $\frac{f_o}{\Delta f} \gg 1$ , donde los términos  $BW$  (ancho de banda),  $f_L$  y  $f_H$  (frecuencias de media potencia correspondientes a las pulsaciones  $f_1$  y  $f_2$ ) se estudiaron en las secciones anteriores.

Una de las diferencias de los amplificadores sintonizados con los de pequeña señal hasta ahora estudiados, es el tipo de carga. Al ser implementadas con circuitos sintonizados resonantes, permiten obtener características de amplitud con una respuesta de amplitud y fase como la que se muestran en la figura 12.

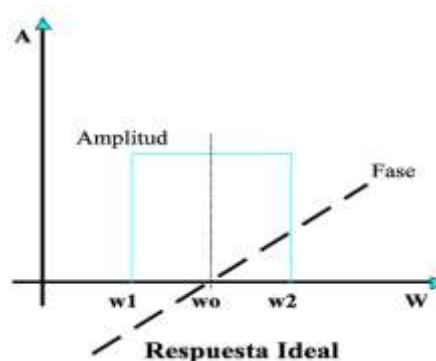


Figura 12. Respuesta ideal de amplitud y fase del amplificador sintonizado.

Se cumple que, dentro de la banda pasante, entre  $(\omega_o - \omega_1)$  y  $(\omega_o + \omega_2)$ :

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

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

Cabe destacar que en la realidad no existe un amplificador sintonizado ideal. Los amplificadores sintonizados reales tienen características que, como máximo, sólo se aproximan a las del amplificador sintonizado ideal mostrado en la figura 12. En la figura 13 se muestra la respuesta real de un amplificador sintonizado.

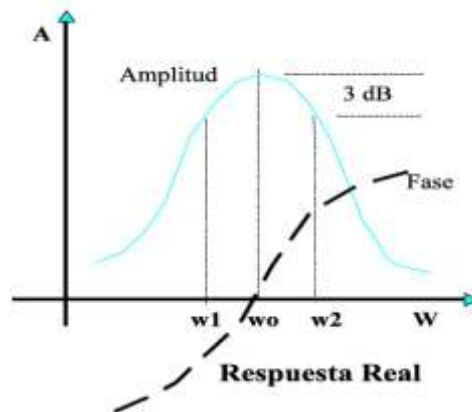


Figura 13. Respuesta real de amplitud y fase del amplificador sintonizado.

### 2.2.3. Clasificación de los amplificadores sintonizados

Los amplificadores sintonizados se pueden clasificar de acuerdo a diferentes criterios básicos [7], como son:

- Según el tipo de circuito resonante empleado: serie o paralelo.
- Según la amplitud de la señal de entrada: de pequeña señal o de gran señal. En esta asignatura, como se ha mencionado anteriormente, son objeto de estudio los de pequeña señal. Los amplificadores sintonizados de potencia (gran señal) no se estudian en este documento. Aunque se debe señalar que el principio de funcionamiento es básicamente el mismo en cuanto a los aspectos relacionados con la sintonía.
- Según la frecuencia de trabajo: amplificador en altas frecuencias o bajas frecuencias. Este aspecto determina la influencia o no de las capacidades parásitas del elemento activo en el análisis del amplificador y como consecuencia del modelo a emplear.
- De frecuencia fija o ajustable. Los circuitos resonantes de frecuencia fija, como su nombre lo indica, están sintonizados solo a una frecuencia. Existen diversas



aplicaciones en equipos electrónicos en los que se desea una respuesta a una frecuencia predeterminada y conocida, ya sea para aumentar la respuesta a esta frecuencia o para generar un rechazo a la misma. Algunas de estas aplicaciones son los teléfonos móviles en las que el filtro se fija a un solo rango de frecuencia. En otros dispositivos, como los radios o la televisión, el filtro es ajustable. Es decir, puede responder a frecuencias variadas, con una cierta selectividad para lograr sintonizar las distintas estaciones o canales existentes.

Sin embargo, la clasificación normalmente utilizada se basa en el tipo de etapas sintonizadas empleadas en el diseño del amplificador [4, 7-9]:

- **Amplificador de sintonía única.** En este el amplificador emplea un único elemento resonador ya sea en su entrada o en su salida y se sintoniza a una determinada frecuencia deseada. Puede diseñarse empleando una sola etapa sintonizada o varias etapas sintonizadas idénticas de sintonía única o simple. En la figura 14 se muestra un ejemplo de amplificador de sintonía única con un BJT y con circuito resonante en paralelo en la salida.

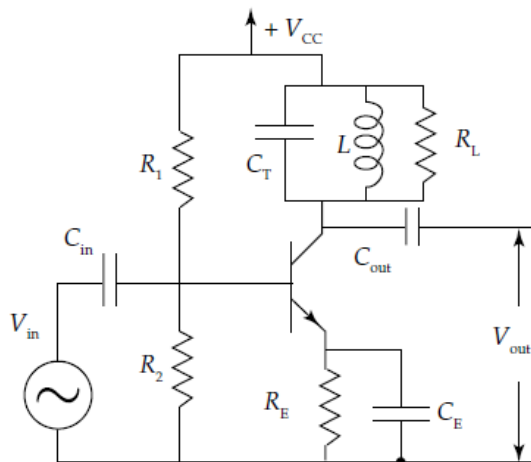


Figura 14. Amplificador de sintonía única con BJT paralelo [8].

- **Amplificador de doble sintonía.** Para obtener una curva de respuesta más cercana a la ideal, se recurre a la doble cresta de resonancia que presentan dos circuitos sintonizados acoplados entre sí. Al igual que ocurre con los amplificadores de sintonía simple, los de sintonía doble pueden diseñarse empleando una sola etapa de doble sintonía o una cascada de varias etapas idénticas de sintonía doble. Estos, a su vez, pueden obtenerse empleando diferentes circuitos de acoplamiento. En la figura 15 se muestra, a manera de

ejemplo, un amplificador de doble sintonía en base a BJT y con los circuitos de sintonía en paralelo, acoplados mediante un transformador.

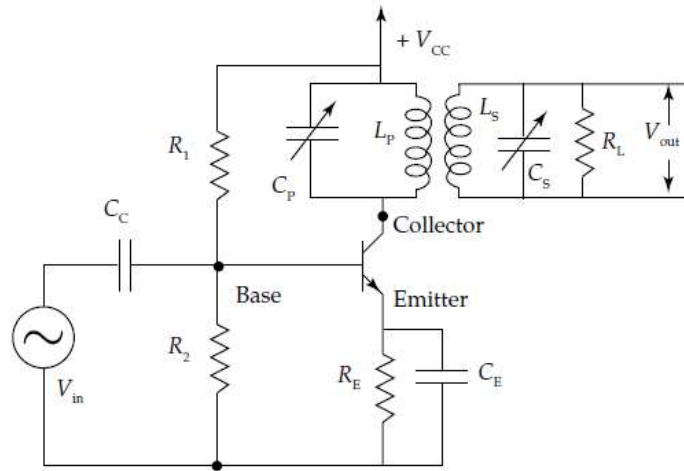


Figura 15. Amplificador de doble sintonía con BJT y circuitos de sintonía paralelos [8].

- **Amplificador sintonizado sincrónicamente.** Se logra este tipo cuando en un amplificador sintonizado formado por varias etapas de sintonía simple todos los circuitos resonantes son sintonizados a la misma frecuencia. En el amplificador de la figura 16 se muestra un amplificador de dos etapas de sintonía, una en la entrada ( $L_1-C_1$ ) y la otra en la salida ( $L_2-C_2$ ), sintonizadas sincrónicamente a la misma frecuencia, usando MOSFET en configuración CASCODE.

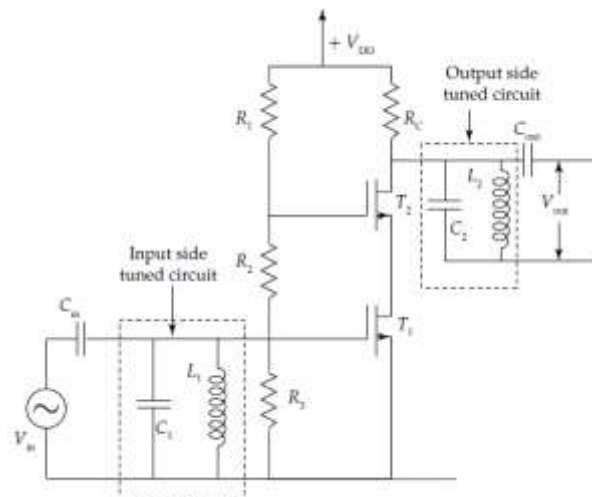


Figura 16. Amplificador sintonizado sincrónicamente con circuito de sintonía en la entrada y en la salida usando MOSFET [8].

- **Amplificador de sintonización escalonada.** Cuando los circuitos resonantes de un amplificador de varias etapas de sintonía simple están sintonizados a frecuencias ligeramente diferentes de la frecuencia central, una escalonada de la

otra, el amplificador sintonizado se conoce como amplificador sintonizado escalonadamente. La figura 17 muestra un amplificador con tres transformadores sintonizados dobles y dos etapas amplificadoras de frecuencia intermedia (IF) en el que los tanques de resonancia se han sintonizado escalonadamente.

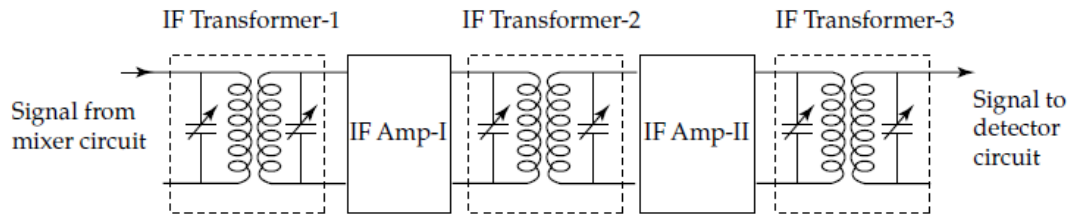


Figura 17. Esquema básico de un amplificador con sintonía escalonada [8].

Se estudiarán, dentro de la temática amplificadores sintonizados dentro de esta asignatura, los amplificadores de sintonía única serie (Amplificador Sintonizado Serie) y paralelo (Amplificador Sintonizado Paralelo) así como el Amplificador Sintonizado Cascode. Este último, se estudiará como ejemplo de configuración para eliminar las resistencias de valor negativo que pudieran aparecer en la entrada de un amplificador con salida sintonizada si hay capacidades de realimentación y que pudieran provocar que el circuito oscile. Este último aspecto se detallará en la sección correspondiente a este tipo de amplificador.

#### 2.2.4. Principio de funcionamiento básico

Un amplificador basado en transistores o en amplificadores operacionales, como los estudiados en asignaturas precedentes, se puede convertir en un amplificador sintonizado sustituyendo simplemente la carga resistiva del amplificador por un circuito sintonizado como se muestra en la figura 18 con un JFET canal N.

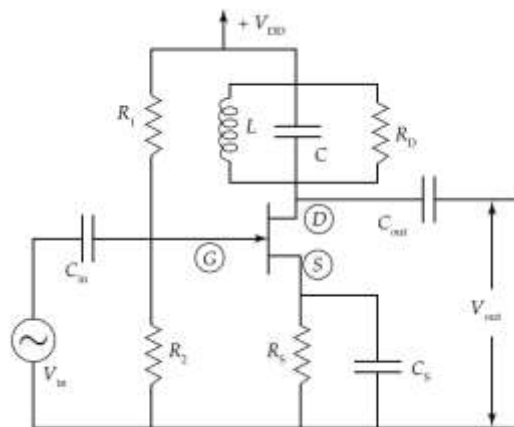


Figura 18. Amplificador sintonizado con JFET [8].

En el circuito  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_S$  establecen las condiciones de polarización del JFET; una de las funciones de  $R_D$  es garantizar la ganancia del amplificador. Los condensadores  $C_{in}$  y  $C_{out}$  aíslan de la CD al generador y la carga, respectivamente;  $C_S$  es el condensador de derivación de fuente ya estudiado en la asignatura. Los componentes  $L$  y  $C$  constituyen el circuito sintonizado paralelo de este amplificador.

La señal que se va a amplificar ( $V_{in}$ ) está conectada entre los terminales compuerta (G) y fuente (S) del dispositivo JFET del amplificador. La señal de entrada provoca variaciones en la polarización de CD del terminal G que provocan variaciones en la corriente de drenaje (D) que fluyen a través del circuito sintonizado cuya impedancia varía con la frecuencia.

El circuito L-C está sintonizado a la frecuencia de la señal de entrada, que es la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado, basado en el diseño del amplificador. En resonancia, la impedancia dinámica del circuito sintonizado es grande. La señal de corriente desarrolla un voltaje de salida máximo por lo que el amplificador muestra la ganancia máxima en la frecuencia de resonancia seleccionada. Además, el circuito rechaza las señales fuera de la frecuencia resonante. Las expresiones para la frecuencia central, factor de calidad, ganancia de voltaje y ancho de banda del amplificador se obtienen utilizando los circuitos equivalentes de las figuras 19, 20 y 21.

En la figura 19 se muestra el circuito equivalente en corriente alterna (CA) de este amplificador sintonizado con JFET.

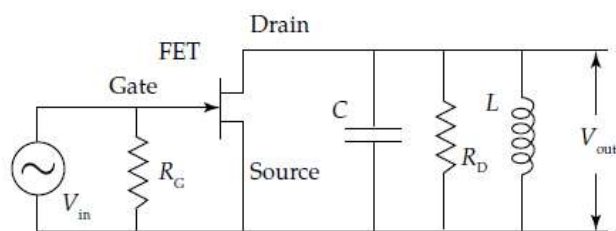


Figura 19. Circuito equivalente en CA de un amplificador sintonizado con JFET [8].

En la figura 20 se muestra el circuito equivalente de pequeña señal de este amplificador y en la figura 21 este circuito simplificado<sup>6</sup>. Se debe señalar que, para simplificar, se comenzará el análisis despreciando las pérdidas en la bobina y la capacidad de entrada

<sup>6</sup> Se recomienda recordar los modelos de los diferentes transistores estudiados en la asignatura precedente Electrónica Analógica I, para lo cual puede emplear las monografías sobre estos temas entregadas durante la impartición de la misma

( $C_{gs}$ ) del JFET. Se considerará, además, que el dispositivo es unilateral, es decir sin realimentación interna; entonces el único camino de la señal sólo se verifica desde la entrada hacia la salida.

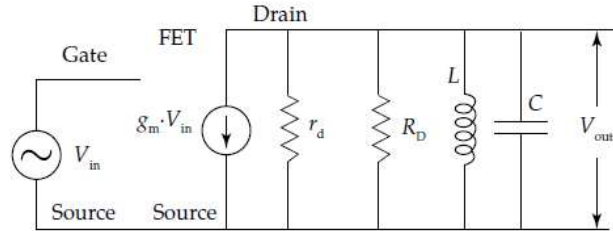


Figura 20. Circuito equivalente de un amplificador sintonizado con JFET [8].

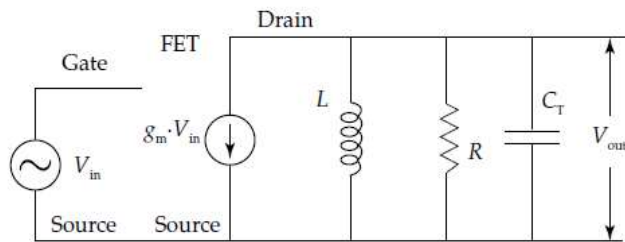


Figura 21. Circuito equivalente simplificado de un amplificador sintonizado con JFET [8].

En el circuito equivalente simplificado mostrado en la figura 21,  $R$  denota el paralelo de la resistencia  $R_D$  con la resistencia de salida  $r_d$  del FET. Es decir:

$$R = R_D || r_d$$

Mientras que  $C_T$  denota la capacidad total del circuito de salida, es decir:

$$C_T = C + C_{ds}$$

Donde  $C$  es la capacidad del tanque de sintonía y  $C_{ds}$  es la capacidad entre drenaje y fuente del FET, usualmente pequeña e ignorada como se comentó antes. Por tanto, en este caso  $C_T = C$ .

Del análisis de este circuito se obtiene que el voltaje de salida es:

$$V_{out} = -\frac{g_m V_{in}}{Y} = -\frac{g_m V_{in}}{1/R + sC + 1/sL}$$

Por lo que la ganancia de voltaje, para excitación sinusoidal, puede ser expresada como:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{g_m}{C} \frac{s}{(s^2 + s/CR + 1/LC)} \quad (19)$$

Se puede observar que la ecuación 19 representa la función transferencial de un filtro pasabanda que es la deseada para lograr un amplificador sintonizado y lograda debido a la inserción del circuito resonante en el amplificador.

Por otra parte, la ganancia de voltaje, para excitación senoidal, en función de  $s = j\omega$  es:

$$A_V(j\omega) = -\frac{g_m}{1/R(1+j\omega RC+R/j\omega L)} = \frac{-g_m R}{1+j(\omega RC-R/\omega L)} \quad (20)$$

Declarando las variables frecuencia angular central  $\omega_o = 1/\sqrt{LC}$  y factor de calidad  $Q = \omega_o RC$ , de una red L-C en paralelo, la ecuación (20) se puede escribir como:

$$A_V(j\omega) = \frac{-g_m R}{1+jRC(\omega^{-1}/\omega_o)} = \frac{-g_m R}{1+jRC(\omega_o^{-2}/\omega)} = \frac{-g_m R}{1+jRC\omega_o(\omega/\omega_o-\omega_o/\omega)} = \frac{-g_m R}{1+jQ(\omega/\omega_o-\omega_o/\omega)} \quad (21)$$

Se observa que empleando las variables  $\omega_o$  y  $Q$  declaradas, las ecuaciones (20) y (21) son iguales, lo que demuestra entonces que la frecuencia central y el factor de calidad de un **amplificador sintonizado con un circuito resonante en paralelo** son las mismas que las obtenidas en los epígrafes iniciales para este tipo de resonador sin amplificador. Se puede realizar el mismo análisis pero usando como variable las expresiones obtenidas igualmente para un resonador en paralelo de la ecuación (11):

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R}{|X_{C,o}|} = \frac{R}{|X_{L,o}|} \text{ y se arriba a la misma conclusión.}$$

Se observa además para este circuito que la máxima ganancia de voltaje, que se sabe que se obtiene en resonancia, momento en el que las reactancias de L y C se cancelan y la resistencia de carga en la entrada es puramente resistiva, es:

$$|A_V|_{m\acute{a}x} = g_m R \quad (22)$$

El ancho de banda (BW) de estos tipos de circuitos se determina conociendo que está delimitado por las frecuencias de media potencia a las cuales la ganancia cae 3 dB o de igual manera las frecuencias a las cuales la respuesta de salida del amplificador es  $1/\sqrt{2}$  (0.707) la respuesta máxima. Estas frecuencias, que no son más que la frecuencia de corte a las bajas ( $f_L$ ) y la frecuencia de corte a las altas ( $f_H$ ), se determinan igualando el valor modular de la ganancia al valor de la ganancia en estos puntos de corte y determinando el valor de las frecuencias.

Para este circuito:

$$|A_V| = \frac{|A_V|_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}}$$

$$\left| \frac{-g_m R}{1 + jQ(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)} \right| = \frac{g_m R}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{g_m R}{|1 + jQ(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)|} = \frac{g_m R}{\sqrt{2}}$$

$$|1 + jQ(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)| = \sqrt{2}$$

$$\sqrt{1 + Q^2(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)^2} = \sqrt{2}$$

$$\left( \sqrt{1 + Q^2(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)^2} \right)^2 = (\sqrt{2})^2$$

$$1 + Q^2(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)^2 = 2$$

Esta es una ecuación cuadrática en  $\omega^2$ , por lo que tiene dos posibles soluciones:  $\omega_H$  y  $\omega_L$ .

$$\omega_H = \omega_o + \frac{\omega_o}{2Q} \quad \text{y} \quad \omega_L = \omega_o - \frac{\omega_o}{2Q}$$

Ahora, con estas ecuaciones se obtiene el ancho de banda como se muestra a continuación:

$$BW = \omega_H - \omega_L = \frac{\omega_o}{Q} \quad (23)$$

Al finalizar el análisis de este circuito se observa que al igual que la frecuencia central y el factor de calidad, el ancho de banda (BW) de un **amplificador sintonizado con un circuito resonante en paralelo** es el mismo que el obtenido en los epígrafes iniciales para este tipo de resonador sin amplificador. Se puede concluir entonces que el circuito resonante en un amplificador sintonizado determina su frecuencia central, su factor de calidad y su ancho de banda, mientras que el elemento activo determina su ganancia.

Un análisis similar para una red L-C en serie empleando las variables frecuencia angular central  $\omega_o = 1/\sqrt{LC}$  y factor de calidad de una red L-C en serie  $Q = \omega_o L/R$ , se puede realizar con un **amplificador sintonizado con un circuito resonante en serie** como carga activa y se obtiene de igual manera que las ecuaciones de  $\omega_o$ ,  $Q$ , BW del amplificador las determinan el circuito resonador serie, mientras que la ganancia estará determinada por las características del circuito amplificador.

### 2.2.5. Inductancias reales

Hasta ahora, se ha supuesto que las bobinas son ideales. Una bobina real tiene diversos efectos parásitos. Las pérdidas en el inductor son usualmente representadas por una resistencia en serie ( $r_s$ ) con la inductancia como se muestra en la figura 22 (a); esta resistencia constituye la resistencia del hilo de la bobina.

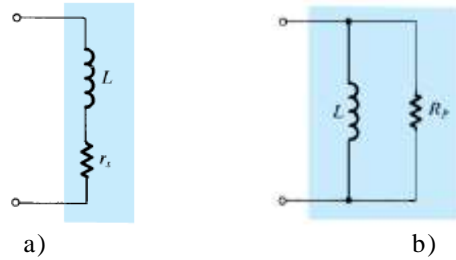


Figura 22. Circuitos equivalentes del inductor. a) Representación de las pérdidas en serie. b) Representación de las pérdidas en paralelo [4].

Sin embargo, en lugar de especificar el valor de  $r_s$ , es práctica habitual especificar el factor de calidad  $Q_B$  del inductor a la frecuencia de interés según la ecuación (24):

$$Q_B = \frac{\omega_o L}{r_s} \quad (24)$$

Típicamente, el valor de  $Q_B$  está en el rango de 50 a 200 [4].

El análisis de amplificadores sintonizados se simplifica enormemente al representar la pérdida del inductor por una resistencia paralela  $R_p$ , como se muestra en la figura 22 (b). La relación entre  $R_p$  y  $Q_B$ , de modo que la red en paralelo de la figura 22 (b) sea equivalente a la red en serie de la figura 22 (a), se puede encontrar analizando la admitancia del circuito de la figura 22 (a):

$$\begin{aligned} Y(j\omega_o) &= \frac{1}{r_s + j\omega_o L} = \frac{1}{\omega_o L / Q_B + j\omega_o L} = \frac{1}{j\omega_o L (1/jQ_B + 1)} = \frac{1}{j\omega_o L (1 - j/Q_B)} = \frac{1}{j\omega_o L} \frac{1}{1 - j(1/Q_B)} \\ &= \frac{1}{j\omega_o L} \frac{1}{1 - j(1/Q_B)} \frac{1 + j(1/Q_B)}{1 + j(1/Q_B)} = \frac{1}{j\omega_o L} \frac{1 + j(1/Q_B)}{1 + (1/Q_B)^2} \end{aligned}$$

$$\text{Para } Q_B \gg 1, Y(j\omega_o) \cong \frac{1}{j\omega_o L} \left(1 + j(1/Q_B)\right) \quad (25)$$

Mientras que la admitancia del circuito de la figura 22 (b) es:

$$Y(j\omega_o) = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega_o L}$$

Al igualar (25) con esta admitancia, se obtiene:



$$\frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega_o L} = \frac{1}{j\omega_o L} \left(1 + j\left(\frac{1}{Q_B}\right)\right)$$

$$\frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega_o L} = \frac{1}{j\omega_o L} + \frac{1}{\omega_o L Q_B}$$

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{\omega_o L Q_B}$$

$$Q_B = \frac{R_p}{\omega_o L} \quad (26)$$

$$\text{O equivalente: } R_p = \omega_o L Q_B \quad (27)$$

Se demuestra entonces que para  $Q_B$  alta, la resistencia serie de la bobina ( $r_s$ ) se puede transformar en paralelo ( $R_p$ ) de forma que:

$$R_p = \omega_o L Q_B = \omega_o L \frac{\omega_o L}{r_s} = \frac{\omega_o L^2}{r_s}$$

$$R_p \approx Q_B^2 r_s \quad (28)$$

Finalmente, se debe señalar que el factor de calidad de la bobina  $Q_B$  plantea un límite superior al valor del factor de calidad  $Q$  logrado por el circuito sintonizado [4].

Los valores de inductancia prácticos para circuitos con un alto factor  $Q_B$  dependen de la frecuencia de trabajo. El factor de calidad  $Q_B$  de bobinas muy pequeñas tiende a ser menor para bajas frecuencias, debido a la resistencia serie. Por el contrario, las bobinas grandes suelen tener un factor de calidad  $Q_B$  bajo para frecuencias altas, debido a las pérdidas en el núcleo. Además, una bobina grande implica el uso de muchas espiras, lo que hace aumentar la capacidad parásita entre ellas. Por ello, las bobinas con inductancia grande suelen ser autoresonantes para frecuencias relativamente bajas [3]. De aquí que debe haber un compromiso de selección de bobina en el que se tenga en cuenta su valor de  $Q_B$  y el valor de la frecuencia de trabajo deseada.

### 2.2.6. Capacidades parásitas

Hasta este punto, al igual que como sucedió con las inductancias reales, se consideró que las capacidades parásitas de los elementos activos eran despreciables. Sin embargo, en la realidad sucede que si se incrementa la frecuencia de operación el valor de  $L$  y  $C$  del circuito resonante disminuirán, pudiendo llegar a tener valores pequeños, comparables con estas capacidades. Debido a esto se hace necesario tenerlas en cuenta en el estudio de los amplificadores sintonizados. A continuación, se realiza el análisis de

un Amplificador Sintonizado Serie y un Amplificador Sintonizado Paralelo, ambos con BJT, en el que se ilustran los conceptos abordados en estas dos últimas secciones.

### 2.3. Amplificador Sintonizado Serie

Cuando el amplificador es excitado con una fuente de baja impedancia, por ejemplo una antena (50, 75 o 300  $\Omega$ ), se utiliza un Amplificador Sintonizado Serie. También se utiliza este en el caso de muy alta frecuencia debido a que, según la ecuación del factor de calidad Q para circuito resonante serie (ecuación 13), se puede obtener una alta selectividad.

En la figura 23 se muestra un Amplificador Sintonizado Serie que tiene como elemento activo un amplificador BJT en configuración emisor común. En el circuito  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_C$  y  $R_E$  establecen las condiciones de polarización del BJT. El condensador  $C_{out}$  aísla de la CD a la carga y  $C_E$  es el condensador de derivación de fuente. Los componentes  $L$  y  $C$  constituyen el circuito sintonizado serie de este amplificador y además  $C$  permite aislar de la CD a la fuente de la señal.

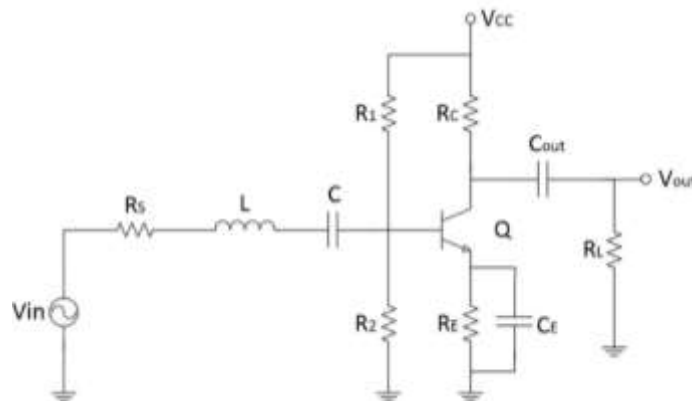


Figura 23. Amplificador Sintonizado Serie con BJT.

Las ecuaciones de diseño de este amplificador se hallan usando el circuito equivalente de la figura 24. En este se consideró  $R_b = R_1 || R_2 \gg h_{ie}$  y que la frecuencia de corte del BJT cuando la ganancia de voltaje es unitaria ( $f_T$ ) (término que se estudió también en la asignatura) es muy elevada. Si  $f_T$  es muy alta se pueden despreciar las capacidades interelectrolíticas parásitas del transistor y se puede emplear su modelo híbrido. Además, se puede emplear el modelo híbrido simplificado al despreciar el generador del circuito de entrada  $h_{re}V_{ce}$  por tener muy bajo valor el parámetro  $h_{re}$  y considerar  $h_{oe} = 0$ .

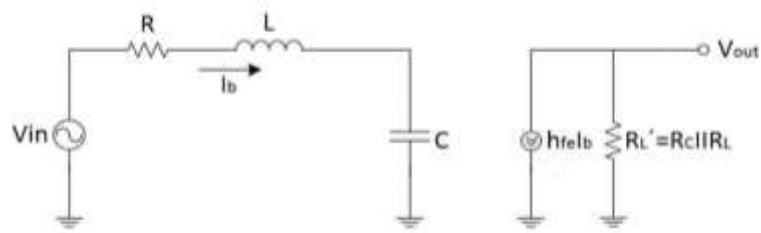


Figura 24. Circuito equivalente de un Amplificador Sintonizado Serie con BJT.

En el circuito equivalente mostrado en la figura 24, R denota la resistencia total en serie de la etapa de entrada. Es decir:

$$R = R_s + r_s + h_{ie}$$

Donde  $R_s$  es la resistencia interna de la fuente de voltaje,  $r_s$  es la resistencia de pérdidas de la bobina y  $h_{ie}$  la resistencia asociada al modelo del transistor.

Del análisis de este circuito se obtiene que el voltaje de salida es:

$$V_{out} = -h_{fe} I_b R'_L = -\frac{h_{fe} R'_L V_{in}}{R + sL + 1/sC}$$

Por lo que la ganancia puede ser expresada como:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{h_{fe} R'_L}{L} \frac{s}{(s^2 + sR/L + 1/LC)} \quad (29)$$

Se puede observar que la ecuación 29 representa la función transferencial de un filtro pasabanda que es la deseada para lograr un amplificador sintonizado y lograda debido a la inserción del circuito resonante serie en el amplificador.

Por otra parte, la ganancia para excitación sinusoidal en función de  $j\omega$  es:

$$A_V(j\omega) = -\frac{h_{fe} R'_L}{R(1 + j\omega L/R + 1/j\omega RC)} = \frac{-h_{fe} R'_L/R}{1 + j(\omega L/R - 1/\omega RC)} \quad (30)$$

La ecuación (30) puede escribirse como:

$$A_V(j\omega) = \frac{-h_{fe} R'_L/R}{1 + jQ(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)} \quad (31)$$

Donde, en este caso,  $\omega_o = 1/\sqrt{LC}$  y  $Q = \omega_o L/R$ , frecuencia angular central y factor de calidad de una red L-C resonante en serie (ecuaciones (6) y (13) respectivamente).

Se observa además para este circuito que la máxima ganancia, que se sabe que se obtiene en resonancia, cuando las reactancias de L y C se cancelan y la resistencia en la entrada es puramente resistiva, es:

$$|A_V|_{m\acute{a}x} = h_{fe} R'_L / R \quad (32)$$

El ancho de banda para este circuito es:

$$|A_V| = \frac{|A_V|_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{h_{fe} R'_L / R}{1 + jQ(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)} = \frac{h_{fe} R'_L / R}{\sqrt{2}}$$

$$\left| \frac{-h_{fe} R'_L / R}{1 + jQ(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)} \right| = \frac{h_{fe} R'_L / R}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{h_{fe} R'_L / R}{|1 + jQ(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)|} = \frac{h_{fe} R'_L / R}{\sqrt{2}}$$

$$|1 + jQ(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)| = \sqrt{2}$$

$$\sqrt{1 + Q^2(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)^2} = \sqrt{2}$$

$$\left( \sqrt{1 + Q^2(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)^2} \right)^2 = (\sqrt{2})^2$$

$$1 + Q^2(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)^2 = 2$$

Que al desarrollar la ecuación se obtiene como posibles soluciones de  $\omega_H$  y  $\omega_L$ :

$$\omega_H = \omega_o + \frac{\omega_o}{2Q} \quad \text{y} \quad \omega_L = \omega_o - \frac{\omega_o}{2Q}$$

Con estas ecuaciones se obtiene el ancho de banda como se muestra a continuación:

$$BW = \omega_H - \omega_L = \frac{\omega_o}{Q} = \frac{R}{L} \quad (33)$$

### 2.3.1. Capacidades parásitas

Si las capacidades parásitas, que se denominarán  $C_{eq}$ , del elemento activo no son despreciables, para el caso de un Amplificador Sintonizado Serie se debe conectar una bobina en la entrada ( $L_{adeed}$ ) como se muestra en la figura 25, para que resuene en paralelo con  $C_{eq}$  de forma que el tanque formado por ellos constituya un circuito abierto a la frecuencia de sintonía y como consecuencia no se afecte el funcionamiento del amplificador sintonizado [10].

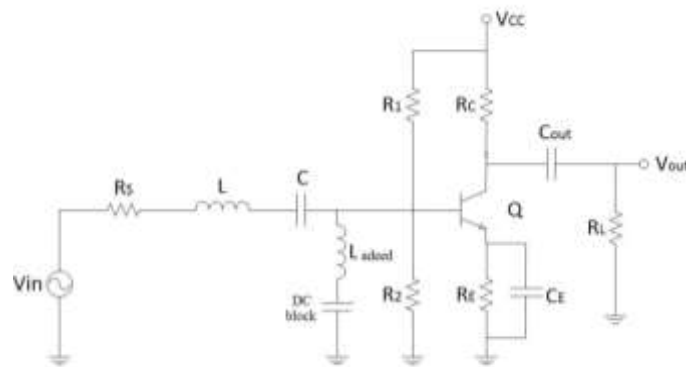


Figura 25. Amplificador Sintonizado Serie con la bobina de compensación conectada.

Como la bobina de compensación ( $L_{adeed}$ ) se comporta como un cortocircuito a la frecuencia de sintonía se perdería la señal de entrada porque la pondría a tierra. Debido a esto se hace necesario conectar junto a  $L_{adeed}$  un condensador que constituye un circuito abierto para la polarización (DC block) y un corto circuito a  $\omega_o$ .

El valor de  $L_{adeed}$  se escoge de manera que resuene con  $C_{eq}$ , cumpliéndose la ecuación:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{adeed}C_{eq}}}, \text{ es decir } L_{adeed} = \frac{1}{\omega_o^2 C_{eq}}.$$

El valor de bloqueo de corriente directa se escoge de manera tal que su reactancia sea prácticamente nula para que la impedancia de la rama  $L_{adeed}-C_{adeed}$  esté determinada principalmente por la bobina de compensación  $L_{adeed}$ , es decir:

$$X_{adeed} = \frac{1}{\omega_o C_{adeed}}, \text{ donde } X_{adeed} \text{ se escoge de valor muy pequeño.}$$

### 2.4. Amplificador Sintonizado Paralelo

Cuando el amplificador es excitado con una fuente de alta impedancia se utiliza un Amplificador Sintonizado Paralelo debido a que, según la ecuación del factor de calidad

Q para circuito resonante paralelo (ecuaciones 10 y 11) se puede obtener una alta selectividad con este circuito para estos casos. Respecto a la frecuencia según (10) y (11) se obtienen buenos resultados en cuanto a la selectividad tanto si la señal es de baja frecuencia como muy alta.

En la figura 26 se observa un Amplificador Sintonizado Paralelo que tiene como elemento activo un BJT en configuración emisor común. En el circuito  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_C$  y  $R_E$  establecen las condiciones de polarización del BJT. El condensador  $C_{in}$  y  $C_{out}$  aíslan de la CD al generador y la carga, respectivamente, y  $C_E$  es el condensador de derivación de emisor. Los componentes  $L$  y  $C'$  constituyen el circuito sintonizado paralelo de este amplificador.

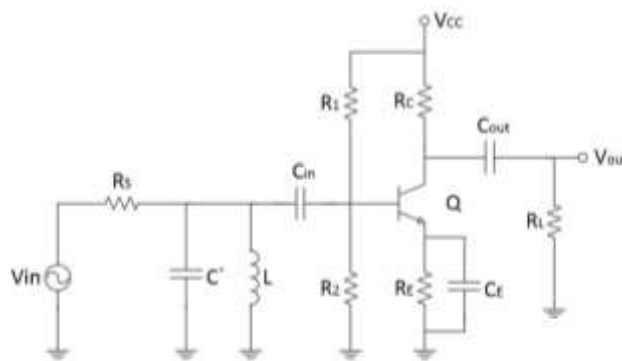


Figura 26. Amplificador Sintonizado Paralelo con BJT.

Las ecuaciones de diseño de este amplificador se hallan usando el circuito equivalente de la figura 27. Se empleará el modelo  $\pi$  híbrido para representar al BJT el cual es válido para todas las frecuencias teniendo en cuenta que este amplificador puede ser de gran utilidad a cualquier frecuencia.

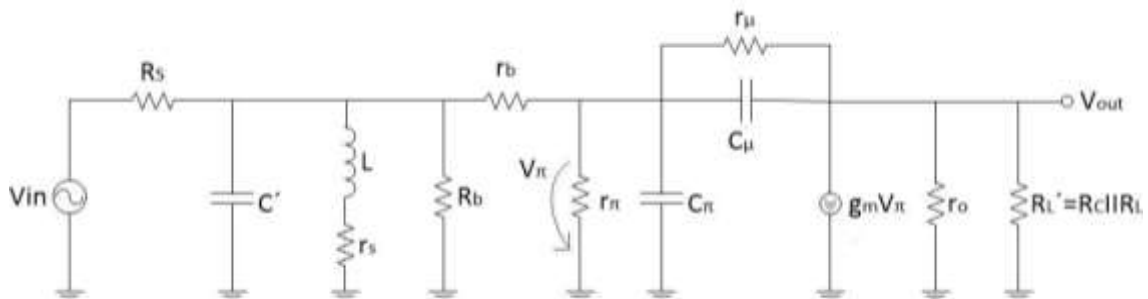


Figura 27. Circuito equivalente de un Amplificador Sintonizado Paralelo con BJT.

Como el circuito tanque de sintonía está en paralelo a la entrada es conveniente para simplificar su análisis que todos los elementos del circuito aparezcan en paralelo, por lo

que fuente de señal de entrada se representa por una fuente de corriente con su resistencia en paralelo. La resistencia de pérdida de la bobina  $r_s$  se transforma también en paralelo empleando la ecuación (28) obtenida en las secciones anteriores. Se considerará además que las resistencias  $r_\mu$  y  $r_o$  son muy grandes, mientras que  $r_b$  es muy pequeña en comparación con otros resistores del circuito por lo que es posible despreciar las resistencias  $r_\mu$ ,  $r_o$  y  $r_b$  del transistor. En la figura 28 se muestra el circuito equivalente del Amplificador Sintonizado Paralelo analizado con las transformaciones realizadas.

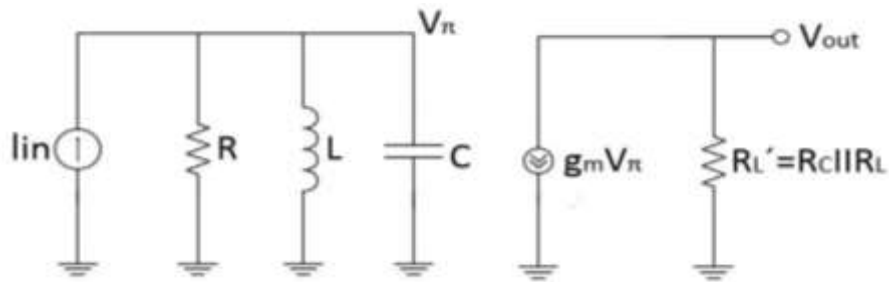


Figura 28. Circuito equivalente simplificado de un Amplificador Sintonizado Paralelo con BJT.

En el circuito equivalente mostrado en la figura 28,  $R$  denota la resistencia total en paralelo de la etapa de entrada. Es decir:

$$R = R_s \parallel R_p \parallel R_b \parallel r_\pi$$

Donde  $R_s$  es la resistencia de pérdidas de la fuente de voltaje,  $R_p$  es la resistencia de pérdidas de la bobina en paralelo,  $R_b = R_1 \parallel R_2$  y  $r_\pi$  es la resistencia asociada al modelo del amplificador.

#### 2.4.1. Capacidades parásitas

Si las capacidades parásitas no son despreciables en el caso del Amplificador Sintonizado Paralelo estas no se tratan de compensar, sino que forman parte de la capacidad total del circuito resonante [3, 8, 9].

Por lo que en este circuito  $C$ , que denota la capacidad total en paralelo de la etapa de entrada es:

$$C = C' + C_{eq}$$

Donde  $C'$  es la capacidad de la red L-C del circuito resonante paralelo de este amplificador sintonizado y  $C_{eq}$  es la capacidad parásita asociada al transistor. Según el Teorema de Miller<sup>7</sup> esta capacidad parásita es:

$$C_{eq} = C_{\pi} + C_{\mu}(1 + g_m R_L')$$

Del análisis de este circuito se obtiene que la corriente de salida es:

$$I_{out} = -g_m V_{\pi} = -\frac{g_m I_{in}}{1/R + 1/sL + sC}$$

Por lo que la ganancia de corriente, para excitación sinusoidal, puede ser expresada como:

$$A_I = \frac{I_{out}}{I_{in}} = -\frac{g_m}{1/sRL(sL + R + s^2RLC)} = -\frac{g_m sRL}{(s^2RLC + sL + R)} = -\frac{g_m sRL}{RLC(s^2 + s/RC + 1/LC)} = -\frac{g_m}{C} \frac{s}{(s^2 + s/RC + 1/LC)} \quad (34)$$

Se puede observar que la ecuación 34 representa la función transferencial de un filtro pasabanda que es la deseada para lograr un amplificador sintonizado y lograda debido a la inserción del circuito resonante en el amplificador.

Por otra parte, la ganancia de corriente, en función de  $s = j\omega$  es:

$$A_I(j\omega) = -\frac{g_m}{1/R(1 + R/j\omega L + j\omega RC)} = -\frac{g_m R}{(1 + R/j\omega L + j\omega RC)} = \frac{-g_m R}{1 + j(\omega R/L - \omega RC)} \quad (35)$$

La ecuación (35) puede escribirse como:

$$A_I(j\omega) = \frac{-g_m R}{1 + jQ(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)} \quad (36)$$

Donde, en este caso, frecuencia angular central  $\omega_o = 1/\sqrt{LC}$  y factor de calidad

$Q = \omega_o RC$ , de una red L-C en paralelo. Se puede realizar un análisis similar pero usando como variable las expresiones de factor de calidad obtenidas igualmente para un

resonador en paralelo de la ecuación (11)  $Q = R\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R}{|X_{C,0}|} = \frac{R}{|X_{L,0}|}$ .

Se observa además para este circuito que la máxima ganancia de corriente, que se sabe que se obtiene en resonancia cuando las reactancias de L y C se cancelan y la resistencia en la entrada es puramente resistiva, es:

<sup>7</sup> Se recomienda estudiar los conceptos asociados a este teorema en [5] y en [8]: Teorema de Miller.



$$|A_I|_{m\acute{a}x} = g_m R \quad (37)$$

El ancho de banda para este circuito es:

$$|A_I| = \frac{|A_I|_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}}$$

$$\left| \frac{-g_m R}{1 + jQ(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)} \right| = \frac{g_m R}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{g_m R}{|1 + jQ(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)|} = \frac{g_m R}{\sqrt{2}}$$

$$|1 + jQ(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)| = \sqrt{2}$$

$$\sqrt{1 + Q^2(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)^2} = \sqrt{2}$$

$$\left( \sqrt{1 + Q^2(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)^2} \right)^2 = (\sqrt{2})^2$$

$$1 + Q^2(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)^2 = 2$$

Que al desarrollar la ecuaci3n se obtiene como posibles soluciones de  $\omega_H$  y  $\omega_L$ :

$$\omega_H = \omega_o + \frac{\omega_o}{2Q} \quad \text{y} \quad \omega_L = \omega_o - \frac{\omega_o}{2Q}$$

Con estas ecuaciones se obtiene el ancho de banda como se muestra a continuaci3n:

$$BW = \omega_H - \omega_L = \frac{\omega_o}{Q} \quad (38)$$

## 2.5. Amplificador Sintonizado Cascode

Una de las cuestiones que no puede considerarse menos importante, 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 realimentaci3n interna, es decir, que el dispositivo que idealmente se ha considerado unilateral, en la realidad no lo es.

La capacitancia interna caracterstica de los transistores bipolares  $C_\mu$  que se muestra en la figura 29<sup>8</sup> genera una baja impedancia en la salida del transistor a frecuencias altas.

---

<sup>8</sup> Para evitar el efecto de carga de las resistencias de polarizaci3n  $R_{B1}$  y  $R_{B2}$  en el circuito sintonizado de entrada, se inserta un inductor de radiofrecuencia (RFC) en serie con cada resistor. Dichos inductores tienen altas impedancias en las frecuencias de inter3s. El uso de RFC en la polarizaci3n de amplificadores de RF sintonizados es una pr3ctica com3n.

Además en las frecuencias que se encuentran por debajo de la resonancia, la impedancia de carga es alta y ligeramente inductiva. Debido a esto una porción del voltaje de salida se retroalimenta a través de  $C_{\mu}$  hacia la entrada. Bajo estas condiciones, el voltaje de retroalimentación puede ser mayor que el aplicado inicialmente. Esto podría generar oscilaciones, lo que significa que podría existir un voltaje de salida aún si no hay señal de entrada. En resumen, la presencia de  $C_{\mu}$  es la responsable de las dificultades generadas por los amplificadores sintonizados basados en BJT [3, 4, 7, 8].

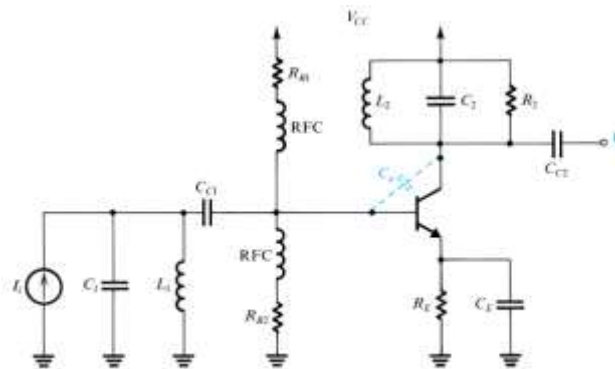


Figura 29. Amplificador sintonizado con BJT con circuitos de sintonía en la entrada y en la salida. [4]

Esto puede evitarse usando técnicas de neutralización o eligiendo un circuito que posea una capacidad de realimentación prácticamente nula. Algunos circuitos útiles son el amplificador en compuerta común (o en base común), el amplificador diferencial y el circuito cascode [3, 4, 8].

El Amplificador Sintonizado Cascode de la figura 30 contiene dos etapas con acoplamiento directo, una etapa de entrada emisor común y una de salida base común.

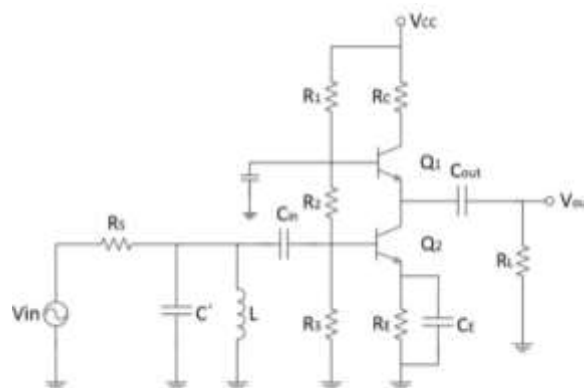


Figura 30. Amplificador Sintonizado Cascode.

Antes de comenzar el análisis de este amplificador se calculará de manera aproximada el punto de operación de los transistores que lo conforman, que será necesario en la determinación de diferentes parámetros del modelo de los transistores. Para el cálculo del punto de operación de  $Q_1$  y  $Q_2$  se desprecian las corrientes de base, es decir:

$$I_{b1} \approx I_{b2} \approx 0$$

Al observar el circuito se obtiene que:

$$I = \frac{V_{cc}}{(R_1 + R_2 + R_3)} \quad \text{y} \quad V_{R3} = I * R_3$$

Por otro lado:

$$I_{E1} = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{(V_{R3} - V_{BE1})}{R_E}$$

Se observa también que:

$$I_{E1} \approx I_{C1} = I_{E2} \approx I_{C2}$$

De donde se puede hallar  $V_{CE}$  de los transistores aplicando LKV en la malla de salida.

Una vez hallados los parámetros correspondientes al punto de operación se pasa a dibujar el circuito equivalente del Amplificador Sintonizado Cascade que se está analizando. Se considera el modelo  $\pi$  híbrido para el amplificador en emisor común y el modelo híbrido para el amplificador en base, esto se debe a que la etapa emisor común es la que determina la respuesta de frecuencia debido a que la configuración base común presenta un gran ancho de banda. Para plantear el circuito equivalente simplificado de la figura 31 se realizaron las mismas consideraciones que en las secciones anteriores para ambos modelos.

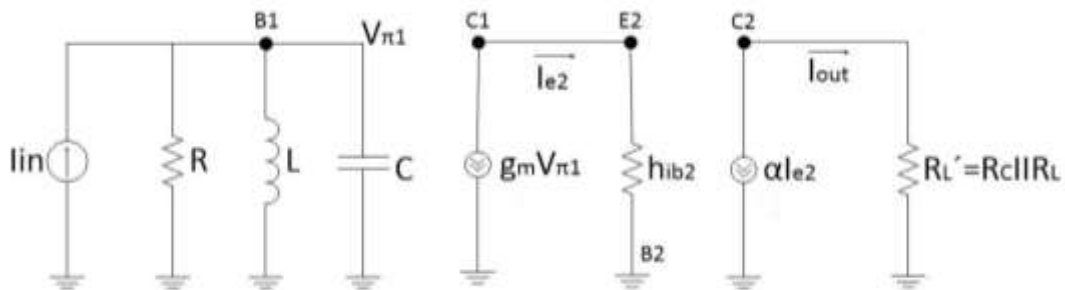


Figura 31. Circuito equivalente simplificado del ASC.

Recordando:

$$g_m = \frac{I_{E2}}{V_T} \quad \text{Transconductancia de } Q_1 \quad (39)$$

$$h_{ib2} = r_{e2} = \frac{V_T}{I_{E2}} \quad \text{Resistencia del diodo base-emisor de } Q_2 \quad (40)$$

Mientras que, por el Teorema de Miller:

$$C_{eq1} = C_{\pi1} + C_{\mu1}(1 + g_m r_{e2}) \quad (41)$$

Sustituyendo (39) y (40) en (41):

$$C_{eq1} = C_{\pi1} + 2C_{\mu1}$$

Como se observa de la expresión se obtiene que  $C_{eq1}$  es independiente de la carga, debido a que la carga que “ve” el amplificador en emisor común es la entrada del circuito en base común, eliminándose de esta manera el lazo de realimentación que provocado por la capacidad parásita  $C_{\pi}$ , lo que mejora la estabilidad del amplificador sintonizado.

Como el amplificador tiene un circuito tanque de sintonía en paralelo se utilizan las mismas expresiones para el cálculo de  $\omega_o$ ,  $BW$  y  $Q$  que las que se obtuvieron para el Amplificador Sintonizado Paralelo. Siendo en este caso  $R = R_s \parallel R_p \parallel R_b \parallel r_{\pi}$  y  $C = C' + C_{eq1}$  la resistencia y capacidad total en paralelo.

La ganancia de corriente máxima, como se conoce, ocurre a la frecuencia central o de sintonía donde el tanque LC se comporta como un circuito abierto por lo que el circuito equivalente queda resistivo puro como se muestra en la figura 32.

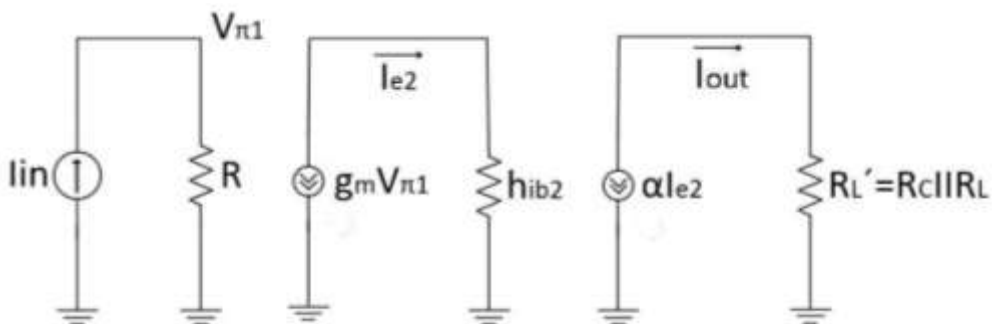


Figura 32. Circuito equivalente del Amplificador Sintonizado Cascode a la frecuencia de sintonía.

A partir del análisis de este circuito se obtiene que:

$$A_{I_{\text{máx}}} = \frac{I_0}{I_S}$$

$$|A_I|_{\text{máx}} = \alpha g_m R \quad (42)$$

### 2.5.1. Ejemplo de diseño de un ASC

En la figura 33 se observa un amplificador de bajo ruido (LNA) integrado para la banda de 2,4 GHz. El LNA es un bloque determinante en el desempeño de los receptores, fundamentalmente en el caso de los receptores integrados. El LNA presentado fue diseñado para cumplir las especificaciones del estándar IEEE 802.15.4. Este trabajo contribuye al desarrollo de una nueva línea de investigación en Cuba sobre la implementación de circuitos integrados de RF [11].

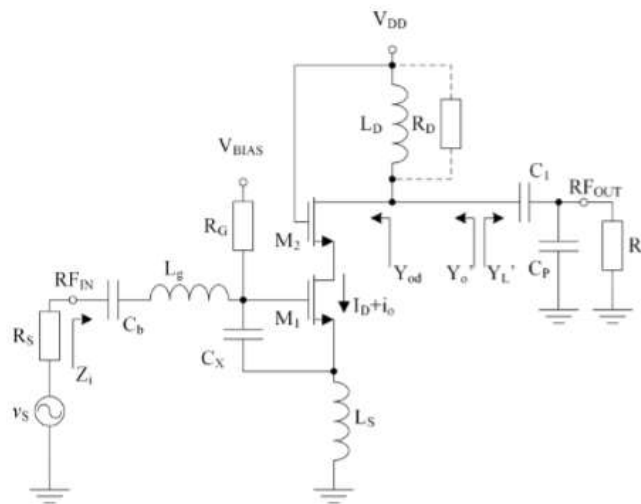


Figura 33. Amplificador de bajo ruido (LNA) fuente común con degeneración inductiva y etapa cascode [11].

La figura 33 muestra el esquema básico de un LNA de fuente común (CS-LNA) con degeneración inductiva. La degeneración inductiva (a través de  $L_s$ ) produce una componente resistiva, necesaria para acoplar la impedancia de entrada con la salida de la etapa precedente, sin introducir una fuente de ruido extra. El capacitor  $C_x$  permite minimizar la figura de ruido para valores específicos de ganancia y consumo. El inductor de compuerta,  $L_g$ , se incluye para sintonizar la impedancia de entrada. El transistor  $M_2$  se utiliza como etapa cascode, para disminuir el efecto Miller sobre el transistor  $M_1$  y mejorar el aislamiento inverso. El inductor  $L_D$  forma una red resonante paralela con las capacidades de salida de la etapa cascode ( $Y_{od}$ ) y de la impedancia vista hacia la carga ( $Y_{L'}$ ). El divisor capacitivo ( $C_1, C_P$ ) se incluye para acoplar la impedancia

de salida a los  $50 \Omega$  del analizador de espectro, que se utiliza en la caracterización experimental del LNA como circuito independiente. Finalmente, el capacitor  $C_b$  bloquea el nivel de directa de polarización hacia la fuente de RF.

## **2.6. Méritos de los amplificadores sintonizados [8]**

En los sistemas de radiocomunicaciones como receptores y transmisores de radio y televisión, estaciones bases para comunicaciones móviles y celulares, amplificadores de bajo ruido en receptores y transmisores de cable y satélite, uno de los requisitos es amplificar la señal en una sola frecuencia en una banda de paso estrecha y rechazar todas las demás frecuencias presentes. Los amplificadores sintonizados son los más adecuados para estos fines.

Debido al elemento resonante que contienen los amplificadores sintonizados, estos tienen una buena selectividad. Es decir pueden seleccionar una única frecuencia resonante deseada entre un gran número de frecuencias disponibles y atenuar el resto de las componentes de la señal. La alta selectividad del circuito depende de si el factor de calidad  $Q$  es alto.

En los amplificadores sintonizados el circuito resonante toma energía de la fuente de alimentación. Este tiene la propiedad de almacenar energía en un estado oscilante entre los ciclos de energía cinética que ocurren entre el campo magnético asociado con el flujo de corriente a través del inductor  $L$  y la energía potencial del campo eléctrico cuando el condensador  $C$  se está cargando, y de ida y vuelta. Tal ciclo de eventos ocurre a la frecuencia de resonancia por lo que la respuesta de salida de un circuito sintonizado también es una onda de corriente alterna. Esto ocurre incluso si la señal de entrada es una onda cuadrada.

Tienen una relación disipación/pérdida de potencia reducida. Los circuitos resonantes que forman parte estos tipos de amplificadores constan de un inductor  $L$  y un capacitor  $C$ . en consecuencia, la pérdida de potencia en una carga de este tipo en los amplificadores es bastante baja, por lo tanto, los amplificadores sintonizados son altamente eficientes en el consumo de energía con la menor cantidad de energía disipada.

## **2.7. Inconvenientes de los amplificadores sintonizados [8]**

Los amplificadores sintonizados son ideales para la selección y amplificación de señales de medias y altas frecuencias. Sin embargo, las señales de audio son una mezcla de frecuencias de 20 Hz a 20 kHz, señales de habla y música operan desde los 100 Hz hasta 15 kHz. De ahí la necesidad de fidelidad (buena calidad de reproducción de la señal original) de la recepción de la señal de audio, se requiere una ganancia uniforme sobre el ancho de banda del amplificador. Por lo tanto, los circuitos sintonizados no se pueden utilizar para este propósito.

Para la amplificación de la señal de baja frecuencia, los valores de L y C son grandes (lo cual se observa con la ecuación de la frecuencia central de los amplificadores sintonizados), lo que significa que los elementos inductivo y capacitivo serán voluminosos y costosos. Debido a esto los amplificadores RC y acoplados con transformador son los utilizados para aplicaciones de baja frecuencia.

## Conclusiones

- La resonancia se describe de manera aproximada como la condición que existe en todo sistema físico cuando una función forzada senoidal de amplitud fija produce una respuesta de amplitud máxima. Específicamente, en una red eléctrica de dos terminales que contiene al menos un inductor y un capacitor, se define la resonancia como la condición que existe cuando la impedancia de entrada de la red es puramente resistiva. Por tanto, una red está en resonancia (o es resonante) cuando tensión y la corriente en los terminales de entrada de la red están en fase.
- A la combinación en paralelo en un circuito de una resistencia, un inductor y un capacitor, a menudo se le conoce como circuito resonante en paralelo. Mientras que, a la combinación de estos elementos en serie se le conoce como circuito resonante serie. Un circuito resonante en serie (elementos de la red L-C en serie) se caracteriza por una impedancia baja en la resonancia, en tanto que un circuito resonante en paralelo (elementos de la red L-C en paralelo) se determina por una impedancia alta en la resonancia. Aunque quizá se observe un menor uso del circuito L-C en serie, del que ocurre en el caso del L-C en paralelo, ambos merecen que se le ponga la misma atención.
- A la frecuencia a la que ocurre el fenómeno de la resonancia se le conoce como frecuencia angular de resonancia o frecuencia angular resonante  $\omega_0$ . Al aplicar el concepto de resonancia a un circuito serie o paralelo se observa que para ambos casos  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  [rad/s].
- El factor de calidad  $Q$  es proporcional a la energía máxima almacenada en una red, dividida entre la energía total perdida por período. Es decir, lo puntiagudo de la curva de respuesta de cualquier circuito resonante está determinado por la cantidad de energía máxima que se puede almacenar en el circuito, en comparación con la energía que se pierde durante un período completo de la respuesta. Para el caso del circuito resonante paralelo  $Q = \omega_0 RC$ , mientras que para el circuito resonante serie  $Q = \omega_0 \frac{L}{R}$ . En resonancia, las tensiones en la bobina y el condensador de un circuito serie son  $Q$  veces más grandes en magnitud que la tensión de entrada. En resonancia, las corrientes en la bobina y



el condensador de un circuito paralelo son  $Q$  veces más grandes en magnitud que la corriente de entrada

- Una frecuencia de media potencia se define como la frecuencia a la que la magnitud de la función de respuesta del circuito se reduce hasta  $1/\sqrt{2}$  veces su valor máximo. El ancho de banda  $BW$  de un circuito resonante se define como la diferencia entre las frecuencias de media potencia superior e inferior. En un circuito de alta  $Q$  ( $Q \geq 5$ ), cada frecuencia de media potencia se ubica aproximadamente a medio ancho de banda de la frecuencia resonante. Para ambos tipos de circuito resonante  $BW = \omega_H - \omega_L = \frac{\omega_0}{Q}$ . Los circuitos que poseen una  $Q$  más alta presentan un ancho de banda más estrecho, o una curva de respuesta más puntiaguda; tiene una selectividad de frecuencia mayor o una calidad (factor) superior.
- Los filtros activos son útiles para frecuencias relativamente bajas. Los circuitos resonantes L-C pueden usarse para implementar filtros pasabanda útiles a frecuencias más altas. Los amplificadores sintonizados utilizan circuitos resonantes o de sintonía L-C en la entrada, en la salida, o en ambos sitios. Son útiles en aplicaciones en las que se desea amplificar señales de una estrecha banda de frecuencias como por ejemplo en los amplificadores de frecuencia intermedia (IF) y radiofrecuencia (RF).
- La principal clasificación de los amplificadores sintonizados se basa en el tipo de etapas sintonizadas empleadas en el diseño del amplificador: Amplificador de sintonía única, Amplificador de doble sintonía, Amplificador sintonizado sincrónicamente, Amplificador de sintonización escalonada.
- Al realizar el análisis de un Amplificador Sintonizado Paralelo y un Amplificador Sintonizado Serie simples se observa que las expresiones de trabajo de la frecuencia angular central ( $\omega_0$ ), el factor de calidad ( $Q$ ) y el ancho de banda ( $BW$ ) de un amplificador sintonizado con un circuito resonante (ya sea paralelo o serie) son las mismas que para este tipo de resonador sin amplificador. Debido a esto se puede concluir entonces que el circuito resonante en un amplificador sintonizado determina su frecuencia angular central ( $\omega_0$ ), su factor de calidad ( $Q$ ) y su ancho de banda ( $BW$ ), mientras que el elemento activo determina su ganancia.

- Los componentes electrónicos reales sufren diversos efectos parásitos (capacidades parásitas de los transistores usados como amplificadores, resistencias de pérdidas de las bobinas). Se hace necesario entonces incluir en el análisis de los amplificadores sintonizados la influencia de estos efectos en los circuitos en los cuales por sus características de diseño no es posible despreciarlos.
- Un circuito resonante en serie y un circuito resonante en paralelo son equivalentes en circuitos de alta  $Q$  ( $Q \geq 5$ ), lo que permite convertir un circuito serie en un circuito paralelo y viceversa. La transformación se realiza mediante la ecuación  $R_p \approx Q_B^2 r_s$ . Se debe señalar que los dos circuitos son equivalentes sólo para un estrecho margen de frecuencias centrado en  $\omega_0$ .
- Es posible que aparezcan resistencias de valor negativo en la entrada de un amplificador con circuito de salida sintonizado si hay presente una capacitancia de realimentación. La resistencia negativa puede hacer que el circuito oscile. Las oscilaciones pueden evitarse por neutralización, o seleccionando un circuito que no tenga capacitancia de realimentación. Algunos circuitos útiles de este tipo son el amplificador en puerta común (o en base común), el circuito cascode y el amplificador diferencial.

## Referencias bibliográficas

1. Hayt Jr., W.H. y otros. *Engineering Circuit Analysis*. 9th<sup>a</sup> ed. Estados Unidos: McGraw-Hill Education, 2019.
2. Boylestad, R.L. y Olivari, B.A. *Introductory Circuit Analysis*. Reino Unido: Pearson Education, 2023.
3. Hambley, A.R. *Electrónica*. 2a<sup>a</sup> ed. Prentice Hall, 2002.
4. Sedra, A.S. y Smith, K.C. *Microelectronic Circuits*. 7th<sup>a</sup> ed. Estados Unidos: Oxford University Press, 2015.
5. Rashid, M.H. *Microelectronic Circuits: Analysis & Design*. 2nd<sup>a</sup> ed. Estados Unidos: Cengage Learning, 2011.
6. Laquidara, A. y otros. "Unidad Temática 3: Amplificadores de RF de pequeña señal.". Universidad Nacional de La Plata (UNLP), Facultad de Ingeniería (FI). Argentina.
7. Souza Rodríguez, V.L. *Apuntes de Amplificadores Sintonizados*. Universidad Nacional Autónoma de México, Facultad de Ingeniería. México, 2018.
8. Rao, B.V. y otros. *Electronic Circuit Analysis*. Delhi, India: Pearson Education, 2012.
9. Tomar, G.S. y Bagwari, A. "Fundamentals of Electronic Devices and Circuits", Springer, Editor. Singapore, 2020.
10. Kim, K.Y. y otros. "Efficiency Improvement of HBT Class E Power Amplifier by Tuning-out Input Capacitance." en *Journal of Semiconductor Technology and Science.*, Vol. 7, No. 4, 2007.
11. González Ríos, J.L. y otros. "Amplificador integrado CMOS de bajo ruido para la banda de 2,4 GHz", en *XVI Convención y Feria Internacional INFORMÁTICA 2016*. La Habana, Cuba. 2016.