
Electrónica Aplicada III 2020

Almela

04 de mayo de 2020

1. Sistemas de radio	1
1.1. Ejemplo de valores típicos de BLU y STM	4
1.2. Enlace de radiocomunicaciones	6
1.3. Cualidades de un receptor:	6
1.3.1. Sensibilidad:	6
1.3.2. Selectividad:	8
1.3.3. Linealidad	9
2. Receptores de radiofrecuencia	13
2.1. Historia de los receptores de radio	13
2.1.1. Amplificadores sintonizados	14
2.1.2. El neutrodino	15
2.1.3. Receptores de radiofrecuencias sintonizados con pentodos	16
3. Receptor Homodino	17
3.1. Ejemplo: Receptor de banda lateral única (SSB, Single Side Band)	18
3.2. Receptor Regenerativo 433MHz	20
4. Receptor Heterodino	23
4.1. Super-heterodino	23
4.2. Super-heterodino de simple conversión.	24
4.2.1. Ejemplo práctico : Receptor de radiodifusión AM.	24
4.2.2. Sensibilidad del receptor	27
4.2.3. Ejemplo de receptor de conversión simple	28
4.3. Super-heterodino de doble conversión.	28
4.3.1. Primer oscilador variable y primera IF constante	29
4.3.2. Primer oscilador constante y primera IF variable:	29
4.3.3. Receptor de radioaficionado de la banda de 2 m (VHF, modulación en FM de banda estrecha):	29
5. Ganancia de potencia y definiciones	31
5.1. Potencia en dBm	31
5.2. Potencia en un cuadripolo	31

5.2.1.	Ganancia de Potencia	32
5.2.2.	Ganancia de trasducción	32
6.	Técnicas de adaptación	33
6.1.	Circuitos resonantes.	35
6.1.1.	Factor de selectividad Q	35
6.1.2.	Circuito resonante RLC paralelo.	36
6.1.3.	Q_o (Q libre) en inductores y capacitores	38
6.1.4.	Q_c (Q cargado) en circuitos RLC paralelos.	40
6.1.5.	Circuito RLC serie.	41
7.	Conversión serie a paralelo	43
7.1.	Ejemplo conversión serie a paralelo	45
8.	Máxima transferencia de energía a Q constante.	47
8.1.	Ejemplo	50
9.	Redes de adaptación, circuitos resonantes con derivación.	53
9.1.	El adaptador tipo “L”	53
9.2.	Adaptador con elementos de constantes concentradas.	54
9.2.1.	Ejemplo adaptador tipo L, adaptador para antena de 11m.	59
9.3.	Transformador	64
9.3.1.	Transformadores de RF	64
9.4.	Divisor capacitivo	68
9.4.1.	Divisor capacitivo como autotransformador	70
9.4.2.	Procedimiento de calculo	71
9.5.	Filtro PI	75
9.5.1.	Ejemplo filtro PI	78
10.	Amplificador generico	81
10.1.	Consideraciones generales de diseño	81
10.2.	Parametro admitancia	82
10.2.1.	Admintacia de entrada	83
10.2.2.	Admintacia de salida	83
10.2.3.	Modelos equivalente para alta frecuencia	83
11.	Técnicas de análisis de circuitos simple sintonizado.	85
11.1.	Ganancia de tensión de una etapa simple sintonizada	86
11.2.	Modulo y fase de la transferencia de tensión	86
11.2.1.	Normalización de la trasferencia	87
11.2.2.	Simetría	88
11.3.	Ejemplo 1	88
11.4.	Diagrama de polos y ceros de un simple sintonizado	89
11.5.	Ancho de banda	90
11.6.	Aproximación de banda angosta	91
11.7.	Ejemplo 2	93
11.8.	Producto ganancia por ancho de banda	94
11.9.	Amplificador multietapa sincrónico	95
11.10.	Ejemplo 3	96

11.11. Ejemplo 4, Simple Sintonizado 97

11.12. Ganacia de potencia 99

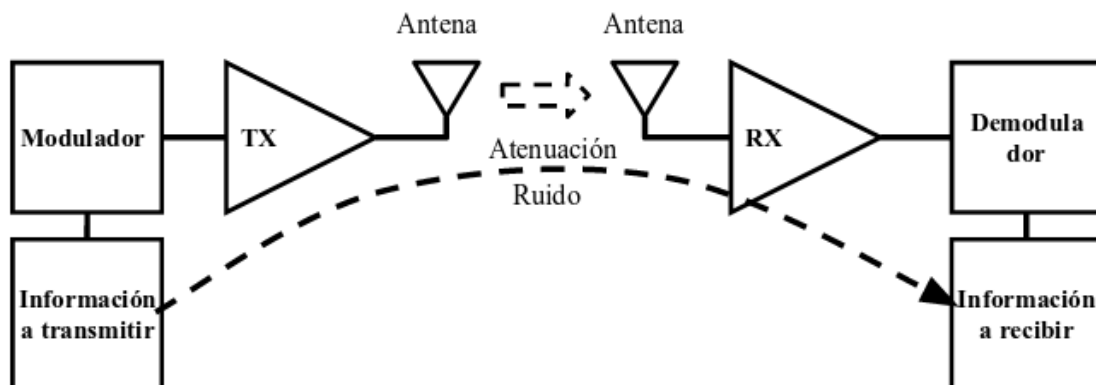
11.13. G_{max} 101

Sistemas de radio

Los sistemas de comunicación a menudo implican transmitir un mensaje $m(t)$ a través de un canal de ancho de banda finito, es decir, un canal donde solo se puede usar un rango limitado de frecuencias. Un buen ejemplo son las transmisiones de radio FM comerciales, generalmente restringidas a una banda de frecuencia entre $85MHz$ y $108MHz$ donde se transmiten múltiples estaciones, a cada una de las cuales se le asigna una banda $\leq 200KHz$.

Dado que el mensaje que estamos interesados en transmitir a menudo tiene soporte en un rango diferente de frecuencias, como es el caso de las señales de audio sin procesar en el rango de audición humana ($20Hz - 20kHz$), la señal primero debe trasladarse en frecuencia para satisfacer los requerimientos del canal particular de comunicación.

El siguiente diagrama en bloques presenta un sistema de radio básico.



El sistema de radio tiene como objetivo enviar y/o recibir información de dos lugares remotos.

En el caso representado, la información será transmitida por un enlace inalámbrico realizado mediante dos

antenas. El enlace atenúa la señal enviada y, además, adiciona ruido a la señal.

Recordando el teorema de Shannon-Hartley, el cual establece cuál es la capacidad del canal, para un canal con ancho de banda finito y una señal continua que sufre un ruido gaussian:

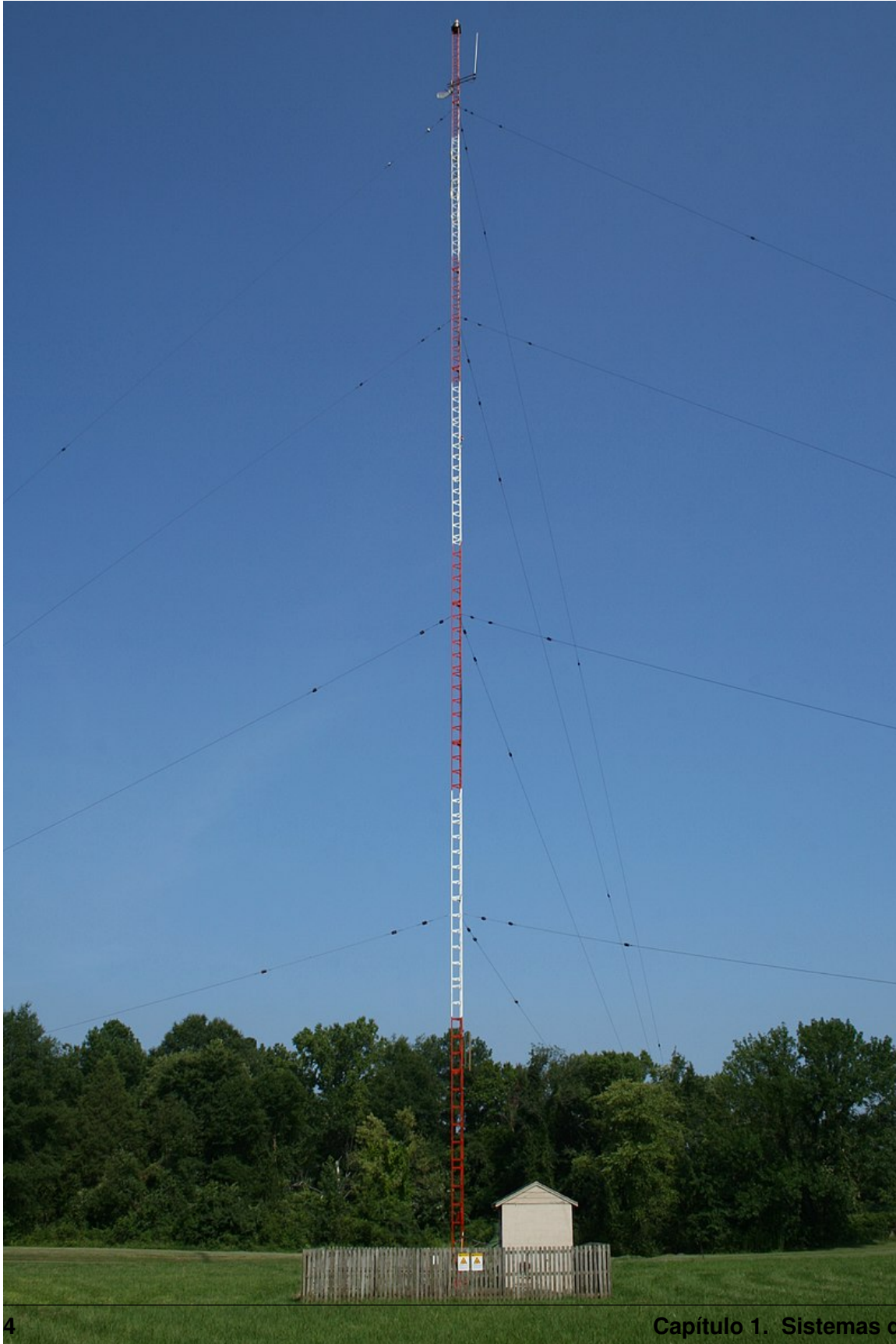
$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

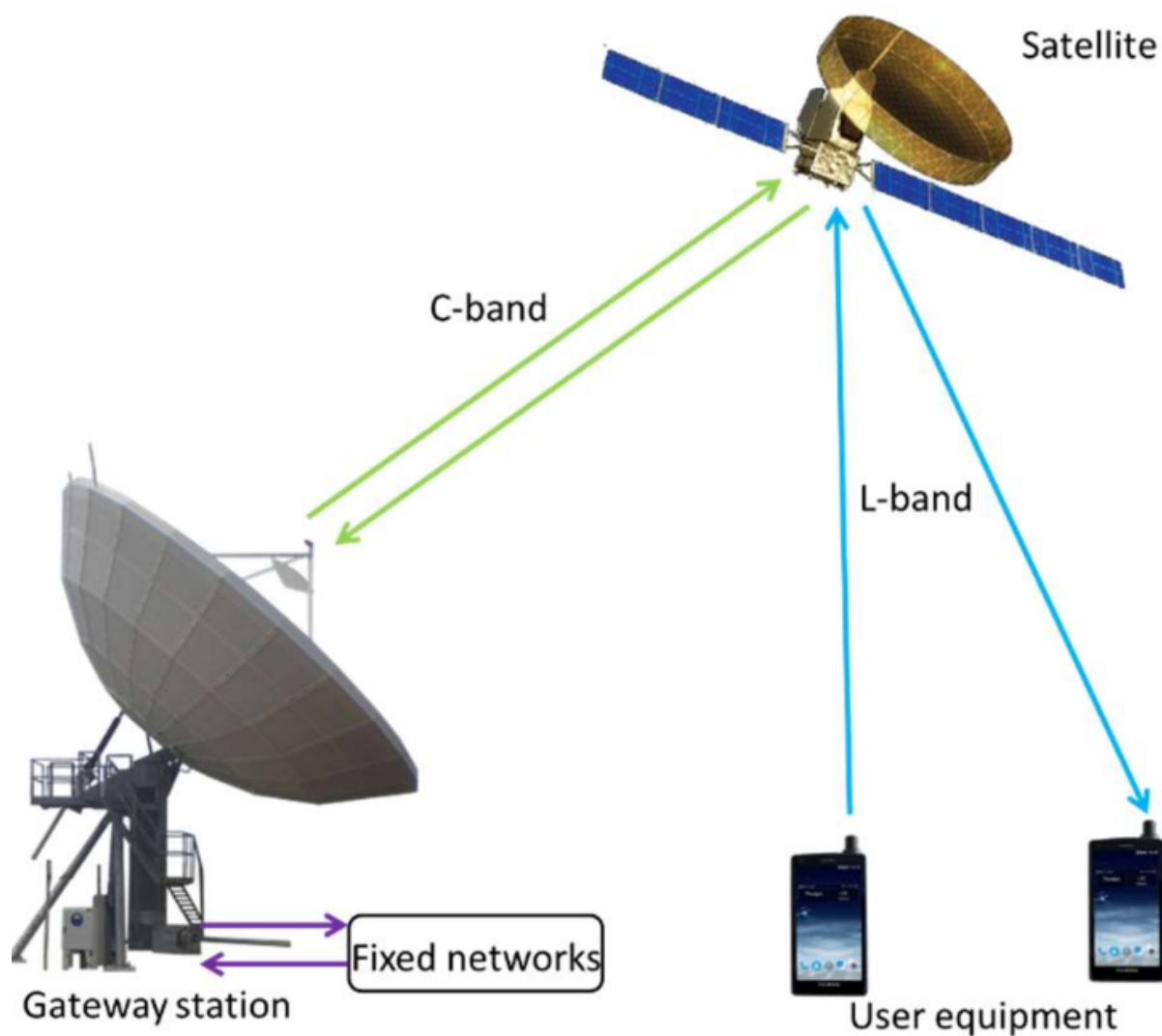
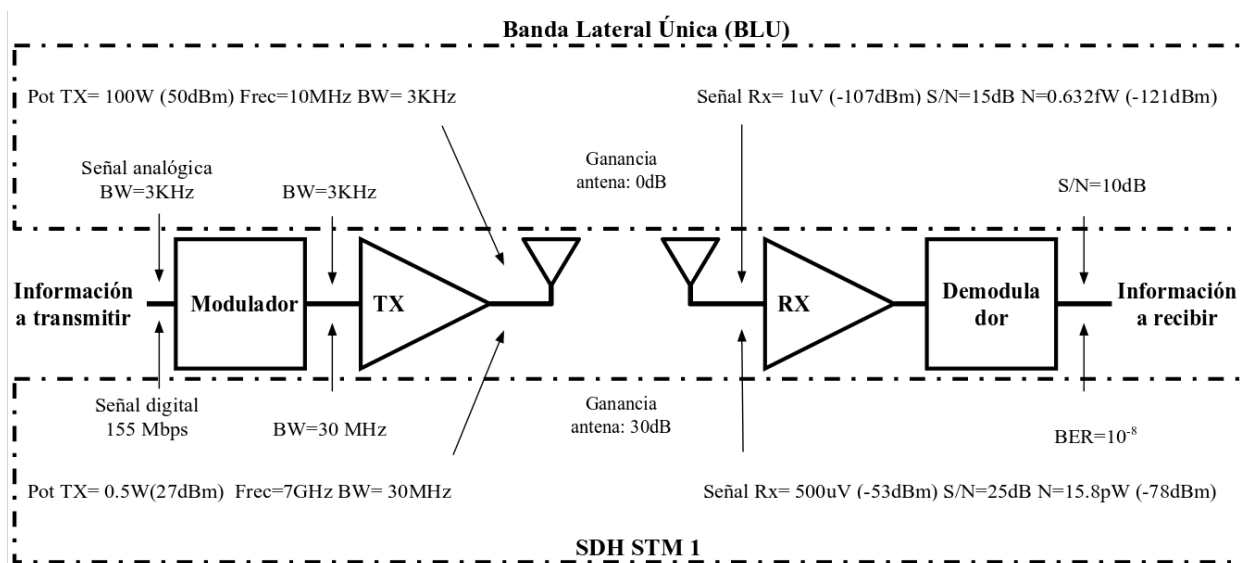
donde:

B es el ancho de banda del canal en Hertzios, C es la capacidad del canal (tasa de bits de información bit/s), S es la potencia de la señal útil, N es la potencia del ruido presente en el canal, que trata de enmascarar a la señal útil.

El teorema muestra el límite de la velocidad de transmisión depende del ancho de banda y el ruido adicional al canal.

1.1 Ejemplo de valores tipicos de BLU y STM

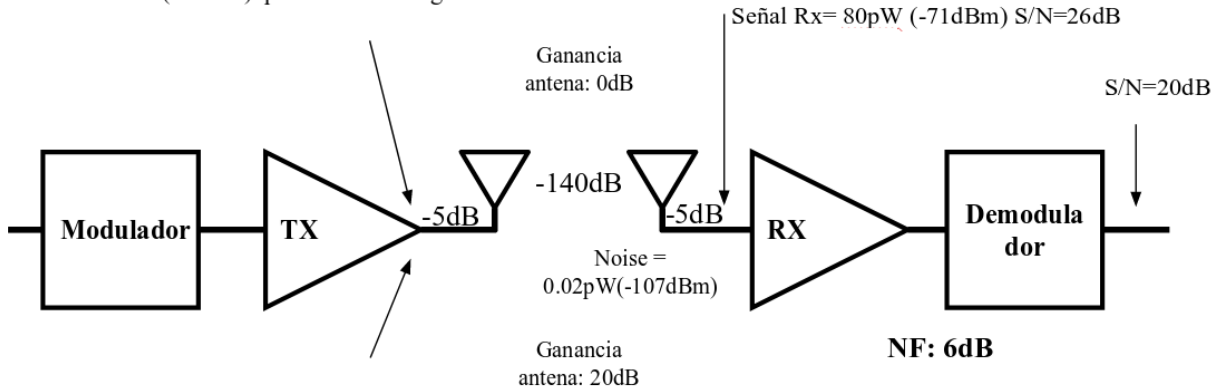




1.2 Enlace de radiocomunicaciones

Atenuación del enlace: 140 dB

Pot TX= 8KW (69dBm) para antenas sin ganancia



Pot TX= 0.8 W (29dBm) para antenas 40 dB de ganancia

1.3 Cualidades de un receptor:

Sensibilidad: capacidad de recibir señales débiles. Se mide como tensión en la entrada necesaria para obtener una relación determinada entre señal y ruido a la salida.

Selectividad: capacidad de rechazar frecuencias indeseadas. Se mide como cociente de potencias de entrada de las señales de frecuencias indeseadas y de la deseada que generan la misma señal de salida.

Fidelidad: capacidad de reproducir las señales de banda base para una distorsión especificada.

Margen dinámico: cociente entre niveles máximos y mínimos de potencia de entrada que garantizan funcionamiento correcto del receptor.

Linealidad: la falta de linealidad produce intermodulación y modulación cruzada

1.3.1 Sensibilidad:

La sensibilidad del receptor determina el nivel de señal más débil que el receptor es capaz de recibir con una reproducción aceptable de la señal modulante original. La sensibilidad última del receptor se limita por el ruido generado dentro del propio receptor, siendo la relación señal a ruido y la potencia de la señal en la salida, indispensables en la determinación de la calidad de la señal demodulada. El ruido de salida es un factor importante en cualquier medición de sensibilidad.

La sensibilidad se define como el voltaje mínimo de entrada (portadora de RF), que producirá una relación de potencia señal a ruido (SNR) especificada generalmente a la salida de la sección demoduladora, generalmente se especifica en μV . En algunos casos la portadora de RF se modula con un determinado índice y en otros se utiliza a la portadora de RF sin modular.

La potencia de ruido en un resistor esta dada por:

$$N_{Res} = 4k_B T R B \left[\frac{V^2}{Hz} \right]$$

Donde k_B es la constante de Boltzmann ($\approx 1,38064852 \times 10^{-23} J/K$), T es la temperatura a la que se halla el resistor en Kelvin [K], y R su valor en Ohmios [Ω].

Entonces la potencia disponible:

$$N_{dis} = k_B T B [W]$$

	BW	Pa ruido	V de ruido	Vseñal 20Db	Pseñal	Pseñal
SERVICIO	KHz	pW	$\mu V/50\Omega$	μV	pW	dBm
TELEGRAFIA	0,2	8,28E-0	0,00643	0,0643	0,0000828	-131
BLU	3	1,242E-05	0,02492	0,2492	0,001242	-119
AM	10	0,0000414	0,04550	0,4550	0,00414	-114
VHF	25	0,0001035	0,07194	0,7194	0,01035	-110
RADIO E1	2000	0,00828	0,64343	6,4343	0,828	-91
TV	6000	0,02484	1,11445	11,1445	2,484	-86
RADIO STM1	30000	0,1242	2,49199	24,9199	12,42	-79

En receptores de AM se define la sensibilidad como el voltaje de la portadora mínimo de entrada, modulado en 30 %, con un tono de 1000 Hz, que produce una SNR especificada a la salida del detector de aproximadamente 10 dB, para el caso de receptores de televisión este valor es de aproximadamente 40dB. Para el caso de receptores de FM banda angosta se suelen definir básicamente 3 tipos de sensibilidades:

Sensibilidad para 12 dB Sinad:

A esta se la llama también Sensibilidad Útil y determina el nivel de señal de entrada de RF en el conector de antena que produce en la salida de audio una señal con una relación SINAD de 12dB, donde será:

$$SINAD = \frac{Seal + Ruido + Distorsin}{Ruido + Distorsin}$$

en este caso se utiliza a la portadora de RF modulada al 60 % con un tono de 1KHz.

Sensibilidad para 20 dB de aquietamiento:

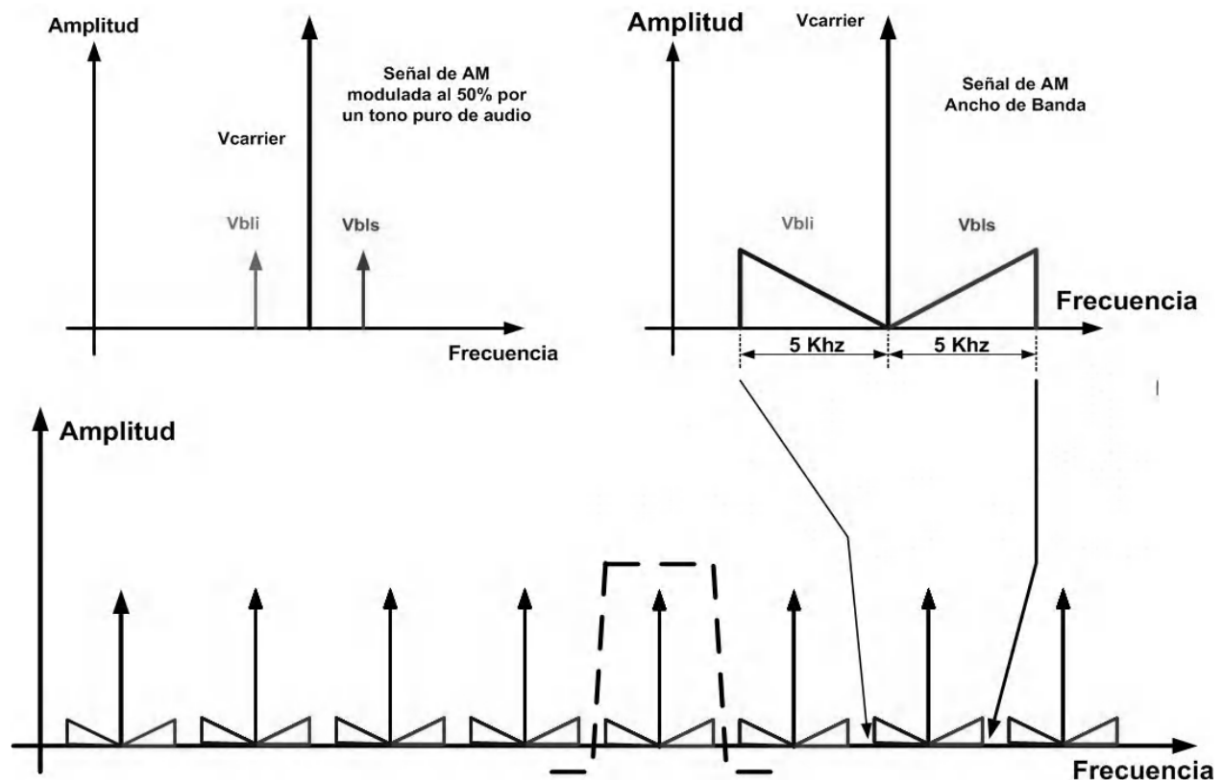
Esta indica el nivel de señal de RF de entrada que produce un silenciamiento o atenuación del ruido de salida del receptor de 20 dB, en este caso la señal de entrada no se encuentra modulada. Los valores normales que se obtienen están en el orden de 0,35 μV a 0,5 μV .

Sensibilidad de apertura de silenciador:

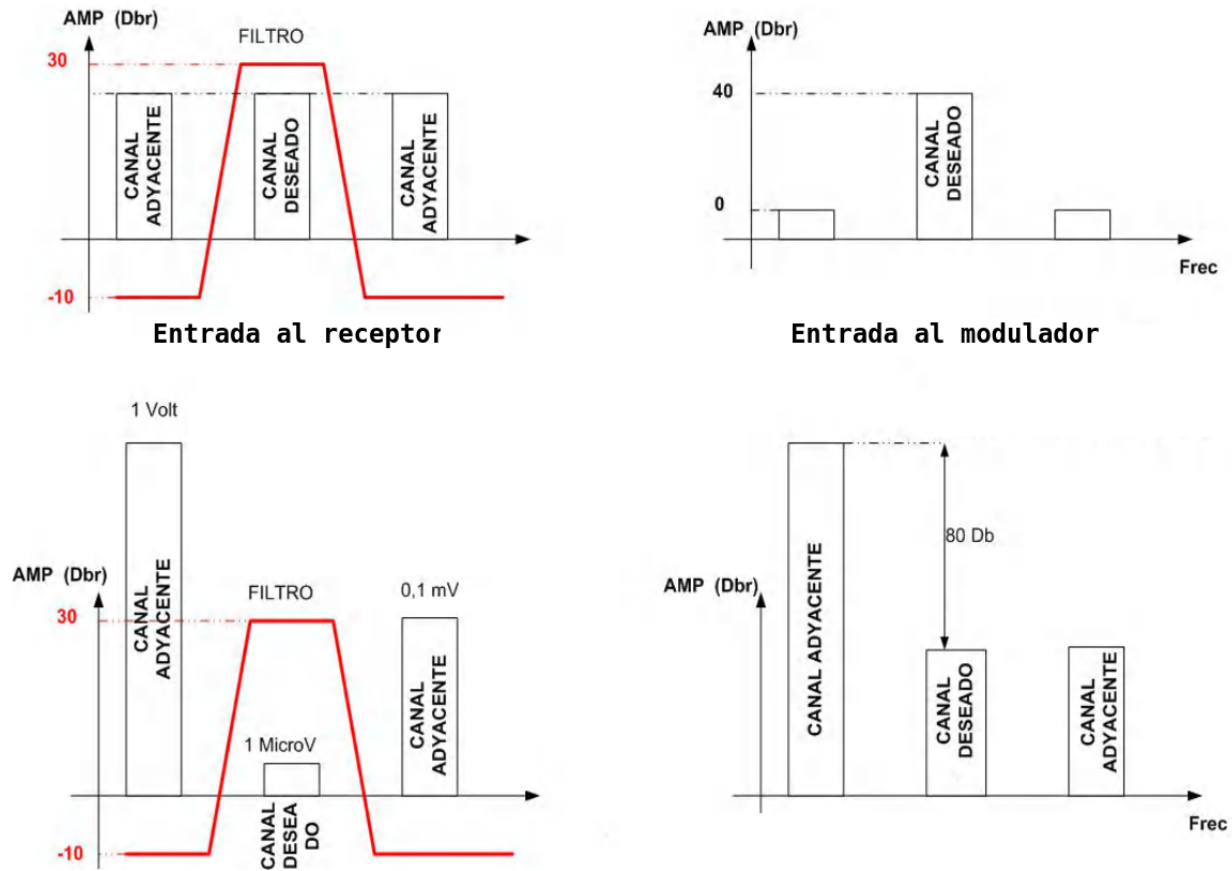
El circuito silenciador (Squelch) en el receptor es el encargado de silenciar o enmudecer la salida de audio cuando no existe señal de entrada, este se debe habilitar cuando aparece una señal de entrada con un nivel mínimo (ajustable), este nivel mínimo con el cual se habilita la salida de audio es el que se conoce como Sensibilidad de Silenciador (Mute o Silenciador). El valor típico de sensibilidad de apertura está en el orden de $0,18\mu V$ a $0,25\mu V$, para receptores muy sensibles.

1.3.2 Selectividad:

La selectividad es una medida de la capacidad del receptor para seleccionar la estación deseada y discriminar o atenuar señales de canales adyacentes no deseadas. La selectividad se determina por la respuesta en frecuencia que presentan algunos circuitos que anteceden al detector, especialmente los filtros de la sección de FI. El valor normalizado de rechazo de señales de canales adyacentes es típicamente de $60dB$.



La determinación del rechazo de señales de canal adyacente en un receptor se puede realizar en forma estática o dinámica: En la forma dinámica se utilizan dos generadores de radiofrecuencia, uno se sintoniza a la frecuencia nominal del receptor con un nivel equivalente al de sensibilidad útil, el segundo generador se sintoniza a la frecuencia del canal adyacente cuyo rechazo se desea medir, modulado con un tono de 400 Hz y un índice del 60 %, se ajusta el nivel de salida de este generador hasta que la relación SRD / RD se degrade de 12 a 6 dB, el rechazo se especifica por la diferencia en dB de los niveles de salida de los dos generadores.



Ancho de Banda:

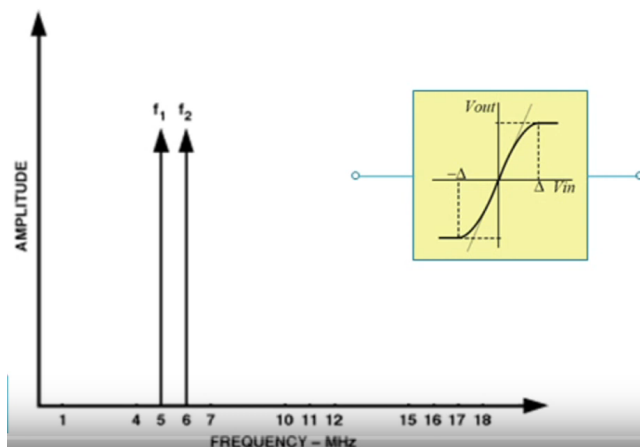
El ancho de banda que debe presentar el receptor depende del tipo de servicio al que lo destinará, para el caso de AM con modulación de telefonía, el ancho de banda debe ser de 6 KHz, para AM comercial es de 10 KHz, para FM banda angosta debe ser de 15 KHz. En el receptor la etapa encargada de determinar el ancho de banda es la FI a través de los filtros que utiliza, como se ve mas adelante.

1.3.3 Linealidad

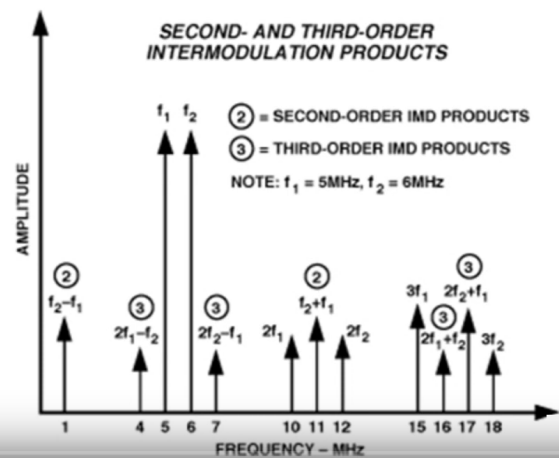
Distorsión Por Modulación Cruzada:

Si se inyectan simultáneamente señales deseadas y no deseadas, en transistores u otros dispositivos alinéales, estos producirán distorsión de tercer orden, la modulación de la amplitud sobre la señal no deseada se puede transferir a la portadora deseada. Esto se conoce como Modulación Cruzada.

La modulación cruzada crea problemas principalmente si la señal que se desea recibir es débil y se encuentra en un canal adyacente de una señal indeseada intensa, procedente de un transmisor cercano. Puede presentarse en la etapa mezcladora o en el amplificador de RF, por lo que el uso de FETs en lugar de BJTs es deseable en ambas etapas.

Ejemplo de espectro
a la entrada

Espectro a la salida



Intermodulación de Tercer Orden con dos tonos:

La distorsión por intermodulación también llamada distorsión de frecuencia, se produce en las primeras etapas del receptor, debido a la presencia de múltiples señales de RF de entrada y sus armónicos, mezcladas unas con otras y con la señal del oscilador local, produciendo en la salida frecuencias que no se encuentran presente en la entrada. Esto se produce por la alinealidad que presentan los elementos activos que se utilizan tanto en el amplificador de RF como en el mezclador. Cuando se aplican en la entrada en forma simultánea dos señales o tonos de frecuencias F_1 y F_2 próximas y si sus amplitudes son tales que alcanzan la zona no lineal del amplificador de entrada, aparecen en la salida frecuencias resultado de la mezcla que no estaban presente en la entrada, tales como:

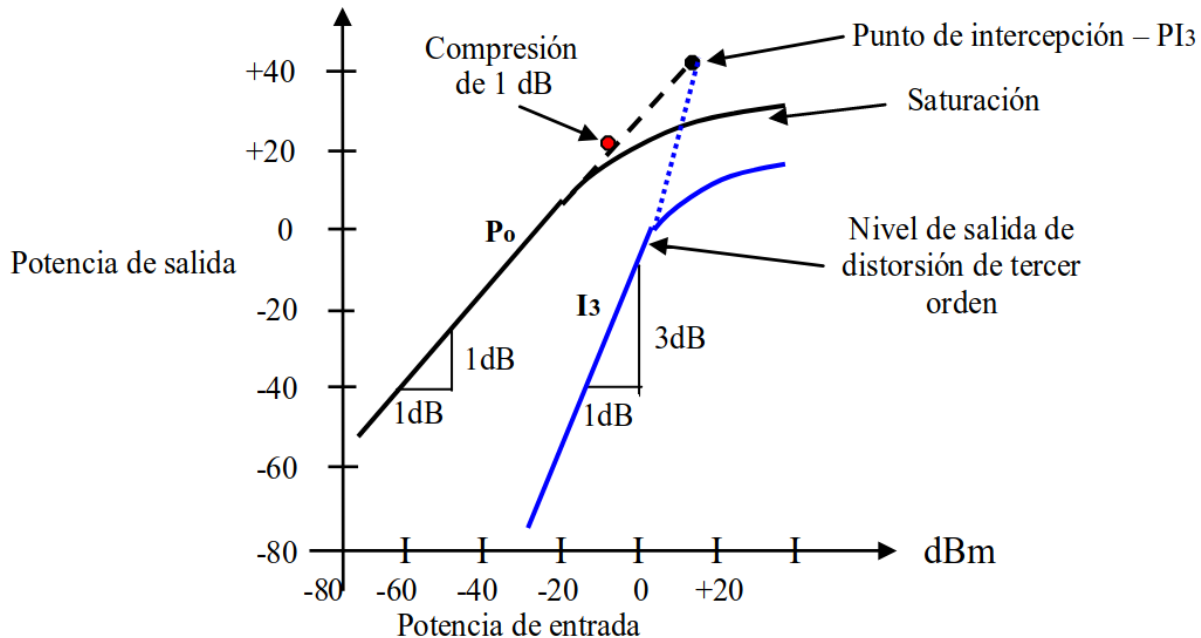
$$Fs = f_{LO}(nF_1mF_2)$$

La intermodulación de segundo orden genera componentes en la zona del segundo armónico y frecuencia diferencia ($2f_1$, $2f_2$, $f_1 - f_2$, etc.), pudiendo presentar problemas en sistemas de banda ancha, en sistemas de banda angosta generalmente caen fuera de la banda. Los productos de Intermodulación de Tercer Orden frecuentemente caen dentro del ancho de banda, generando señales en la zona del tercer armónico y de las frecuencias de entrada, esto se puede ver en la siguiente figura

Las componentes de productos de intermodulación de tercer orden que caen fuera de la banda de interés son fácilmente eliminados por los filtros que siguen al mezclador, pero los productos cruzados producidos cuando a la segunda armónica de una señal se le agrega la frecuencia fundamental de otra señal.

Productos de intermodulación de tercer orden con dos tonos

$(2f_1 - f_2)$ ó $(2f_2 - f_1)$ en la figura anterior, las componentes caen dentro de la banda original, siendo muy difícil su eliminación, donde el resultado será siempre 3, a esto se lo denomina Como la amplitud de los tonos de intermodulación es proporcional al cubo de la amplitud de la señal de entrada, la potencia de estos tonos sera también proporcional al cubo de la potencia de la señal de entrada, por lo que la potencia de salida de los productos de intermodulación resulta ser proporcional al cubo de la potencia de salida de la señal (I_3 Po3). La respuesta característica típica de distorsión de tercer orden en función de la potencia de entrada se puede en la figura siguiente:



Como se puede ver la pendiente de I_3 es tres veces mayor que la pendiente de P_o , incrementandose 3 dB por cada dB de incremento en la potencia de entrada, se denomina Punto de Intercepción de Tercer Orden (PI3) al punto ficticio donde se cruzan las rectas de respuesta lineal y de tercer orden, en este punto se igualan la potencia de salida lineal con la potencia de salida de intermodulación de tercer orden, generalmente este punto se encuentra entre 10 y 16 dB por encima del punto de compresión de 1 dB. Los valores de F_1 y F_2 más críticos son aquellos que están próximos a la frecuencia de recepción. Cuando se mide a un receptor el rechazo de intermodulación de 3o orden, durante el proceso de homologación, las frecuencias F_1 y F_2 que se utilizan están separadas 1 y 2 canales de la frecuencia deseada.

Receptores de radiofrecuencia

Un receptor es un dispositivo capaz de aceptar y demodular una señal de radio frecuencia, a fin de obtener la información transportada en ella. La señal de entrada al receptor generalmente presenta una energía extremadamente baja, por lo tanto, un receptor típico debe ser capaz de amplificar la señal de entrada por un factor del orden de algunos cientos, para que esta tenga suficiente amplitud para ser útil.

2.1 Historia de los receptores de radio

Cuando el superheterodino estaba en período de perfeccionamiento, se comercializó un equipo de radio que, si bien no tenía la capacidad del heterodino en cuanto a sensibilidad ni a selectividad, en aquella época era lo más avanzado del momento. Hablamos del receptor de Radiofrecuencia Sintonizada.

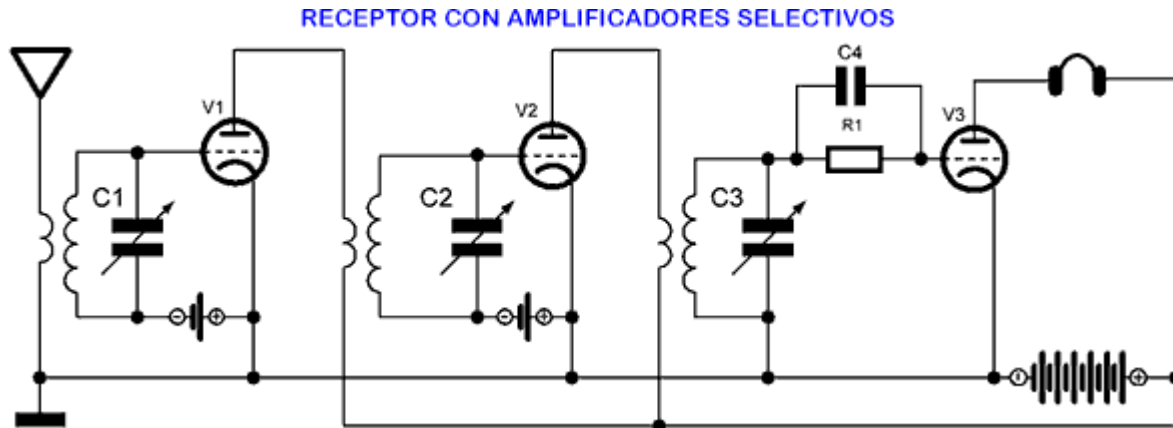
Este receptor fue muy popular entre los años veinte y los años treinta. Aunque se comenzó a fabricar con triodos, con el desarrollo de la válvula tetrodo y la aparición en escena de los nuevos pentodos se facilitaron mucho las cosas para que el receptor de radiofrecuencia sintonizada se presentase al público en general, y con mucho éxito en el mercado.

Para entender como evolucionó la tecnología del momento debemos empezar desde el principio. Dejando de lado los receptores más básicos, algunos de ellos ya estudiados en otros artículos y que en la práctica no tuvieron la acogida del gran público, nos centraremos en el que puede considerarse como el primer receptor de gran éxito comercial de la historia en sus diferentes versiones. Es el llamado receptor de Radiofrecuencia Sintonizada, denominado también por algunos fabricantes (entre ellos Philips) receptor a Superinductancia.

2.1.1 Amplificadores sintonizados

Con la invención de las válvulas de vacío, en lo primero que se pensó fue en amplificar la señal de RF mediante uno o dos triodos para conseguir la ansiada sensibilidad. Para que el receptor, además, disfrutara de una buena selectividad, los pasos amplificadores tendrían que ser “selectivos”, es decir, que solo amplificaran una determinada frecuencia; aquella que se quería oír.

La escucha de emisoras se realiza mediante un simple auricular, la figura siguiente ilustra el circuito.



Con este receptor la señal de RF es amplificada mediante los triodos V1 y V2 montados en cascada, antes de ser demodulada. Después de la demodulación efectuada por V3, la señal de BF resultante es amplificada por el propio triodo V3 antes de aplicarse al auricular. Con este tipo de receptor se conseguiría mejorar la sensibilidad y una selectividad, pero había ciertos problemas.

Lógicamente, con tres capacitores variables la sintonía sería muy laboriosa para determinadas emisoras, sobre todo las más débiles. Se tendría que ir ajustando capacitores por capacitores hasta conseguir que los tres circuitos resonantes sintonizaran idéntica frecuencia, y que esta coincidiera con la de la emisora que se quería oír. La operación era complicada para un usuario normal. Además, debido a la “capacidad parásita” placa-rejilla y rejilla-cátodo de los triodos, el circuito a menudo adolecía de inestabilidad. Estas capacidades parásitas son algo inherente a todas las válvulas triodo.

En el triodo podemos aplicar un razonamiento similar. Sabemos que la placa y la rejilla son dos elementos metálicos que pueden hacer las veces de armaduras de un condensador. Estos elementos están separados por un aislante, el vacío, que actúa como un dieléctrico, por lo que el efecto es el mismo que el que produciría un condensador conectado entre placa y rejilla (C_{gp}). Lo mismo podemos decir de la rejilla y el cátodo (C_{gk}), e incluso de la placa y el cátodo (C_{pk}) también, aunque esta última afecta en menor grado que las anteriores al funcionamiento del triodo ya que justo en medio se encuentra la rejilla, la cual establece cierta separación.

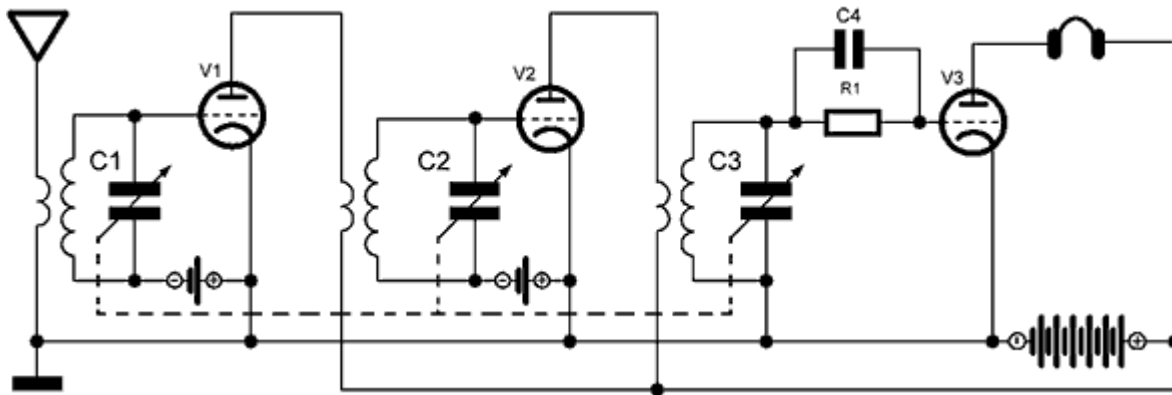
Estas capacidades parásitas producían una realimentación o reacción en el circuito, lo que provocaba que a partir de determinadas frecuencias el triodo se volviera completamente inestable y la recepción de emisoras se convirtiera en una “jaula de grillos” por la cantidad de silbidos y ruidos que se producían.

El primer problema, el de los tres circuitos resonantes independientes que causaban tantas molestias para sintonizar una determinada emisora, se mitigó con algo muy sencillo: el capacitor variable en “tandem”. Se trata simplemente de “sincronizar” el desplazamiento físico de los tres condensadores variables, de manera que la frecuencia de resonancia de cada circuito sea siempre la misma para los tres, fuera la que fuera la posición de las armaduras móviles de los condensadores.

Para que se pudiera distinguir en los esquemas electrónicos un capacitor en tandem de los que se montaban

de manera independiente, los primeros se representaban unidos mediante una línea discontinua, tal y como se indica en el dibujo que sigue.

RECEPTOR CON AMPLIFICADORES SELECTIVOS Y CONDENSADORES VARIABLES EN TANDEM

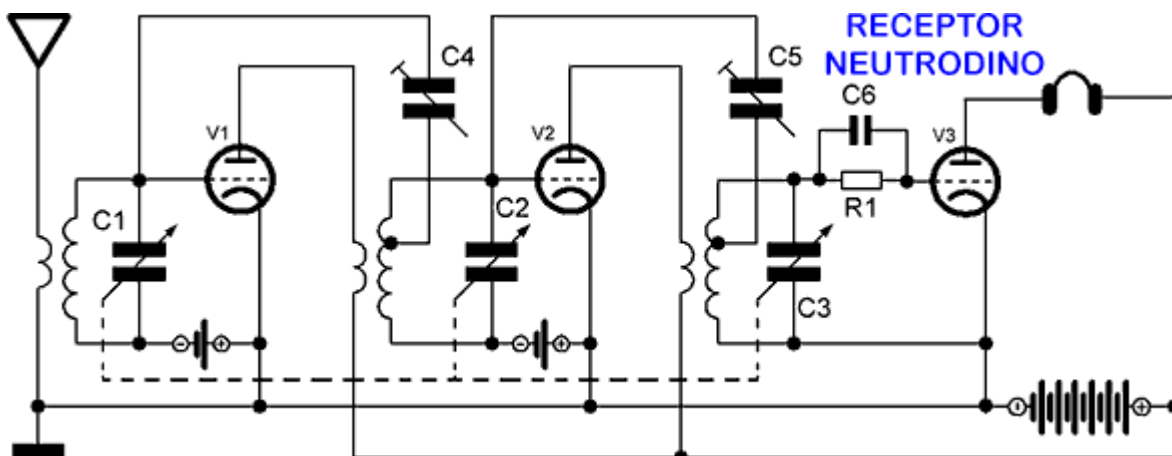


Para mejorar el problema de la inestabilidad, silbidos y ruidos causados por las capacidades parásitas del triodo, la solución fue el neutrodino.

2.1.2 El neutrodino

El siguiente paso fué anular los efectos de las capacidades parásitas del triodo. En realidad, y debido a que el circuito de placa de las válvulas no estaba constituido por resistencias puras sino por bobinas y condensadores, el problema que introducían las capacidades parásitas del triodo, que en un principio y por la configuración del circuito debería tratarse de una realimentación negativa, tenía cierto componente de realimentación positiva (como ocurría en el receptor a reacción). Esto era suficiente para estropear el invento y evitar una recepción limpia y nítida de las señales.

Se usaron capacidades estratégicamente colocadas para anular las capacidades parásitas, o mejor dicho, para anular el efecto que causan estas últimas. Estos capacitores introducían en el circuito una nueva realimentación, pero en este caso dicha realimentación se oponía a la que introducían las capacidades parásitas.



La realimentación o contra-realimentación introducida por los nuevos condensadores (C4 y C5 en el esquema superior) estaba justo en “oposición de fase” con la provocada por las capacidades parásitas. Además, estos condensadores solían ser de capacidad variable, aunque bastante más pequeños que los usados para la sintonía, lo que permitía un ajuste exacto del nivel de contra-realimentación.

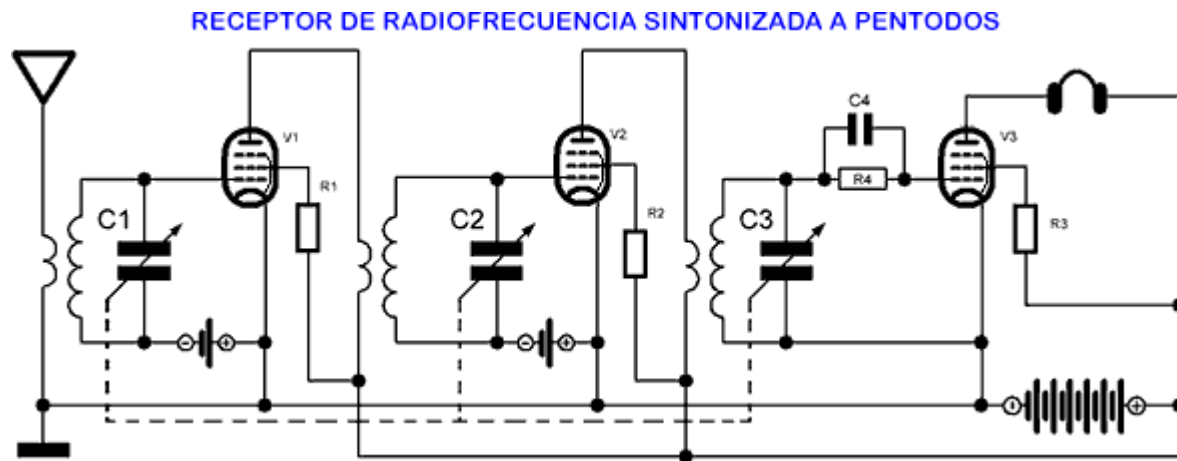
Se había conseguido “neutralizar” el efecto de las capacidades parásitas del triodo. Por esta razón, a este diseño particular de receptor, inventado por el ingeniero y físico norteamericano Louis Alan Hazeltine, se le llamó “receptor neutrodino”.

El neutrodino era un receptor muy estable, libre de ruidos y silbidos y de cómoda sintonía para el usuario. Sin embargo, la llegada de la válvula pentodo lo remplazo.

2.1.3 Receptores de radiofrecuencias sintonizados con pentodos

El neutrodino mejoró sensiblemente el funcionamiento y las características generales del receptor de radiofrecuencia sintonizada con triodos. No obstante, la sustitución de estos últimos por los recién inventados pentodos puso el listón aún más alto e hizo innecesario usar la neutrodinación.

Efectivamente, con la introducción de dos rejillas más entre la de control y la placa del triodo las capacidades parásitas se redujeron notablemente, de manera que dejaron de causar los problemas que tantos quebraderos de cabeza les dió a los diseñadores. Para conseguir un receptor estable ya no hacía falta usar capacitores neutralizadores.

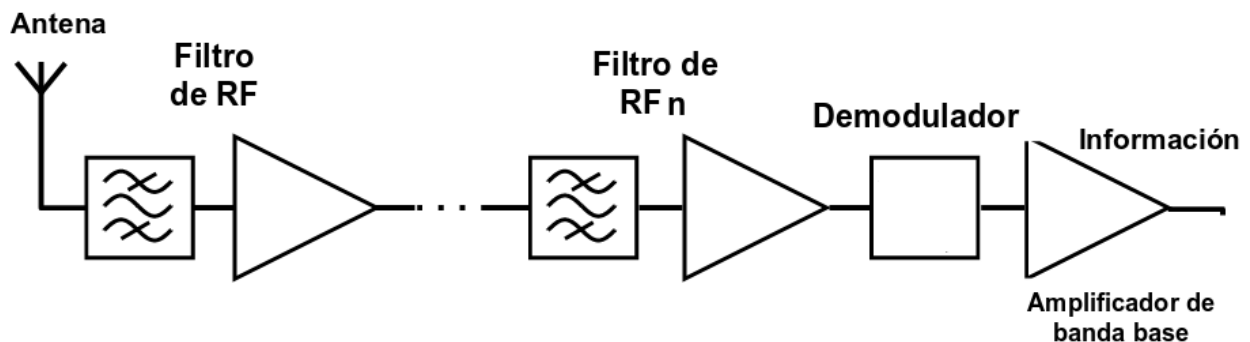


Pero por desgracia, esto no solucionó definitivamente los inconvenientes del receptor de radiofrecuencia sintonizada. Mantener exactamente la misma frecuencia de sintonía en los tres circuitos resonantes independientemente de la posición de las placas del tandem no era sencillo ya que el proceso de fabricación introducía pequeñas diferencias en los componentes que hacían que no fueran completamente idénticos. Además, el paso del tiempo y el envejecimiento de los materiales utilizados producía irremisiblemente desajustes que llevaban al receptor a una pérdida de sensibilidad.

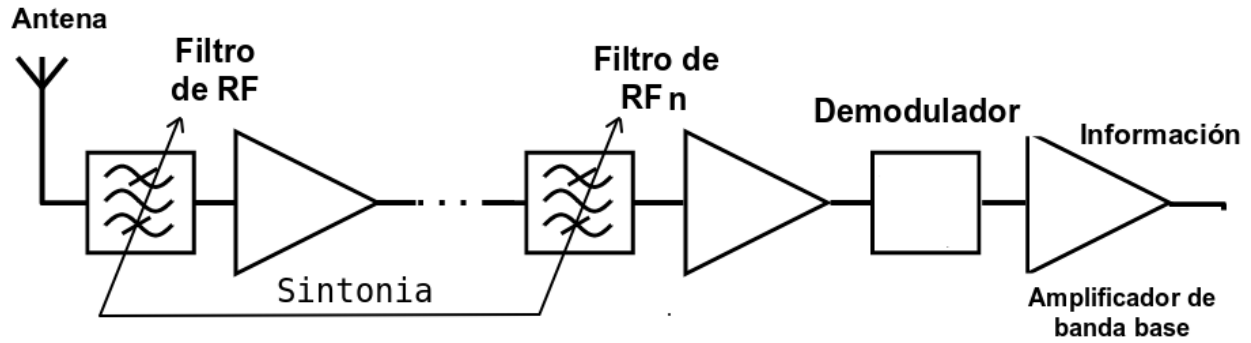
Por estas y otras razones, cuando apareció en escena el receptor superheterodino todos los demás se dejaron de fabricar de manera casi instantánea. Las características del nuevo modelo superaron con mucho a todos los demás, lo que supuso que a partir de entonces todos los receptores pasaran a fabricarse con la técnica del llamado “batido de frecuencias” usada en el superheterodino. Pero eso será un asunto que trataremos en otro artículo posterior.

Receptor Homodino

Receptor homodino, es un tipo de receptor donde el demodulador opera a la frecuencia de RF. “Homodinas” significa una única frecuencia, en contraste con la doble frecuencias empleadas en la detección heterodina. La siguiente figura ilustra un receptor super-homodino, ya que se le llama super al agregar amplificadores en la etapa de RF.



En general, la sintonía se logra con la resonancia de un circuito LC. El ancho de banda de un circuito LC cargado depende de la resistencia del circuito, dado por la fuente, la carga y las pérdidas, y del valor de la admitancia en resonancia. Si varía la admitancia de resonancia para lograr la sintonía, y suponiendo que la resistencia del circuito no se modifica, también se modifica el Q del sintonizado (junto con el ancho de banda del circuito). Por lo tanto, la selectividad obtenida varía en función de la frecuencia de recepción.

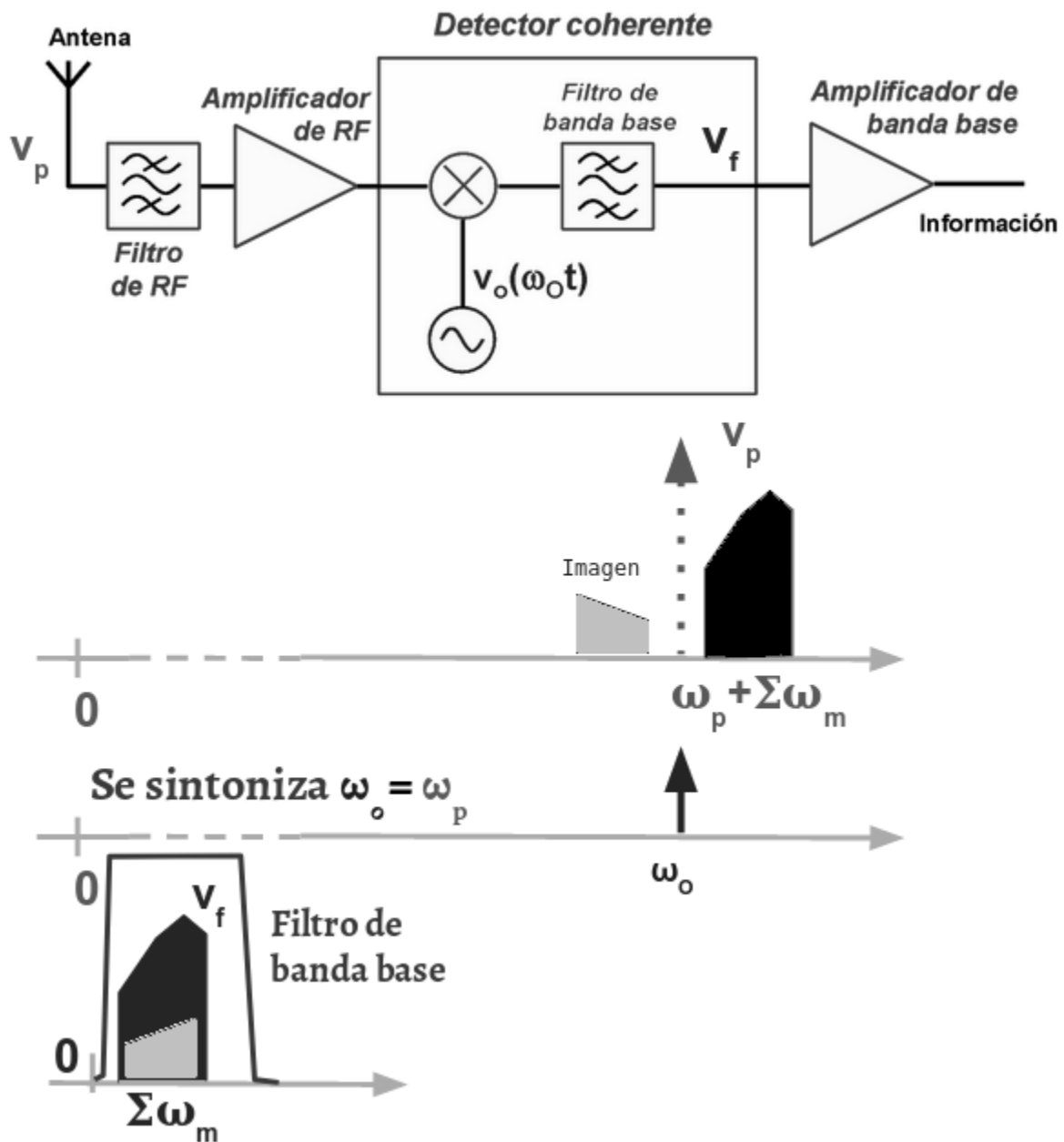


Al operar todas las etapas de RF a la misma frecuencia, existe la posibilidad de oscilaciones por acoplamientos parásitos entre entrada y salida,

No es aconsejable si el margen de frecuencias a recibir es ancho, ya que hacen falta varios filtros de banda agudos y variables.

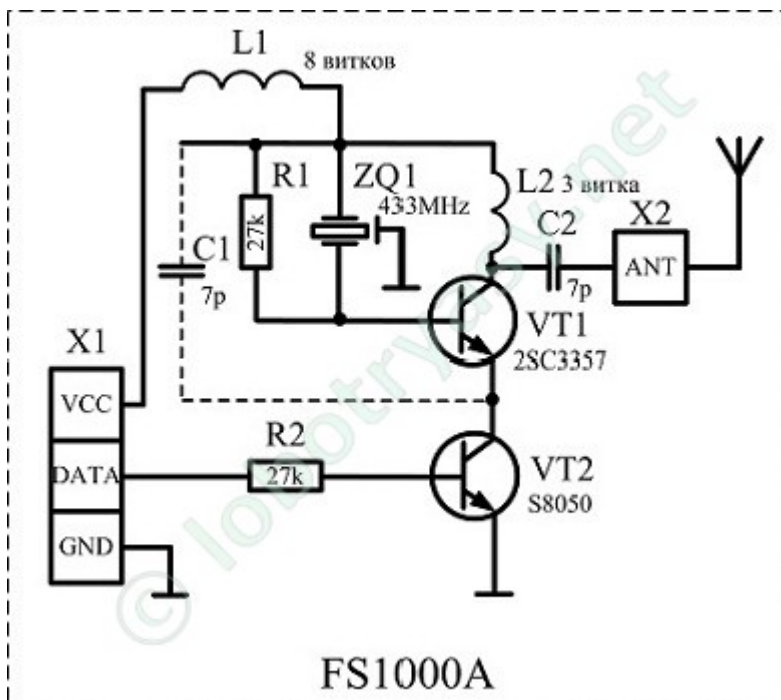
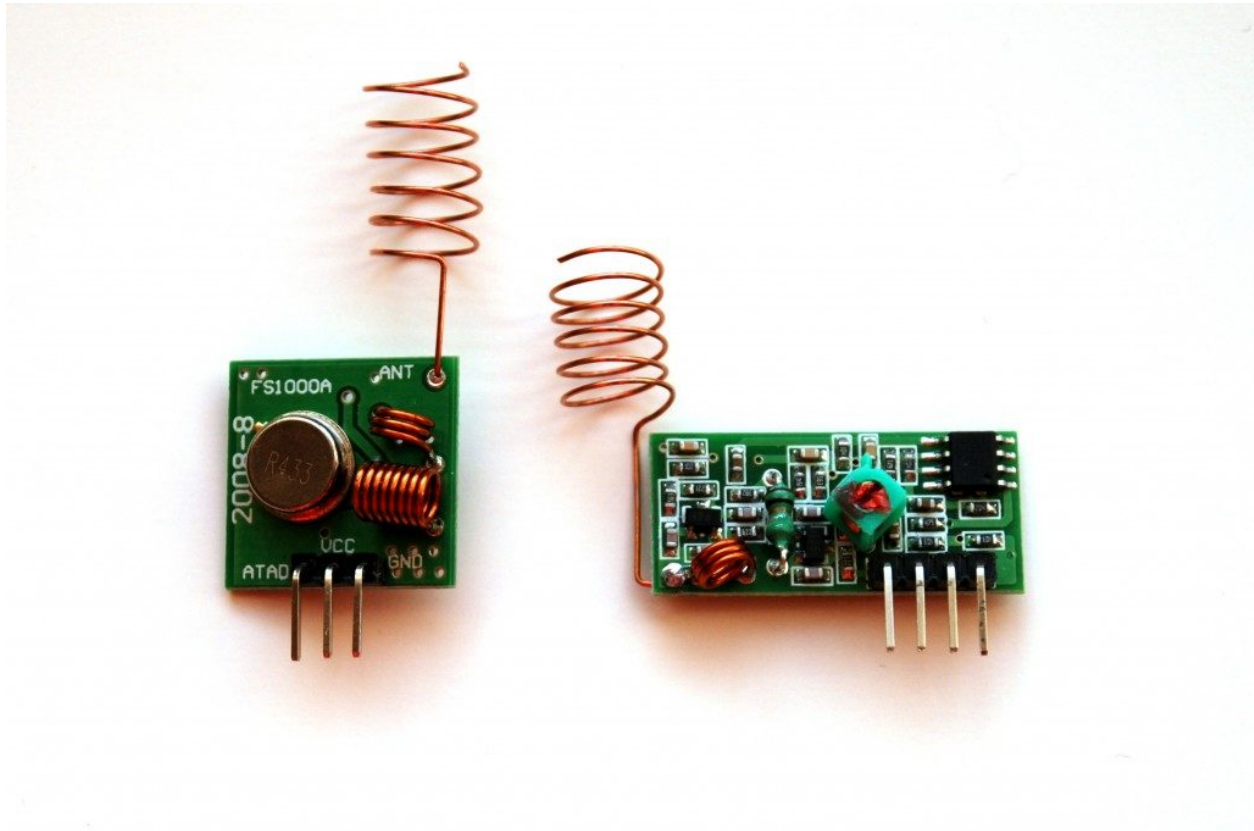
3.1 Ejemplo: Receptor de banda lateral unica (SSB, Single Side Band)

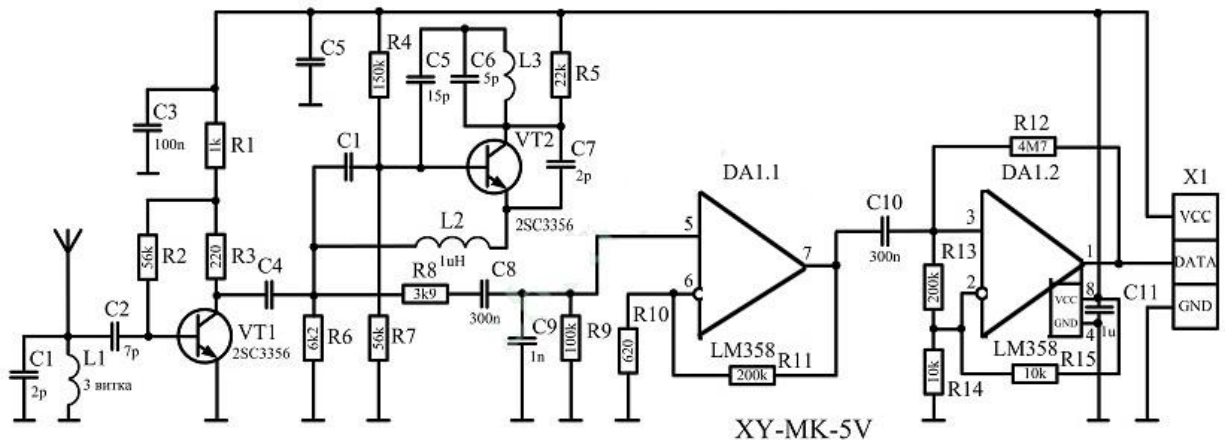
En el ejemplo se muestra un detector coherente para SSB.



La solución para evitar que las frecuencias imagenes no sean detectadas es el uso de un detector coherente con mezclador I/Q

3.2 Receptor Regenerativo 433MHz





Receptor Heterodino

Heterodinar significa mezclar dos frecuencia en una etapa alineal (mezclador) a fin de obtener la suma o diferencia de las dos frecuencias de entrada. Los receptores superheterodinos basan su funcionamiento en la utilización de una o mas etapas mezcladoras, estas trasladan la frecuencia de recepción a un valor de frecuencia normalizado, generalmente menor, denominado Frecuencia Intermedia (FI), para poder mezclar o heterodinar dos señales se debe disponer de una etapa mezcladora y un oscilador local, este último es además el encargado de seleccionar la frecuencia que se desea recibir.

La idea es convertir todas las frecuencias a recibir a una unica frecuencia llamada “Frecuencia Intermedia”. Esto permite que el receptor pueda recibir distintas frecuencias con un solo demodulador, donde el mayor esfuerzo en filtrado y amplificación en alta frecuencia se hace a la frecuencia intermedia. La sintonía se lleva a cabo modificando la frecuencia del oscilador (oscilador local) y la del filtro de entrada (si el margen de frecuencias a recibir es amplio).

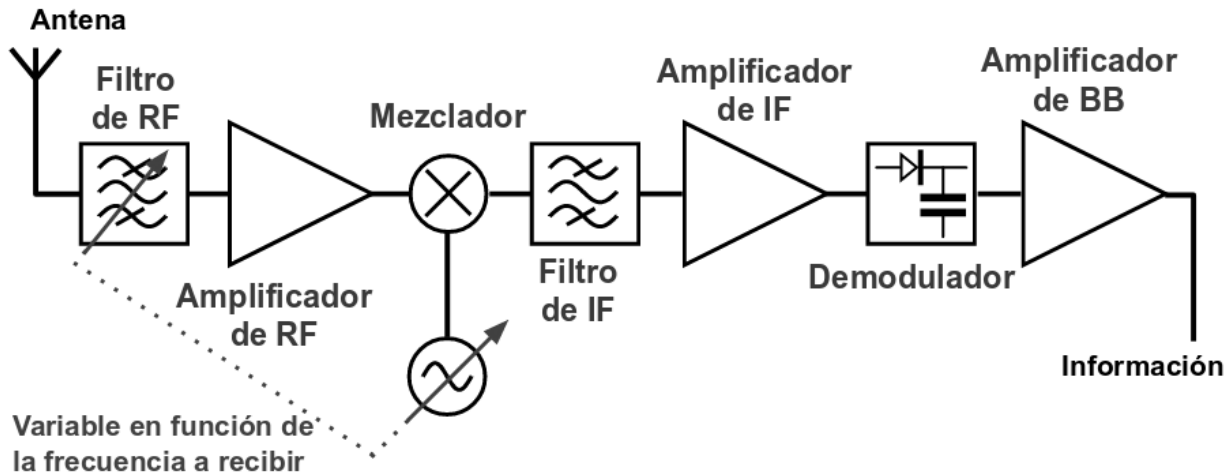
4.1 Super-heterodino

Un receptor super-heterodino se diferencia de un heterodino común gracias a una serie de mejoras como un amplificador de RF de entrada, un circuito de AGC y otras etapas que optimizan el funcionamiento.

A estos receptores básicamente se los puede clasificar en Receptores de Simple Conversión y Receptores de Doble Conversión.

4.2 Super-heterodino de simple conversión.

El diagrama en bloques de un receptor de simple conversión se ve a continuación:



4.2.1 Ejemplo practico : Receptor de radiodifusión AM.

Las frecuencias de la banda de AM comercial:

$$F_{RF_{min}} = 520KHz$$

$$F_{RF_{max}} = 1630KHz$$

Para la sintonía de los distintos canales se emplea un receptor superheterodino de simple conversión, donde la frecuencia $F_{IF} = 455KHz$ y el ancho de banda del canal es de $\Delta F_{IF} = 10KHz$, esto último usando un filtro cerámico (SFU455A).

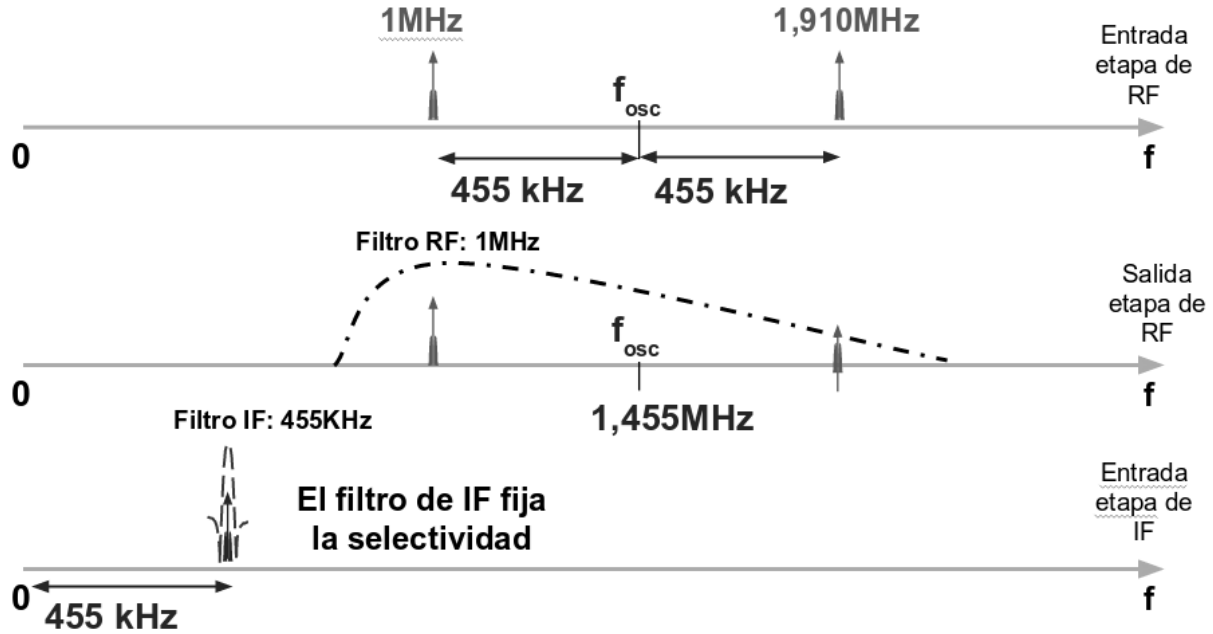
El oscilador local puede tomar cualquiera de las siguientes frecuencias:

$$f_{osc} = f_{RF} + f_{IF}$$

$$f_{osc} = f_{RF} - f_{IF}$$

Para este ejemplo, la emplearemos la primera opción: $f_{osc_{min}} = 975kHz$ y $f_{osc_{max}} = 2085kHz$.

El siguiente diagrama muestra cómo se realiza la recepción del canal de $f_{RF} = 1MHz$.



La señal de RF que proviene de la antena ingresa a la etapa de RF. En la etapa de RF, el filtro de RF se encuentra sintonizado a la frecuencia del canal que se desea sintonizar ($f_{RF} = 1 MHz$). Este filtro al estar sintonizado a la frecuencia del canal no atenúa el canal deseado. También, la señal es amplificada por el amplificador de RF en esta etapa.

La señal luego es mezclada con la señal del oscilador local, que debe estar operando a $f_{osc} = 1,455 MHz$.

El mezclador ideal tiene una respuesta aritmética, de tal forma, la señal de salida se obtiene de la siguiente ecuación:

$$v_{IF}(t) = K \cdot v_{OL}(t) \cdot v_{RF}(t)$$

Si las señales de entrada son, en el caso más simple, ondas de tensión senoidales, entonces:

$$v_{IF}(t) = K \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t) \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t)$$

Para resolver esta ecuación, podemos emplear la identidad trigonométrica:

$$\cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{1}{2} \cdot [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$$

Empleando la identidad:

$$v_{IF}(t) = K \cdot \frac{1}{2} \cdot [\cos((\omega_{OL} + \omega_{RF}) \cdot t) + \cos((\omega_{OL} - \omega_{RF}) \cdot t)]$$

En función de la frecuencia, entonces:

$$v_{IF}(t) = K \cdot \frac{1}{2} \cdot [\cos(2\pi \cdot |f_{OL} + f_{RF}| \cdot t) + \cos(2\pi \cdot |f_{OL} - f_{RF}| \cdot t)]$$

Como vemos, la señal de salida está compuesta por dos componentes:

$$|f_{OL} + f_{RF}| = 1455 KHz + 1000 KHz = 2455 KHz$$

$$|f_{OL} - f_{RF}| = 1455\text{KHz} - 1000\text{KHz} = 455\text{KHz}$$

La salida de un mezclador contiene la suma y la diferencia de las dos frecuencias de entrada, $f_{OL} \pm f_{RF}$.

La componente de mas alta frecuencia ($f_{OL} + f_{RF}$) es atenuada por el filtro de IF. El ancho de banda de la señal resultante esta realcionada con la respuesta del filtro de RF, que por cuestiones constructivas, no tiene la suficiente selectividad como para eliminar los canales adyacentes. Esta selectividad se obtine del filtro de IF.

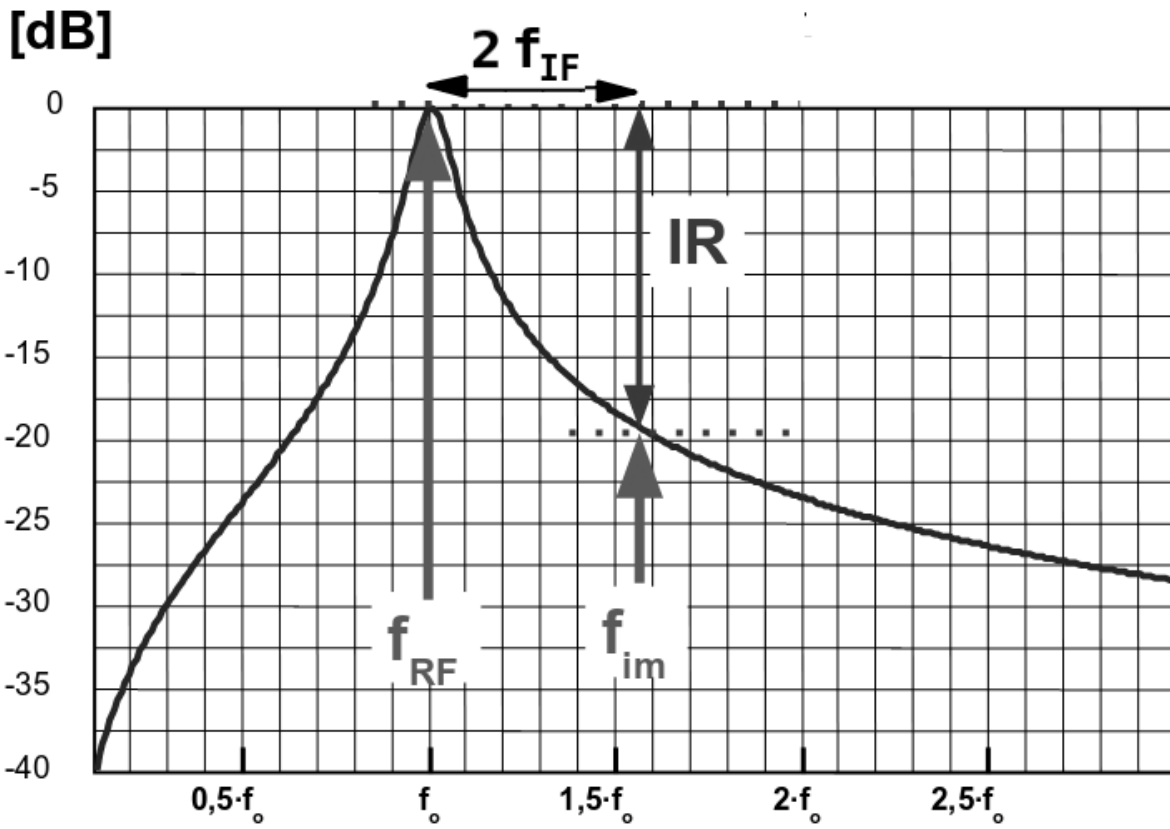
Notar que calculamos los modulos de las componentes de las frecuencias. En este caso la respuesta es para la componente positiva. Pero dada la respuesta del mezclador, la frecuencia $f_{RF} = 1910\text{KHz}$ también tiene respuesta en la frecuencia 455KHz , la cual corresponde a la componente negativa del modulo.

Esta señal es no deseada y se llama “frecuencia imagen” o f_{imagen} , debido a la simetría entre ambas frecuencias detectables respecto a f_{OL} . Esta señal a la salida del mezclador no puede ser elmimada ya que su respuesta se superpone a la señal deseada, por lo tanto, debe ser eliminada antes de ingresar al mezclador.

La sensibilidad a la frecuencia imagen puede ser minimizada o bien mediante un filtro sintonizable que preceda al mezclador, o bien mediante un circuito mezclador mucho más complejo.

La señal de frecuencia imagen está separada de la señal que se desea recibir en un valor igual a dos veces la FI, si esta señal de frecuencia imagen llega al mezclador, el receptor ya no será capaz de eliminarla. El rechazo de señales de frecuencia imagen generalmente se busca que sea menor a 60 dB (dependiendo esto del tipo de servicio), pudiendo ser necesario un valor mayor.

En la siguiente figura se ilustra el rechazo de frecuencia imagen de una etapa de RF.



4.2.2 Sensibilidad del receptor

Para que el receptor sea capaz de recibir señales de pequeña amplitud, el aporte de ruido de este debe ser también pequeño, fundamentalmente debe tener una cifra de ruido baja, idealmente 1, para esto se suele emplear amplificadores de bajo ruido (LNA).

La fórmula de Friis se utiliza para calcular el factor de ruido total de etapas en serie, cada una con su respectivas pérdidas o ganancias y su respectiva factor de ruido. El factor de ruido total puede ser utilizado posteriormente para calcular la cifra de ruido total. El factor de ruido total se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}$$

donde F_n y G_n son el factor de ruido y la ganancia en potencia disponible, respectivamente, de la n -ésima etapa.

$$F_{receptor} = F_{LNA} + \frac{(F_{resto} - 1)}{G_{LNA}}$$

donde F_{resto} es el factor de ruido total de las etapas subsecuentes. De acuerdo a la ecuación, la cifra de ruido total, $F_{receptor}$, es dominada por la cifra de ruido del amplificador de bajo ruido, F_{LNA} , si la ganancia es lo suficientemente alta.

4.2.3 Ejemplo de receptor de conversión simple

Receptor de radiodifusión en FM (VHF, modulación en FM de banda ancha) con sintonía sintetizada con PLL:

$$f_{RF_{min}} = 87,5 MHz$$

$$f_{RF_{max}} = 108 MHz$$

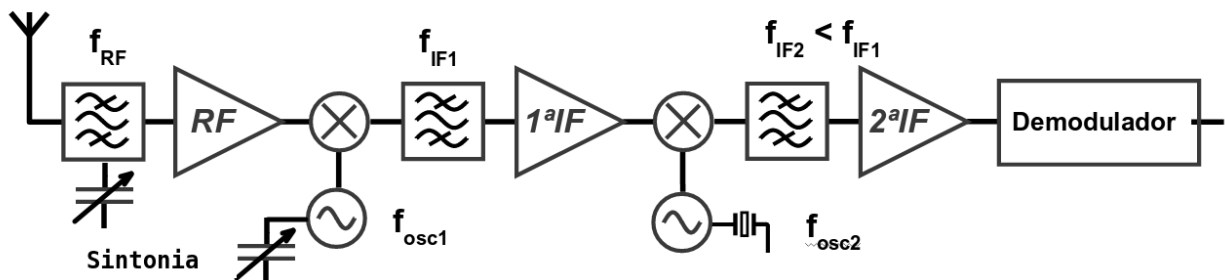
$$f_{IF_1} = 10,7 MHz$$

El filtro realizado con filtro cerámico.

$$\Delta f_{IF_2} = 250 kHz$$

$$f_{OL_{min}} = 98,2 MHz$$

$$f_{OL_{max}} = 118,7 MHz$$



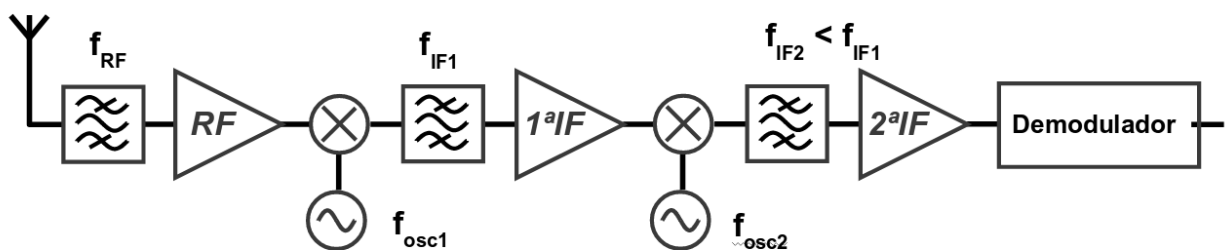
Ejemplo de circuito integrado super-heterodino de simple conversión: MAX1471.

4.3 Super-heterodino de doble conversión.

En el receptor de simple conversión, la selectividad del receptor está fijada por la del filtro de IF. Si aumenta f_{IF} aumenta su ancho de banda (para igual Q) y, por tanto, disminuye la selectividad del receptor. Para solucionar este problema hay dos soluciones posibles:

Usar filtros de más calidad (filtros cerámicos de alta calidad o filtros de cristal de cuarzo en vez de cerámicos).

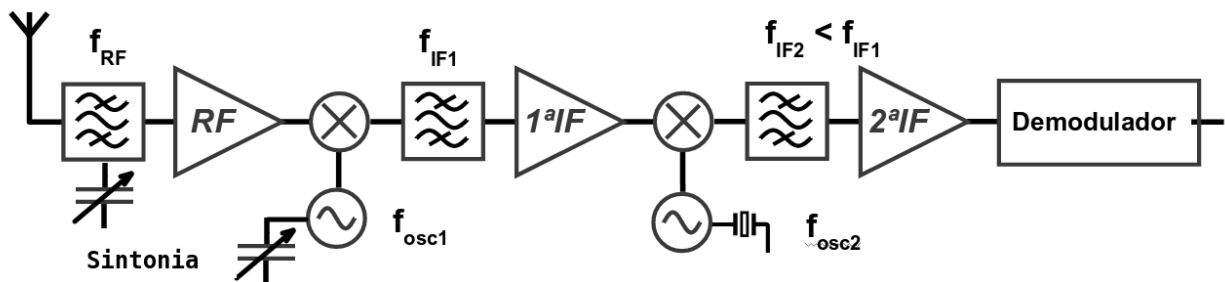
Usar una estructura de conversión múltiple (doble o triple) como el superheterodino de doble conversión.



Dos frecuencias intermedias:

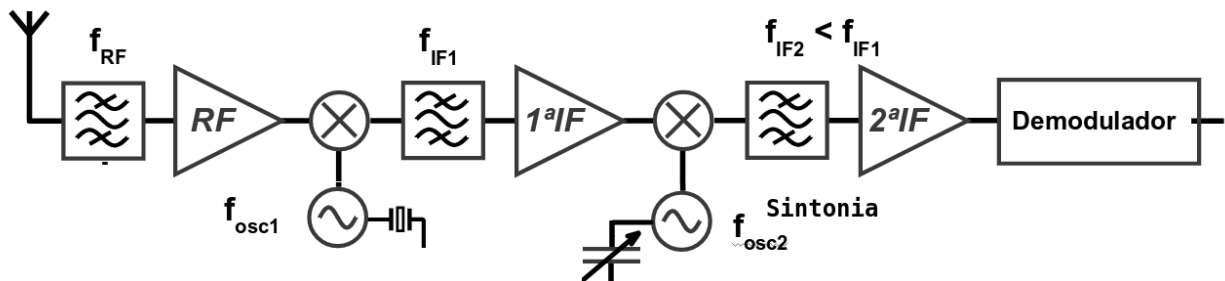
La primera frecuencia intermedia, f_{IF1} , se elige relativamente alta para conseguir buen rechazo a la frecuencia imagen. La segunda frecuencia intermedia, f_{IF2} , se elige relativamente baja para obtener una buena selectividad.

4.3.1 Primer oscilador variable y primera IF constante



Mejor solución si el margen de variación de f_{RF} es grande. El oscilador de más alta frecuencia es el variable, esto podría tener posibles problemas de estabilidad térmica. La solución es usar PLLs o DDSs.

4.3.2 Primer oscilador constante y primera IF variable:



El oscilador de más alta frecuencia es de frecuencia fija (mejor desde el punto de vista de la estabilidad térmica). Solución sólo adecuada si el margen de variación de f_{RF} es pequeño. En caso contrario, existen problemas con el ruido y con el margen dinámico, ya que toda la banda a recibir es procesada por los amplificadores de RF y 1 IF, que deben ser de banda ancha.

4.3.3 Receptor de radioaficionado de la banda de 2 m (VHF, modulación en FM de banda estrecha):

$$f_{RF_{min}} = 144MHz$$

$$f_{RF_{max}} = 146MHz$$

$$f_{IF1} = 10,7MHz$$

$$f_{IF_2} = 455 \text{ kHz}$$

Ambos filtros para las etapas intermedias realizados con filtros ceramicos.

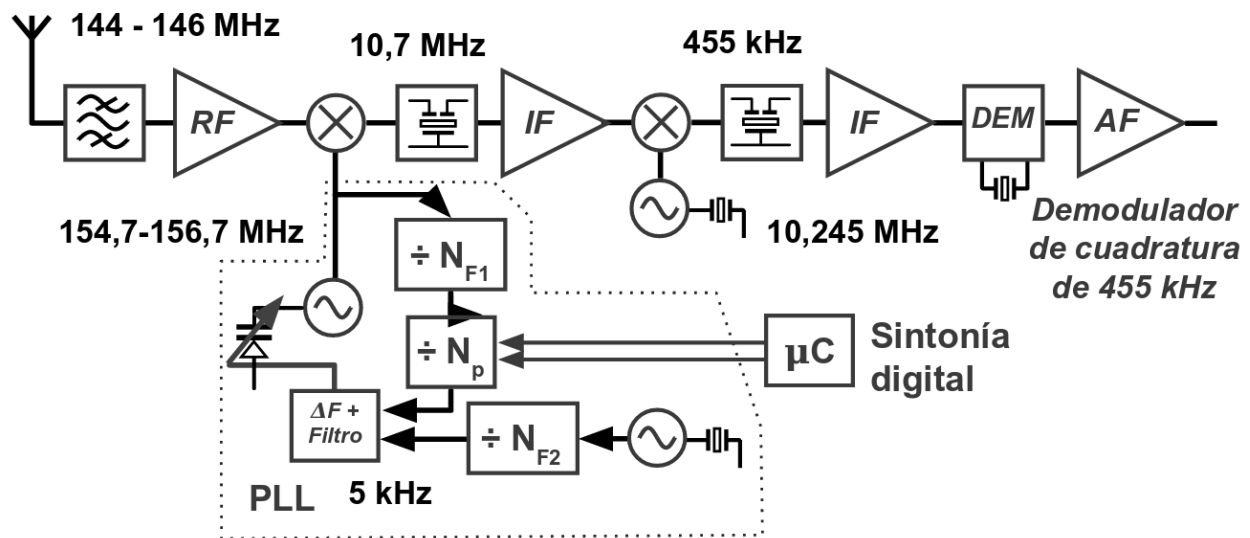
$$\Delta f_{IF_2} = 15 \text{ kHz}$$

$$f_{OL_{min}} = 154,7 \text{ MHz}$$

$$f_{OL_{max}} = 156,7 \text{ MHz}$$

Se sintoniza empleando un PLL (phase locked loop).

$$f_{OL_2} = 10,245 \text{ MHz}$$



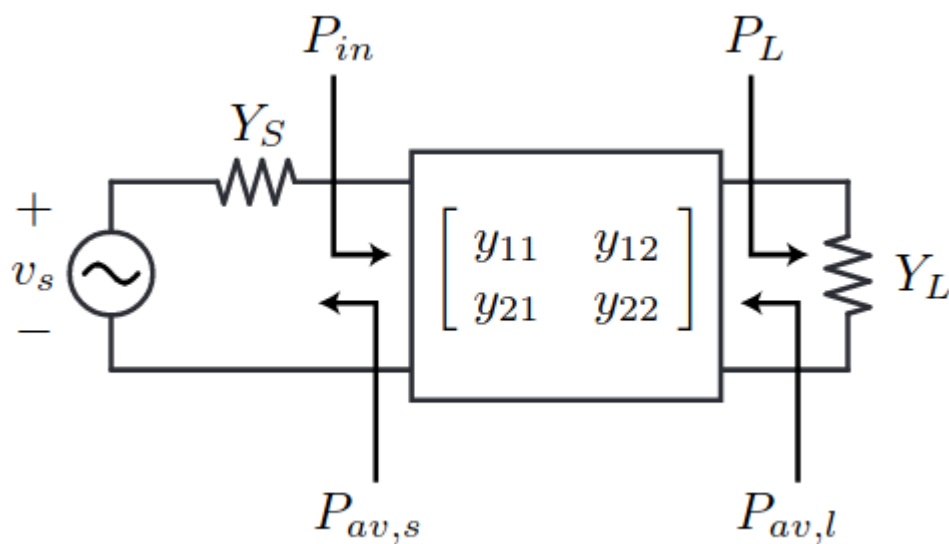
Ganancia de potencia y definiciones

5.1 Potencia en dBm

La potencia en los sistemas de comunicación a menudo se mide en la escala ‘dBm’, o la potencia de referencia medida en relación con a $1mW$.

Pej. un nivel de potencia de 10 mW puede expresarse como 10 dBm.

5.2 Potencia en un cuadripolo



Definimos:

P_{in} : Potencia de entrada

P_L : Potencia en la carga

$P_{av,s}$: Potencia máxima disponible de la fuente (available power)

En una fuente de tensión para valores pico:

$$P_{av,s} = \frac{v_s^2}{8r_g}$$

En una fuente de corriente para valores pico:

$$P_{av,s} = \frac{i_s^2 r_g}{8}$$

5.2.1 Ganancia de Potencia

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}}$$

5.2.2 Ganancia de trasducción

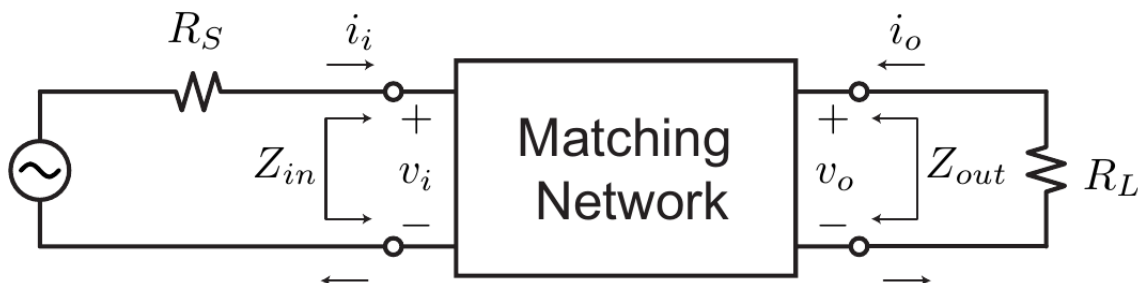
$$G_T = \frac{P_L}{P_{av,s}}$$

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}}$$

http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/ee142_fa05lects/pdf/lect4.pdf

Adaptador de impedancia.

Un adaptador de impedancia, en este caso un el cuadripolo colocado en cascada en el circuito, modifica la resistencia de carga dada R_L a una un valor dado de entrada o la resistencia de entrada a un valor dado de salida.



Dependiendo del uso, estos valores de entrada o salida se ajustan para lograr distintos objetivos. A continuación se listan los mas frecuentes.

Transferencia de energía óptima: maximiza la transferencia de energía desde la fuente (por ejemplo, una antena) y la carga (por ejemplo, un amplificador).

Cifra de ruido óptima: amplificadores que agreguen la menor cantidad de ruido a una señal mientras realizan la amplificación. Esta depende de la impedancia presentada al dispositivo activo.

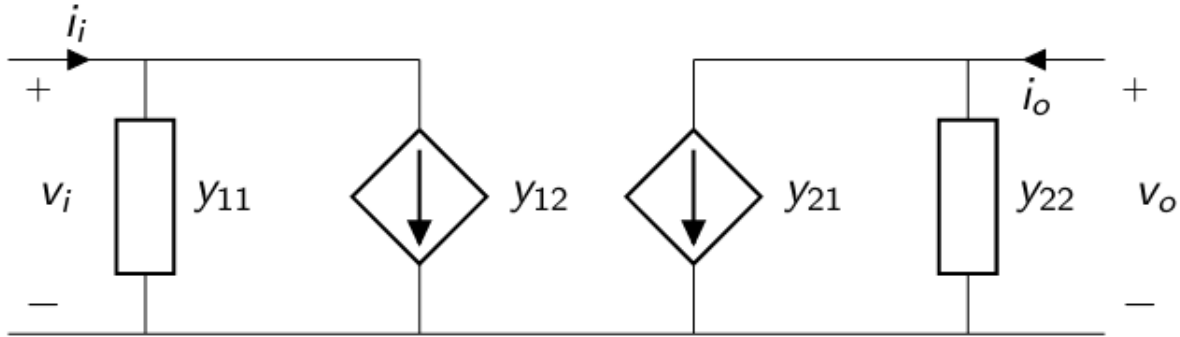
Criterio de estabilidad: donde se busca la estabilidad del sistema.

Reflexiones mínimas en las líneas de transmisión: Las reflexiones causan dispersión e interferencia y dan como resultado una impedancia de entrada sensible cuando se mira en la línea de transmisión (cambia con la distancia).

Eficiencia óptima: los amplificadores de potencia obtienen la máxima eficiencia cuando utilizamos la mayor oscilación de voltaje posible en el nodo de salida de los elementos activos (drain o colector), lo que requiere que hagamos coincidir la carga con un valor que satisfaga las condiciones de potencia de carga y oscilación de carga.

Cuadripolo de parametros admitancia

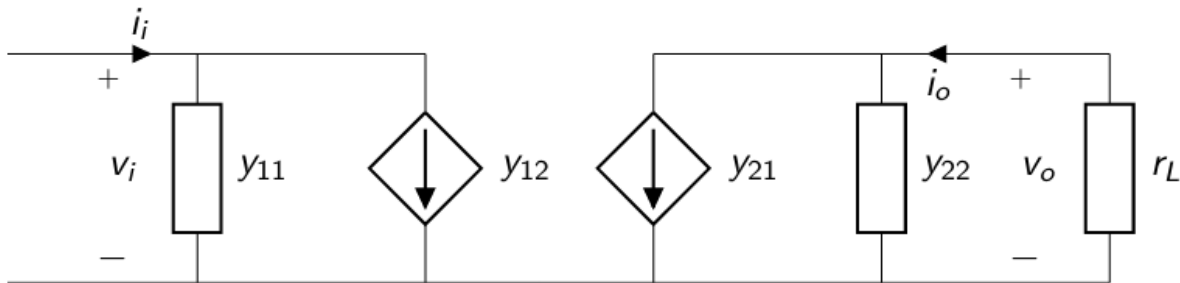
El circuito de un cuadripolo admitancia se muestra en la figura.



Las ecuaciones del cuadripolo en función de los parametros de admitancia y tensiones del circuito:

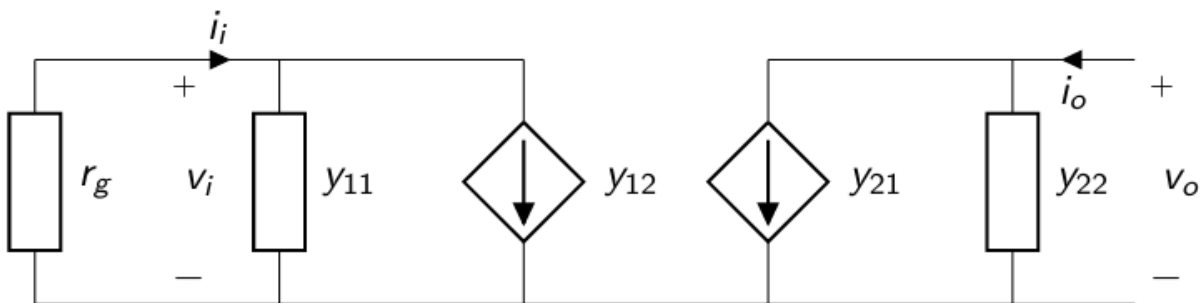
$$i_i = v_i \cdot y_{11} + v_o \cdot y_{12}$$

$$i_o = v_i \cdot y_{21} + v_o \cdot y_{22}$$



Del circuito, se puede calcular la admitancia de entrada dada una admitancia de salida y_L :

$$y_{in} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + y_L}$$



Del circuito, se puede calcular la admitancia de entrada dada una admitancia de salida y_L :

$$y_{out} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + y_g}$$

6.1 Circuitos resonantes.

Ademas de realizar adaptaciones de impedancia, los sistemas de RF precisan filtros pasabanda para atenuar las bandas de frecuencias no deseada, como la de frecuencia imagen. Por su flexibilidad, los circuitos resonantes permiten diseñar filtros pasabanda fijos o variables.

En su forma mas básica, estan formados por elementos reactivos (inductancias y capacitancia). Estos circuitos pueden ser relizados por elementos de constantes concetradas como inductores o capacitores, elementos de constantes distribuidas, como los obtenidos de las líneas transmisión o elementos resonantes como cristales piezoeléctricos.

A continuación, se analizaran circuitos resonantes simples formados por inductancias y capacitancia en paralelo y en serie.

6.1.1 Factor de selectidad Q

El factor de selectividad es un parámetro que mide la relación entre la energía reactiva que almacena y la energía que disipa durante un ciclo completo de la señal. Este parametro esta relacionado con el ancho de banda. Un alto factor Q indica una tasa baja de pérdida de energía en relación a la energía almacenada por el resonador. Es un parámetro importante para los osciladores, filtros y otros circuitos sintonizados, pues proporciona una medida de lo selectiva que es su resonancia.

El factor de selectividad entonces se calcula como:

$$Q_o = \frac{Pot_{reactiva}}{Pot_{activa}}$$

Factor de selectidad en circuito paralelo

En un circuito paralelo conformado por una reactancia y una resistencia, la tensión es un parametro comun para ambos componentes, por lo tanto, las potencias las debemos calcular en función de este.

En un circuito RL:

$$Q_o = \frac{\frac{v_g^2}{w_o \cdot L}}{\frac{v_g^2}{R}} = \frac{R}{w_o \cdot L}$$

En un circuito RC:

$$Q_o = \frac{v_g^2 \cdot w_o \cdot C}{\frac{v_g^2}{R}} = R \cdot w_o \cdot C$$

Factor de selectividad en circuito serie

En un circuito serie conformado por una reactancia y una resistencia, la corriente es un parametro comun para ambos componentes, por lo tanto, las potencias las debemos calcular en función de este.

En un circuito RC:

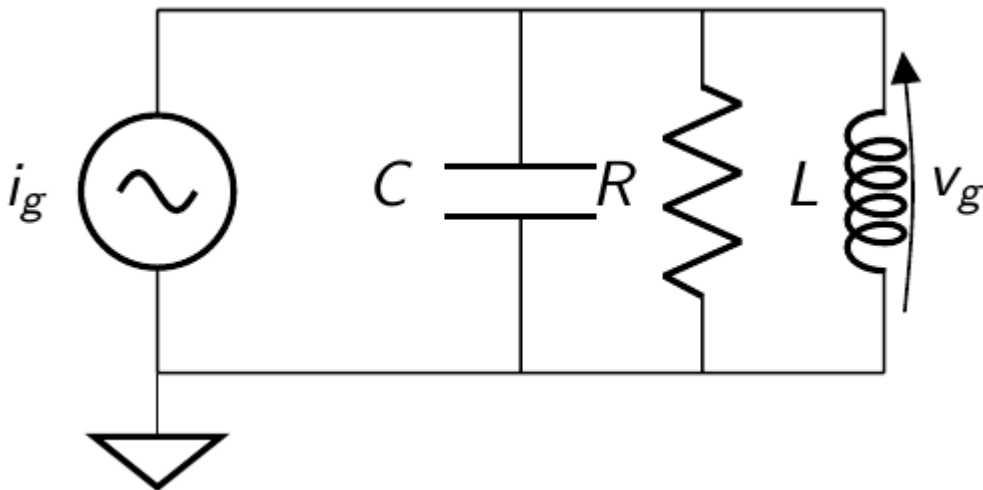
$$Q_o = \frac{\frac{i_g^2}{\omega_o \cdot C}}{i_g^2 \cdot R} = \frac{1}{R \cdot \omega_o \cdot C}$$

En un circuito RL:

$$Q_o = \frac{i_g^2 \cdot \omega_o \cdot L}{i_g^2 \cdot R} = \frac{\omega_o \cdot L}{R}$$

6.1.2 Circuito resonante RLC paralelo.

Comenzamos el analisis empleando el circuito de la figura.



Calcularemos la transferencia del circuito. Vamos a emplear una fuente de corriente y calcular la tensión en el nodo comun.

$$v_g = i_g \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{sL} + sC\right)}$$

Calculando para $S = j\omega$, para el analisis del comportamiento del circuito en frecuencia:

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

$$\frac{v_g}{i_g} = \frac{j\omega}{C\left(\frac{j\omega}{CR} + \frac{1}{LC} - \omega^2\right)}$$

Donde podemos normalizar la ecuación empleando los terminos Q , ya presentado, y $\omega_o^2 = \frac{1}{LC}$ como la frecuencia de resonancia.

$$\frac{v_g}{i_g} = \frac{j\omega}{C(\frac{j\omega}{CR} + \omega_o^2 - \omega^2)}$$

Podemos remplazar el $C = \frac{Q}{R\omega_o}$

$$\frac{v_g}{i_g} = \frac{jR\omega_o\omega}{Q(\frac{j\omega_o\omega}{Q} + \omega_o^2 - \omega^2)}$$

$$\frac{v_g}{i_g} = \frac{jR\omega_o\omega}{(j\omega_o\omega + Q(\omega_o^2 - \omega^2))}$$

Sacando factor comun $j\omega_o\omega$ y simplificando :

$$\frac{v_g}{i_g} = \frac{R}{1 + jQ(\frac{\omega^2 - \omega_o^2}{\omega_o\omega})}$$

Donde es facil reconocer el que el máximo de transferencia se produce cuando $\omega^2 = \omega_o^2$ (resonancia).

$$\frac{v_g}{i_g}(\omega_o) = R$$

El factor de selectividad relaciona el Q con el ancho de banda del circuito.

Para tener el ancho de banda, debemos buscar el ancho de banda donde la transferencia sea mayor a los $3dB$.

El modulo de la transferencia,

$$\left| \frac{v_g}{i_g} \right| = \frac{R}{\sqrt{1 + (Q(\frac{f^2 - f_o^2}{f_o f}))^2}}$$

$$\frac{R}{\sqrt{2}} = \frac{R}{\sqrt{1 + (Q(\frac{f_c^2 - f_o^2}{f_o f_c}))^2}}$$

Por lo tanto, las frecuencias donde cae $3dB$.

$$2 = 1 + (Q(\frac{f_c^2 - f_o^2}{f_o f_c}))^2$$

$$1 = (Q(\frac{f_c^2 - f_o^2}{f_o f_c}))^2$$

$$1 = Q(\frac{f_c}{f_o} - \frac{f_o}{f_c})$$

$$f_c = -Qf_o + Q\frac{f_c^2}{f_o}$$

$$f_c + Qf_o - Q\frac{f_c^2}{f_o} = 0$$

$$f_c^2 - f_c \frac{f_o}{Q} - f_o^2 = 0$$

Donde f_c puede tomar los valores.

$$f_c = \frac{f_o}{2Q} (1 \pm \sqrt{4Q^2 + 1})$$

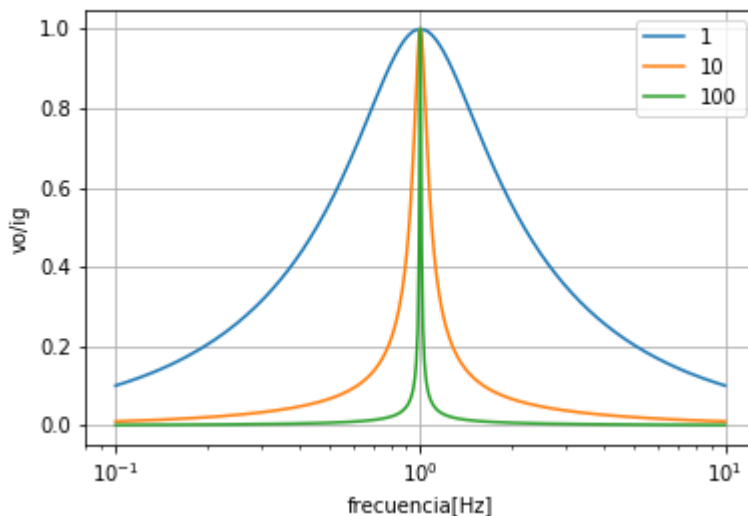
$$f_{c1} = \frac{f_o}{2Q} (1 + \sqrt{4Q^2 + 1})$$

$$f_{c2} = \frac{f_o}{2Q} (1 - \sqrt{4Q^2 + 1})$$

Entonces el ancho de banda:

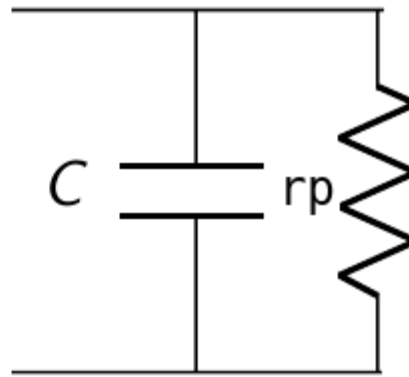
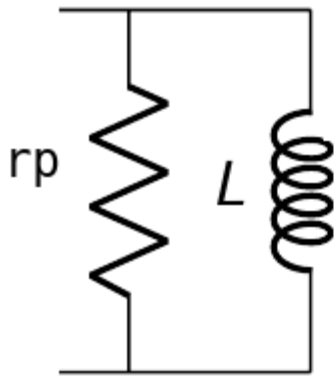
$$BW = f_{c1} - f_{c2} = \frac{f_o}{Q}$$

donde f_o corresponde a la frecuencia de resonancia ($\omega = 2\pi f_o$).



6.1.3 Q_o (Q libre) en inductores y capacitores

Los inductores y capacitores reales presentan pérdidas. Esto quiere decir que a la frecuencia de trabajo, el comportamiento de estos componentes se puede modelizar (de la manera más simple) como una inductancia o capacitancia, en paralelo con una resistencia de pérdidas.

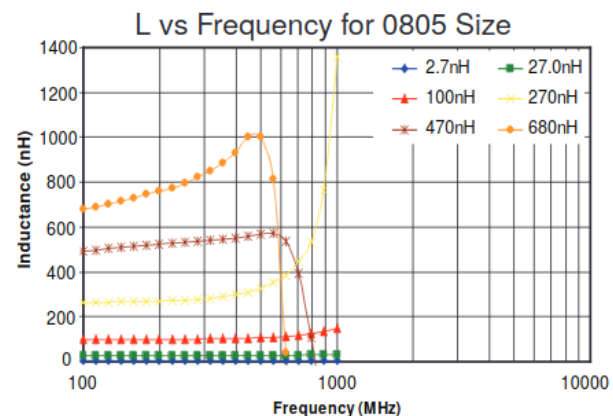
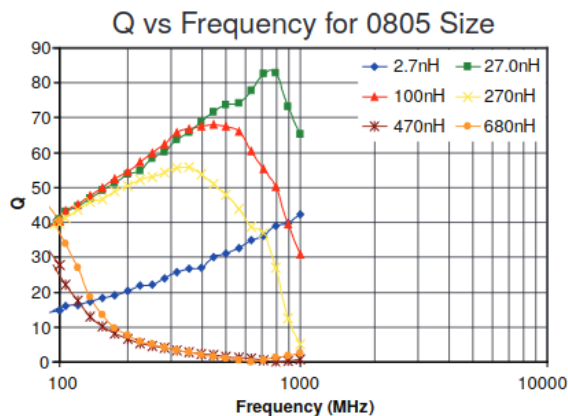


El Q_o (libre) de un inductor para el modelo paralelo, dada una resistencia de pérdida r_p se calcula como:

$$Q_o = \frac{r_p}{\omega_o \cdot L}$$

Inductores de alto Q para RF

Como ejemplo podemos ver como la curva de los inductores de alto Q que comercializa la empresa Johanson (<https://www.johansontechnology.com/downloads/johanson-technology-rf-wirewound-chip-inductors.pdf>)



El factor de selectividad y la resistencia equivalente serie (ESR)

Uno de los parámetros más importantes en la evaluación de un condensador de chip de alta frecuencia es el factor Q, o la resistencia en serie equivalente (ESR) relacionada.

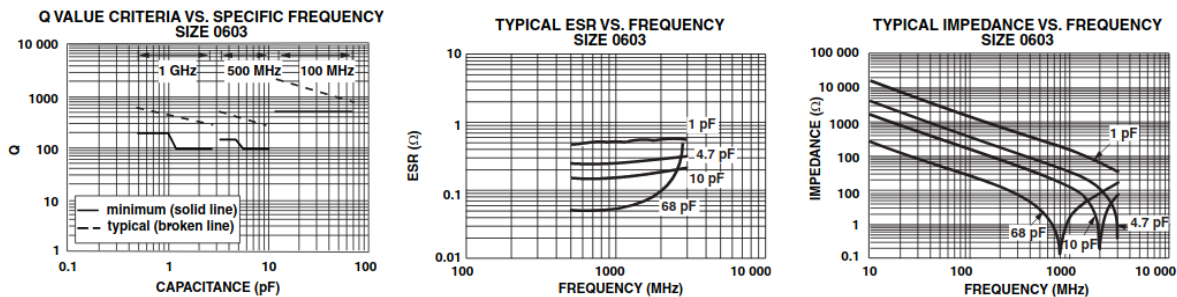
Un condensador sin pérdidas presenta un ESR de cero ohmios y sería puramente reactivo sin ningún componente real (resistivo). La corriente que pasa por el capacitor conduciría el voltaje a través exactamente 90 grados en todas las frecuencias.

Los capacitores no son ideales, y siempre exhibirá una cantidad finita de ESR. El ESR varía con la frecuencia de un capacitor dado y es “equivalente” porque su fuente proviene de las características de las estructuras de

electrodo conductor y de la estructura dieléctrica aislante. Con el propósito de modelar, el ESR se representa como un elemento parásito de una sola serie. En las últimas décadas, todos los parámetros del condensador se midieron a un estándar de 1 MHz, pero en el mundo de alta frecuencia actual, esto está lejos de ser suficiente. Los valores típicos para un buen condensador de alta frecuencia de un valor dado podrían funcionar en el orden de aproximadamente 0,05 ohmios a 200 MHz, 0,11 ohmios a 900 MHz y 0,14 ohmios a 2000 MHz.

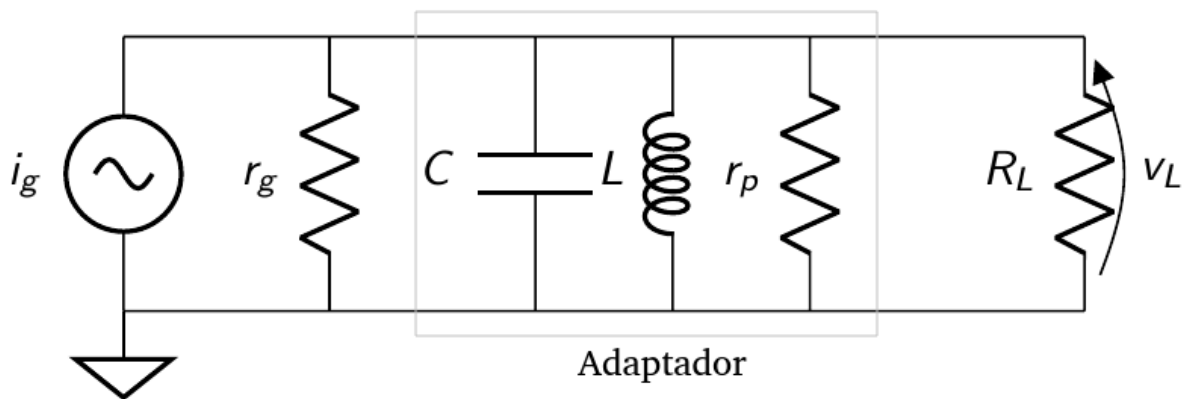
El factor de calidad Q es un número adimensional que es igual a la reactancia del capacitor dividido por la resistencia parásita del capacitor (ESR). El valor de Q cambia mucho con la frecuencia, ya que tanto la reactancia como la resistencia cambian con la frecuencia. La reactancia de un condensador cambia enormemente con la frecuencia o con el valor de capacitancia y, por lo tanto, el valor Q podría variar en gran medida.

<http://www.vishay.com/docs/28534/highqdielectric.pdf>



6.1.4 Q_c (Q cargado) en circuitos RLC paralelos.

El Q_c nos permite conocer el comportamiento del circuito cuando está cargado por la impedancia de la fuente y la de la carga.



Del circuito resonante paralelo, en resonancia (donde se anula la componente imaginaria) la resistencia total $\frac{1}{r} = \frac{1}{r_p} + \frac{1}{R_{ext}}$ se calcula como:

$$\text{donde } R_{ext} = \frac{r_g R_L}{r_g + R_L}$$

$$Q_c = \frac{r}{w_o \cdot L} = r \cdot w_o \cdot C$$

Entonces, de igual manera multiplicando ambos terminos por $w_o \cdot L$:

$$\frac{w_o \cdot L}{r} = \frac{w_o \cdot L}{r_p} + \frac{w_o \cdot L}{R_{ext}}$$

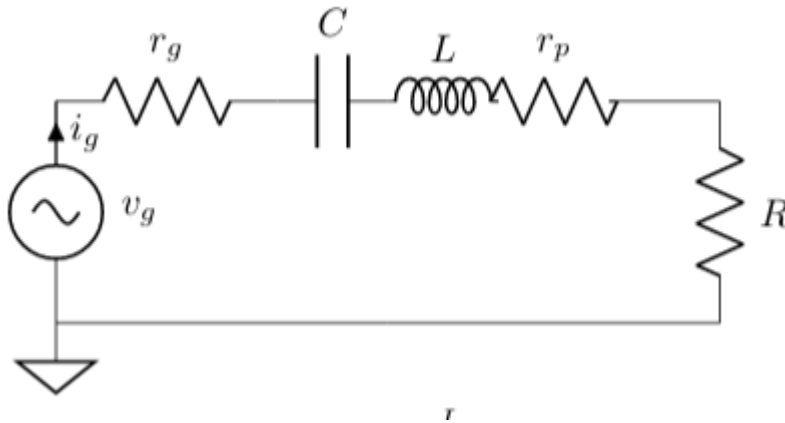
$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_o} + \frac{w_o \cdot L}{R_{ext}}$$

https://www.coilcraft.com/pdfs/Doc945_Inductors_as_RF_Chokes.pdf

http://www.ee.iitm.ac.in/~ani/2011/ee6240/pdf/AN721_AppNote_Matching.pdf

<https://www.spelelektronikka.fi/kuvat/schot7.pdf>

6.1.5 Circuito RLC serie.



En un circuito RLC serie en resonancia,

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

,

Q_c (Q cargado) en circuitos RLC serie.

El Q_o (libre) de un inductor para el modelo paralelo, dada una resistencia de perdida r_p se calcula como:

$$Q_o = \frac{w_o \cdot L}{r_p}$$

El Q_c (cargado) de este circuito resonante para el modelo serie, dada una resistencia total $r = r_p + R_{ext}$ se calcula como $Q_c = \frac{w_o \cdot L}{r}$, donde $R_{ext} = r_g + R$.

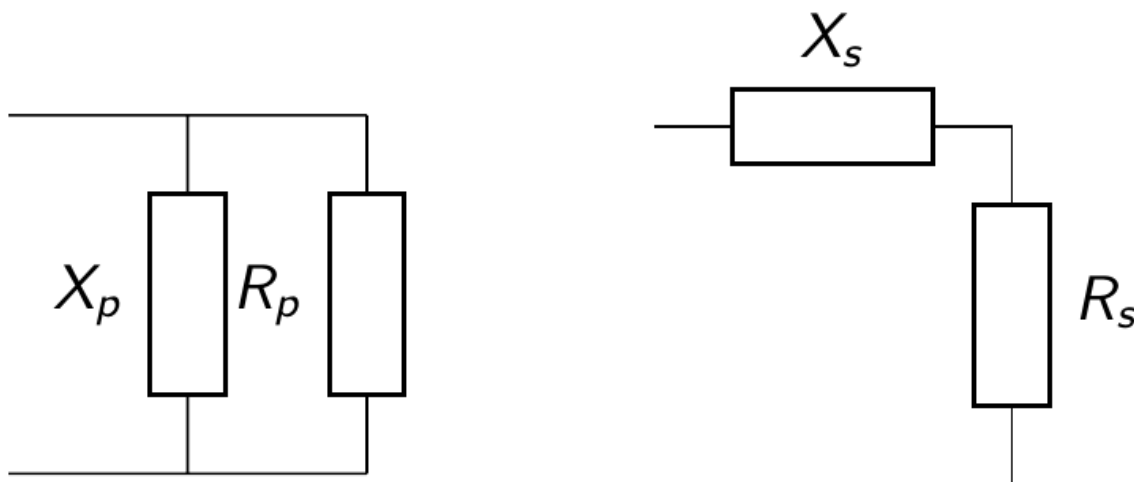
Entonces, dividiendo ambos miembros de la ecuación por $w_o \cdot L$:

$$\frac{r}{w_o \cdot L} = \frac{r_s}{w_o \cdot L} + \frac{R_{ext}}{w_o \cdot L}$$

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_o} + \frac{R_{ext}}{w_o \cdot L}$$

 Conversión serie a paralelo

Buscaremos la relación entre un circuito resonante serie y un resonante paralelo. Esto será muy útil para el diseño y verificación de los filtros, ya que no permitirán agilizar los cálculos.



En un circuito resonante paralelo, la impedancia de entrada se calcula como:

$$\frac{1}{Z_p} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j \cdot X_p}$$

Separando la parte real de la parte imaginaria:

$$\frac{1}{Z_p} = \frac{R_p + j \cdot X_p}{R_p \cdot j \cdot X_p}$$

$$Z_p = \frac{R_p \cdot j \cdot X_p}{R_p + j \cdot X_p} \cdot \frac{R_p - j \cdot X_p}{R_p - j \cdot X_p}$$

$$Z_p = \frac{R_p \cdot j \cdot X_p \cdot (R_p - j \cdot X_p)}{(R_p^2 + X_p^2)}$$

$$Z_p = \frac{(R_p \cdot X_p^2) + j \cdot (R_p^2 \cdot X_p)}{(R_p^2 + X_p^2)}$$

$$Z_p = \frac{(R_p \cdot X_p^2)}{(R_p^2 + X_p^2)} + j \cdot \frac{(R_p^2 \cdot X_p)}{(R_p^2 + X_p^2)}$$

$$Z_p = \frac{(R_p \cdot (\frac{R_p}{Q_o})^2)}{(R_p^2 + (\frac{R_p}{Q_o})^2)} + j \cdot \frac{(R_p^2 \cdot X_p)}{(R_p^2 + (\frac{R_p}{Q_o})^2)}$$

En un circuito resonante serie, la impedancia de entrada se calcula como:

$$Z_s = R_s + j \cdot X_s$$

Entonces, en resonancia, igualando la parte real de la impedancia :

$$R_s = \frac{(R_p \cdot X_p^2)}{(R_p^2 + X_p^2)}$$

En resonancia, $Q_o = \frac{R}{X_p}$, entonces $X_p = \frac{R}{Q_o}$. Remplazando resulta:

$$R_s = \frac{(R_p \cdot (\frac{R_p}{Q_o})^2)}{(R_p^2 + (\frac{R_p}{Q_o})^2)}$$

Sacando R_p^2 como factor comun y simplificando resulta:

$$R_s = \frac{R_p \cdot (\frac{1}{Q_o^2})}{(1 + (\frac{1}{Q_o^2}))} = \frac{R_p}{(1 + Q_o^2)}$$

Por lo tanto, en resonancia, igualando la parte imaginaria de la impedancia :

$$X_s = \frac{(R_p^2 \cdot X_p)}{(R_p^2 + (\frac{R_p}{Q_o})^2)}$$

$$X_s = \frac{X_p}{(1 + \frac{1}{Q_o^2})}$$

De las ecuaciones, podemos concluir que para realizar una conversión de serie a paralelo, donde el Q_o se suele llamar Q_m (Q de adaptación o 'matching'), ya que no solo se emplea para las pérdidas de los componentes:

$$R_s = \frac{R_p}{(1 + Q_m^2)}$$

$$X_s = \frac{X_p}{(1 + \frac{1}{Q_m^2})}$$

Si el Q_m es mayor a 10 podemos despreciar el termino $\frac{1}{Q_m^2}$

$$X_s \sim X_p$$

7.1 Ejemplo conversión serie a paralelo

Se desea diseñar una red de adaptación para transformar una carga de $R_L = 50\Omega$ para que presente a el colector de un transistor una resistencia de $R'_L = 1000\Omega$ a la frecuencia de $f_o = 2MHz$. Por simplicidad, suponemos que todos los componentes no tienen perdidas (son ideales) y que la salida del transistor presenta una admitancia resistiva pura.

Para resolver este diseño, debemos primero realizar la conversión de serie a paralelo del inductor y la resistencia. Esta conversión tiene que darnos como resultado una resistencia paralelo de $R'_L = 1000\Omega$. La conversión de serie a paralelo depende del valor de Q_m (Q de matching).

$$R_p = R_s(1 + Q_m^2)$$

$$Q_m = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1}$$

$$Q_m = \sqrt{\frac{1000}{50} - 1} = 4,36$$

Entonces con un $Q_m = 4,36$ la resistencia del circuito paralelo se comporta como una resistencia de $R_p = 1000\Omega$.

Debemos conocer el valor del inductor que permite tener un $Q_m = 4,36$. Dado que el valor que queremos conocer corresponde al inductor L serie, empleamos el calculo del Q_m del circuito serie (recordando que la corriente es el parametro comun para el calculo de la potencia en ambos componentes).

$$Q_m = \frac{i^2 X_L}{i^2 r_s}$$

$$Q_m = \frac{X_L}{r_s}$$

$$X_L = Q_m r_s = 4,36 \cdot 50\Omega = 217,94\Omega$$

siento $X_L = \omega_o \cdot L$, donde $\omega_o = 2\pi f_o$. Entonces,

$$L = \frac{X_L}{2\pi f_o}$$

$$L = \frac{217,94\Omega}{2\pi \times 10^6 Hz} = 17,3\mu Hz$$

Para obtener el valor de C , necesitamos conocer el valor del inductor correspondiente al circuito paralelo. Debemos calcular su valor para el circuito paralelo.

$$X_p = X_s(1 + \frac{1}{Q_m^2})$$

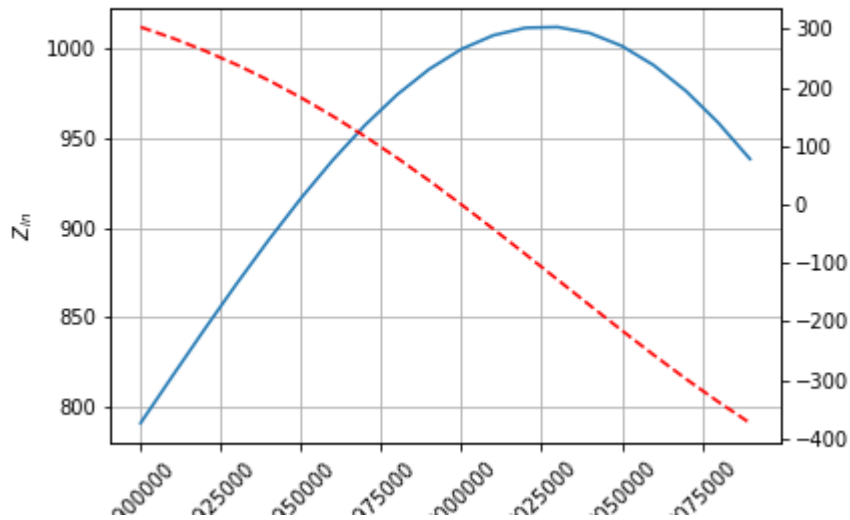
$$X'_L = X_L(1 + \frac{1}{Q_m^2})$$

$$X'_L = 217,94\Omega(1 + \frac{1}{4,36^2}) = 229,41\Omega$$

El valor que resuena con el capacitor entonces es $X_C = X'_L$, siendo $X_C = \frac{1}{\omega_o \cdot C}$. Hacemos entonces el calculo del valor del capacitor C .

$$C = \frac{1}{\omega_o \cdot X_C}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 10^6 \text{ Hz} \cdot 229,41 \Omega} = 346,8 \text{ pF}$$

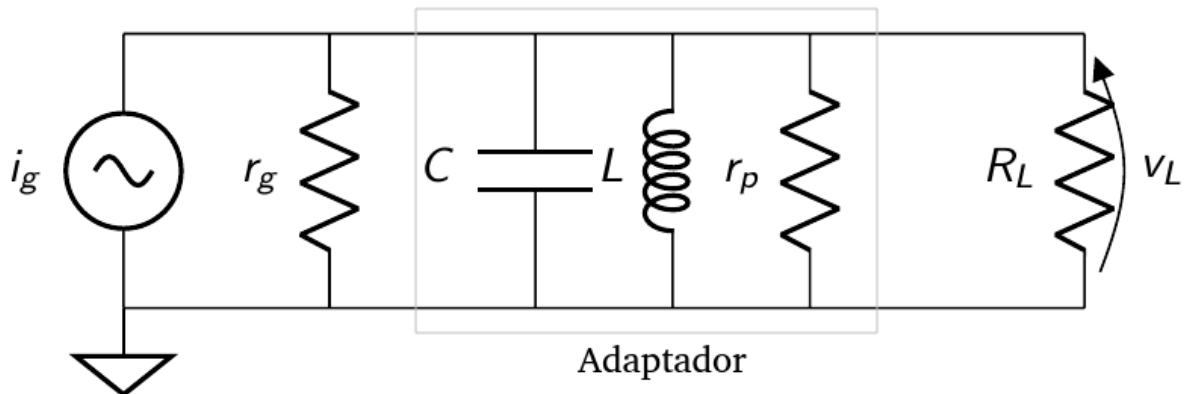


Como vemos en este ejemplo, se logra la adaptación de la resistencia mediante la conversión de serie a paralelo. Dado que se emplean solo dos componentes reactivos, el Q_c queda impuesto por el circuito y no puede ser modificado sin afectar la adaptación.

Máxima transferencia de energía a Q constante.

Se desea encontrar el valor de R_L que maximice la transferencia de energía desde el generador a la carga, teniendo en cuenta que se emplea un circuito sintonizado LC con pérdidas (r_p) donde se busca el valor de R_L para lograr la máxima transferencia de energía desde la fuente para un dado un Q_c .

Dado que el circuito sintonizado está compuesto por dos componentes, L y C , para cada valor de R_L podríamos proponer que el inductor L se escoja para tener un Q_c dado y, luego, se buscará el valor de C que sintonice a ω_o . Asumimos que el Q_o libre del inductor no varía en este análisis.



La potencia sobre R_L

$$P_{R_L} = \frac{v_L^2}{R_L}$$

La tensión v_L , que se expresa en valores eficaces, se puede obtener en función de la fuente de corriente que alimenta al circuito como:

$$v_L = i_g \cdot \frac{1}{\frac{1}{r_g} + \frac{1}{r_p} + \frac{1}{R_L}}$$

Remplazando el valor de v_L en P_{R_L} :

$$P_{R_L} = \frac{(i_g \cdot \frac{1}{\frac{1}{r_g} + \frac{1}{r_p} + \frac{1}{R_L}})^2}{R_L}$$

Operando,

$$P_{R_L} = \frac{i_g^2}{R_L \cdot (\frac{1}{r_g} + \frac{1}{r_p} + \frac{1}{R_L})^2}$$

De la ecuación, r_p buscamos escribir en función de Q_c .

Sabemos que $r_p = w_o \cdot L \cdot Q_o$.

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_o} + \frac{w_o \cdot L}{R}$$

$$w_o \cdot L = R \cdot (\frac{1}{Q_c} - \frac{1}{Q_o})$$

donde $R = \frac{R_L \cdot r_g}{R_L + r_g}$.

$$Q_o = \frac{r_p}{w_o \cdot L}$$

$$r_p = R \cdot (\frac{1}{Q_c} - \frac{1}{Q_o}) \cdot Q_o$$

$$r_p = \frac{R_L \cdot r_g}{R_L + r_g} \cdot (\frac{Q_o}{Q_c} - 1)$$

Remplazando r_p en la ecuación de la potencia P_{R_L} :

$$P_{R_L} = \frac{i_g^2}{R_L \cdot (\frac{1}{r_g} + \frac{1}{\frac{R_L \cdot r_g}{R_L + r_g} \cdot (\frac{Q_o}{Q_c} - 1)} + \frac{1}{R_L})^2}$$

$$P_{R_L} = \frac{i_g^2}{R_L \cdot (\frac{1}{r_g} + \frac{R_L + r_g}{R_L \cdot r_g \cdot (\frac{Q_o}{Q_c} - 1)} + \frac{1}{R_L})^2}$$

$$P_{R_L} = \frac{i_g^2 \cdot R_L^2 \cdot r_g^2}{R_L \cdot (r_g + \frac{R_L + r_g}{(\frac{Q_o}{Q_c} - 1)} + R_L)^2}$$

$$P_{R_L} = \frac{i_g^2 \cdot R_L \cdot r_g^2}{(r_g + \frac{R_L + r_g}{(\frac{Q_o}{Q_c} - 1)} + R_L)^2}$$

$$P_{R_L} = \frac{i_g^2 \cdot R_L \cdot r_g^2}{(R_L + r_g)^2 \cdot (1 + \frac{1}{(\frac{Q_o}{Q_c} - 1)})^2}$$

$$P_{R_L} = \frac{i_g^2 \cdot R_L \cdot r_g^2}{(R_L + r_g)^2 \cdot (\frac{Q_o}{Q_c - 1})^2}$$

$$P_{R_L} = \frac{i_g^2 \cdot R_L \cdot r_g^2}{(R_L + r_g)^2 \cdot \left(\frac{Q_o}{Q_o - Q_c}\right)^2}$$

$$P_{R_L} = \frac{i_g^2 \cdot R_L}{\left(\frac{R_L + r_g}{r_g} \cdot \frac{Q_o}{Q_o - Q_c}\right)^2}$$

$$P_{R_L} = \frac{i_g^2}{\left(\frac{Q_o}{Q_o - Q_c}\right)^2} \cdot \frac{R_L \cdot r_g^2}{(R_L + r_g)^2}$$

Buscando el máximo valor de P_{R_L} :

$$\frac{\partial P_{R_L}}{\partial R_L} = \frac{i_g^2}{\left(\frac{Q_o}{Q_o - Q_c}\right)^2} \cdot \frac{[(r_g^2 \cdot (R_L^2 + r_g)^2) - 2 \cdot (R_L + r_g) \cdot (R_L \cdot r_g^2)]}{(R_L + r_g)^4} = 0$$

$$(r_g^2 \cdot (R_L + r_g)^2) - 2 \cdot (R_L + r_g) \cdot (R_L \cdot r_g^2) = 0$$

$$r_g^2 \cdot (R_L + r_g)^2 = 2 \cdot (R_L + r_g) \cdot (R_L \cdot r_g^2)$$

$$(R_L + r_g) = 2 \cdot R_L$$

$$R_L = r_g$$

Entonces :

$$P_{R_L} = \frac{i_g^2}{\left(\frac{Q_o}{Q_o - Q_c}\right)^2} \cdot \frac{r_g \cdot r_g^2}{(r_g + r_g)^2}$$

$$P_{R_L} = \frac{i_g^2}{\left(\frac{Q_o}{Q_o - Q_c}\right)^2} \cdot \frac{r_g}{4}$$

$$P_{R_L \text{ MAX:}(R_L=r_g)} = \frac{i_g^2 \cdot r_g}{4} \cdot \left(1 - \frac{Q_c}{Q_o}\right)^2$$

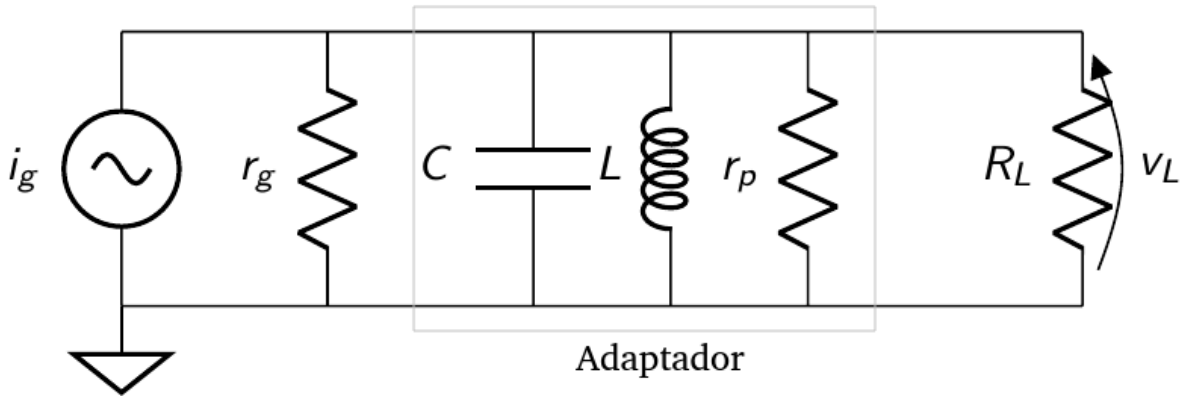
donde i_g es valor RMS. Si se emplea valores pico:

$$P_{R_L \text{ MAX:}(R_L=r_g)} = \frac{i_g^2 \cdot r_g}{8} \cdot \left(1 - \frac{Q_c}{Q_o}\right)^2$$

donde reconocemos el termino $\frac{i_g^2 \cdot r_g}{8}$ como P_{av} o potencia disponible.

$$P_{R_L \text{ MAX:}(R_L=r_g)} = P_{av} \cdot \left(1 - \frac{Q_c}{Q_o}\right)^2$$

8.1 Ejemplo



Suponer que $r_g = 10\Omega$, $f_o = 1MHz$, $Q_o = 100$ y $Q_c = 10$.

¿Cual debe ser el valor de R_L para obtener la maxima transferencia de energía, si se desea tener un $Q_c = 10$?

Por la demostración realizada, la resistencia debe ser $R_L = r_g$, sin importar el valor de r_p .

Por lo tanto, basado en el teorema de máxima transferencia de energía a Q_c constante:

$$R_L = r_g = 10\Omega$$

Para este ejemplo, el valor del inductor entonces:

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_o} + \frac{w_o L}{R_{ext}}$$

Donde corresponde a todas las resistencias externas al inductor y su respectiva resistencia de perdidas r_p .

En este caso, $R_{ext} = \frac{r_g R_L}{r_g R_L} = 5\Omega$

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_o} + \frac{w_o L}{R_{ext}}$$

$$L = \frac{R_{ext}(\frac{1}{Q_c} - \frac{1}{Q_o})}{w_o}$$

$$L = \frac{5\Omega(\frac{1}{10} - \frac{1}{30})}{2\pi 1MHz} = 71nHy$$

En este ejemplo, el valor de la resistencia de perdidas del adaptador (que asociamos al inductor):

$$r_p = \frac{Q_o}{w_o L} = 222\Omega$$

El valor del capacitor C es aquel que sintoniza a L .

$$w_o^2 = \frac{1}{CL}$$

$$C = \frac{1}{Lw_o^2}$$

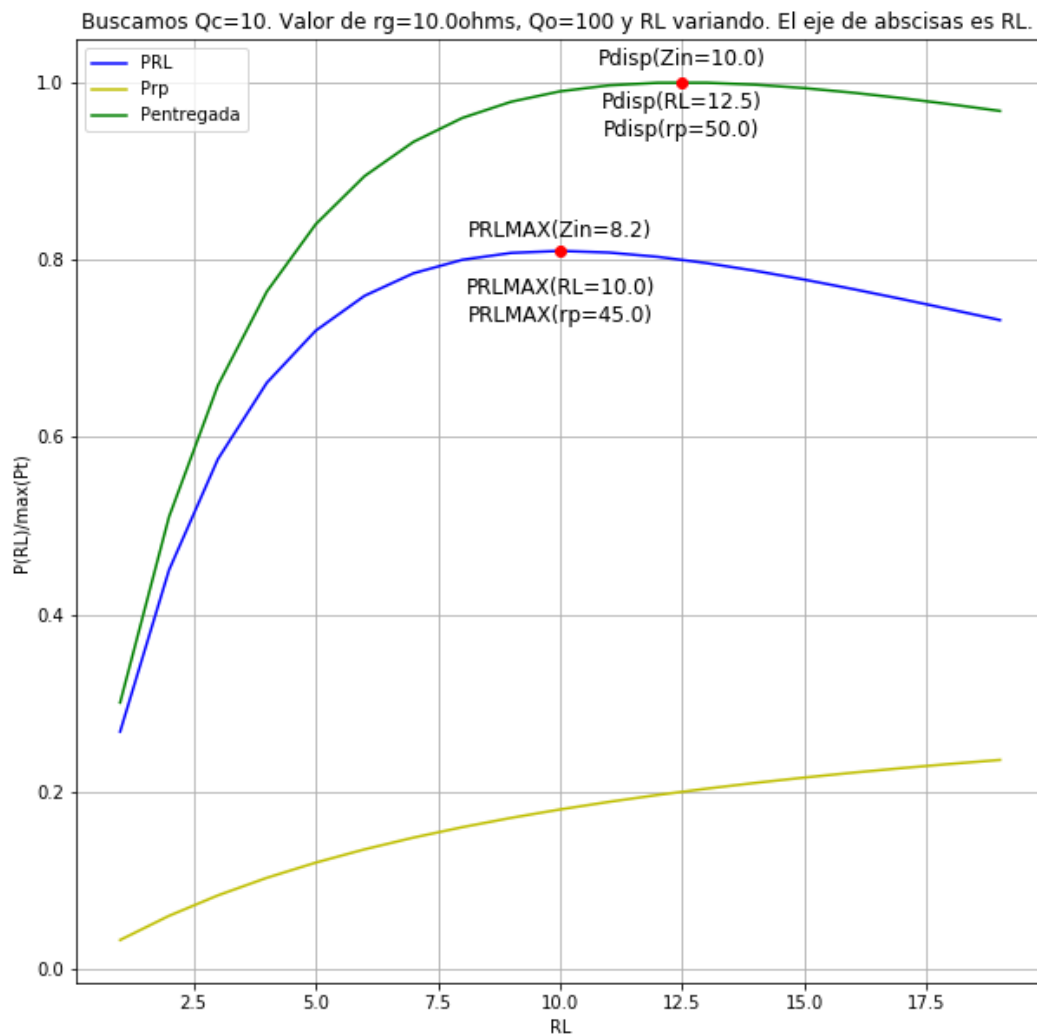
$$C = \frac{1}{53nHy(2\pi 1MHz)^2} = 353,67pF$$

Nos queda conocer las perdidas del adaptador. Para ello, dado la ecuación del calculo de la potencia:

$$P_{R_L MAX:(RL=rg)} = P_{av} \cdot \left(1 - \frac{Q_c}{Q_o}\right)^2$$

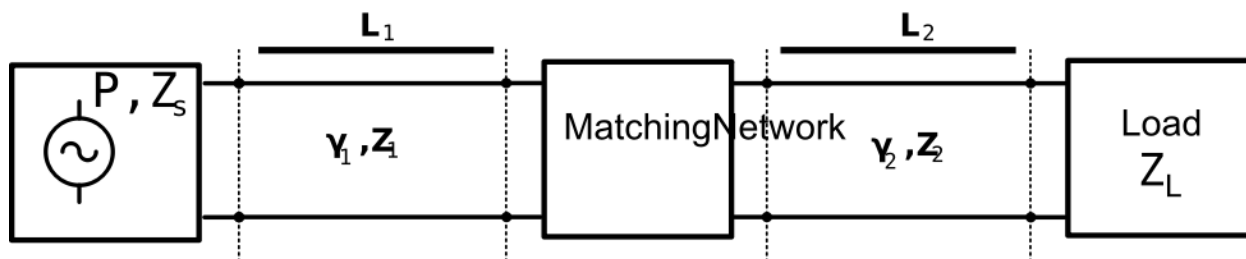
Las perdidas del adaptador se calcula como:

$$Perdidas = \left(1 - \frac{Q_c}{Q_o}\right)^2 = \left(1 - \frac{10}{100}\right)^2 = 0,81$$



 Redes de adaptación, circuitos resonantes con derivación.

9.1 El adaptador tipo “L”



El problema general se ilustra en la siguiente figura: un generador con una impedancia interna Z_g suministra energía a una carga pasiva Z_L , a través de una red de coincidencia de 2 puertos.

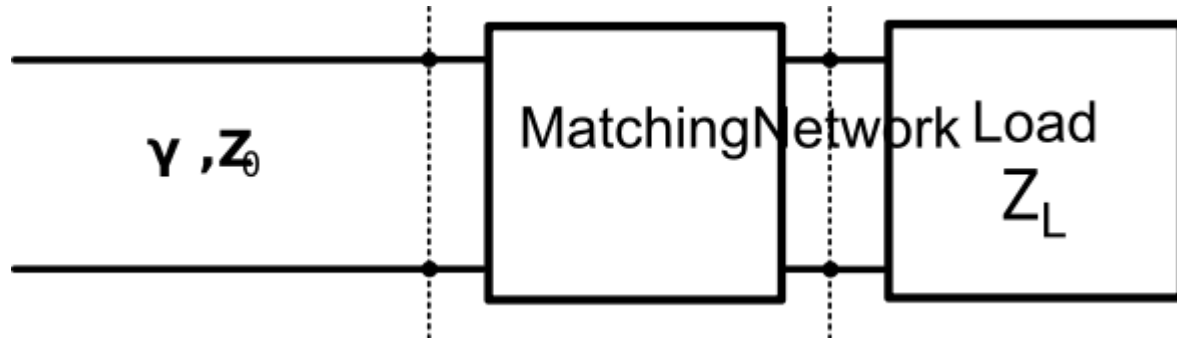
Este problema se denomina comúnmente “el problema de doble coincidencia”. La coincidencia de impedancia es importante por las siguientes razones:

- Maximizando la transferencia de potencia. La potencia máxima se entrega a la carga cuando el generador y la carga coinciden con la línea y la pérdida de potencia en la línea se minimiza.
- Mejora de la relación señal / ruido del sistema.
- Reducción de errores de amplitud y fase.
- Reducción de la potencia reflejada hacia el generador.

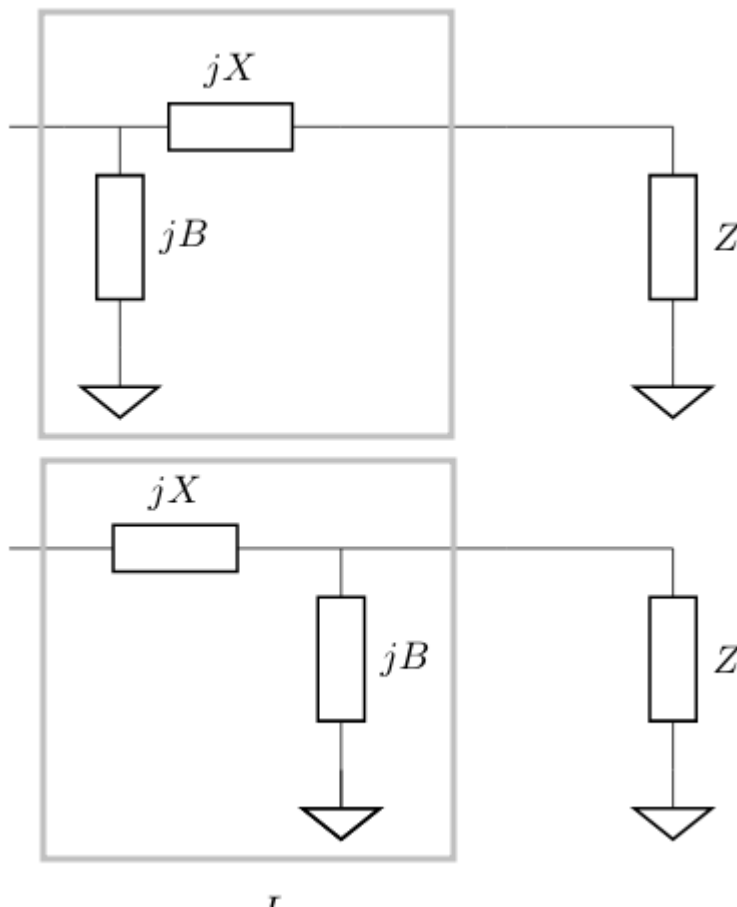
Mientras la impedancia de carga Z_L tenga una parte positiva real, siempre se puede encontrar una red coincidente. Hay muchas opciones disponibles y los ejemplos a continuación solo describen algunas. Los ejemplos están tomados del libro de D.Pozar “Ingeniería de microondas”, cuarta edición. “Microwave Engineering”, 4th edition.

9.2 Adaptador con elementos de constantes concentradas.

Para comenzar, supongamos que la red adaptadora que no tiene pérdidas y la impedancia característica de la línea de alimentación es Z_o :



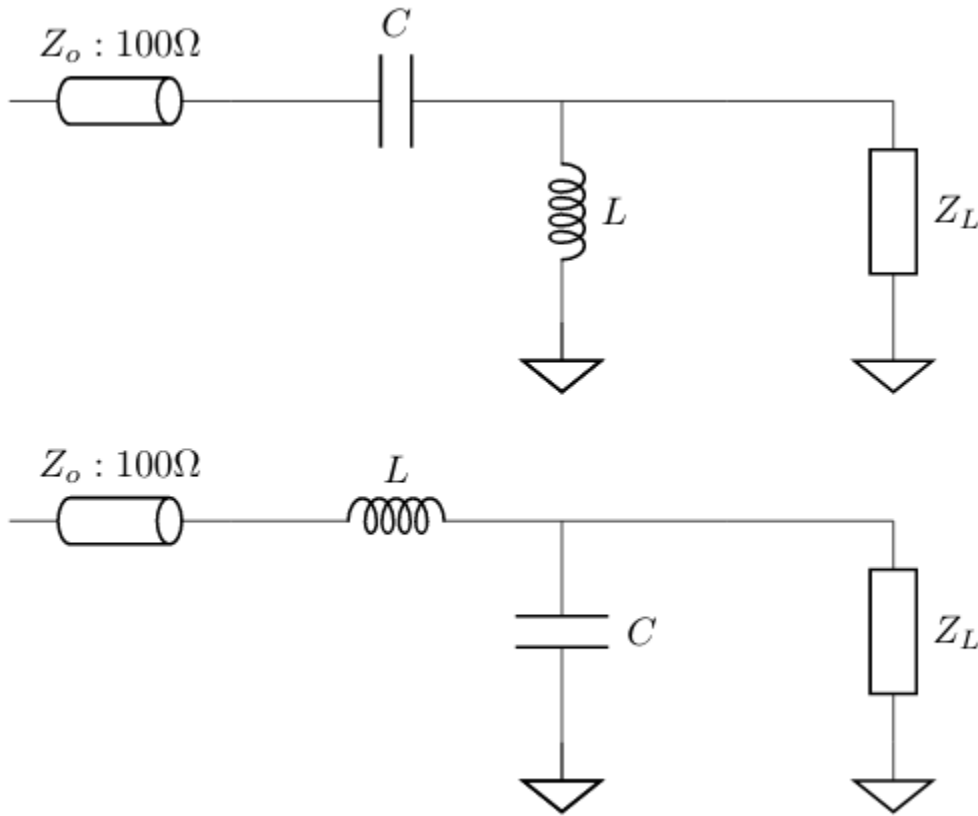
El tipo más simple de red es la red “L”, que utiliza dos elementos reactivos para adaptar una impedancia de carga arbitraria. Existen dos configuraciones posibles y se ilustran en las siguientes figuras. En cualquiera de las configuraciones, los elementos reactivos pueden ser inductivos o capacitivos, dependiendo de la impedancia de carga.



Supongamos que la carga es $Z_L = 200\Omega$ para una línea $Z_o = 100\Omega$ a la frecuencia de $f_o = 500MHz$.

El adaptador tipo “L” debe llevar de $\Re(Z_L) = 200\Omega$ a la impedancia de $Z_o = 100\Omega$ de la línea. En este

esquema, deseamos reducir el valor de la resistencia, por lo tanto empleamos una conversión de paralelo a serie. Buscamos una red L-C que corresponda a la primer propuesta. Tenemos dos alternativas, las cuales se ilustran en la siguiente figura.



Esta conversión tiene que darnos como resultado una resistencia serie de $R'_L = 100\Omega$. La conversión de serie a paralelo depende del valor de Q_m (Q de matching).

$$R_s = \frac{R_p}{(1 + Q_m^2)}$$

$$Q_m = \sqrt{\frac{200\Omega}{100\Omega} - 1} = 1$$

El $Q_m = 1$ permite que la resistencia del circuito serie se comporta como una resistencia de $R_s = 100\Omega$.

Calculemos ahora la susceptancia B_p para el Q_m necesario. Siendo este un circuito paralelo que tiene como parametro común la tensión:

$$Q_m = (v_p^2 B_p) \cdot \frac{R_s}{v_p^2} = R_s \cdot B_p$$

$$B_p = \frac{Q_m}{R_p} = \frac{1}{200\Omega} = 5mS$$

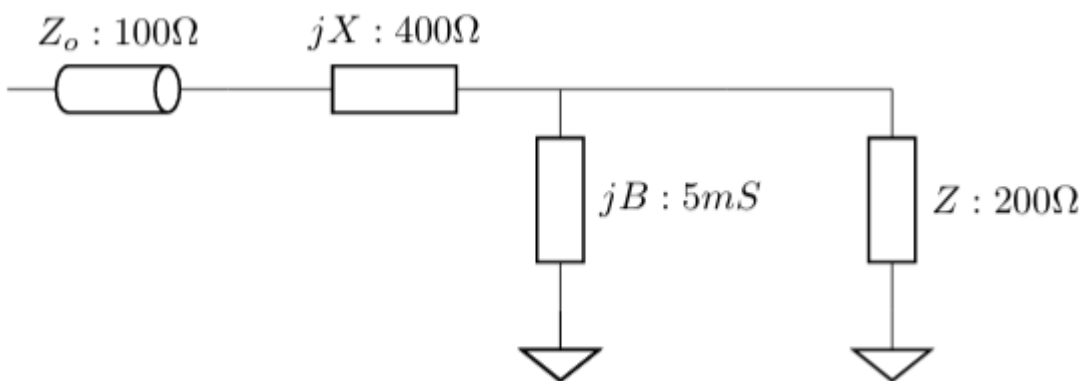
Para conocer el valor de la reactancia X_s , debemos realizar la conversión paralelo a serie de la susceptancia B_p .

$$B'_p = B_p \cdot \left(1 + \frac{1}{Q_m^2}\right)$$

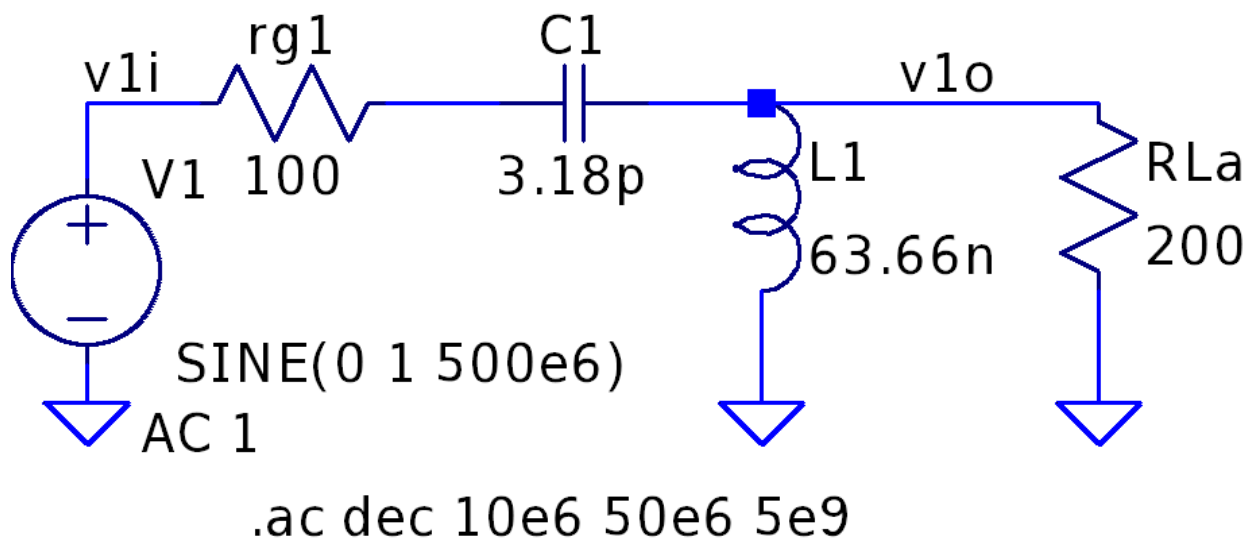
$$B'_p = 5mS \left(1 + \frac{1}{1^2}\right) = 10mS$$

El valor de X_s que resuena con B'_p .

$$X_s = \frac{1}{B'_p} = \frac{1}{10mS} = 100\Omega$$



Primera alternativa: C serie, L derivación

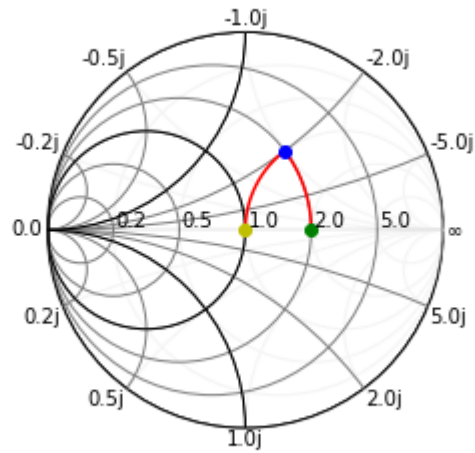
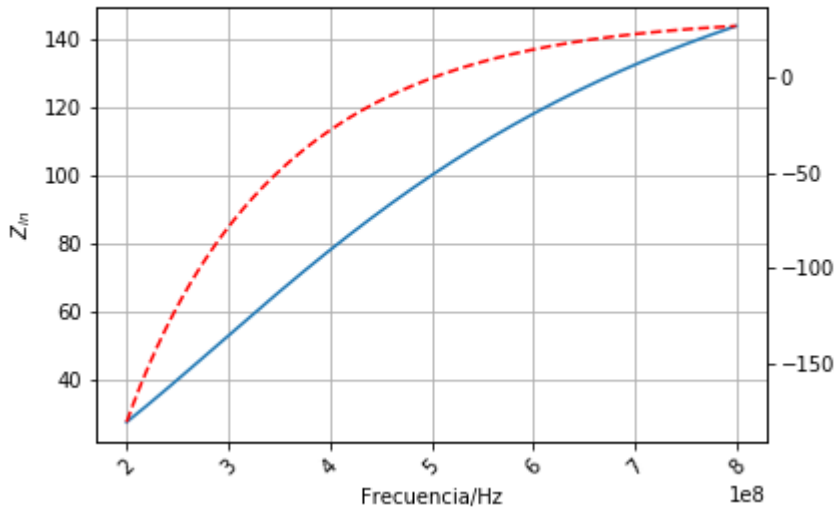


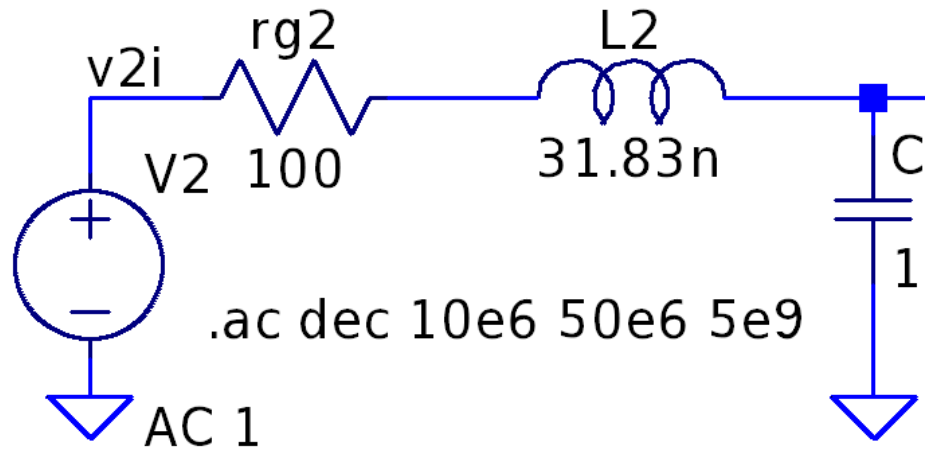
$$B_p = \frac{1}{2\pi f_o L}$$

$$L = \frac{1}{2\pi 500MHz 5mS} = 63,66nHy$$

$$X_s = \frac{1}{2\pi f_o C}$$

$$C = \frac{1}{2\pi 500 \text{ MHz } 400 \Omega} = 3,18 \text{ pF}$$





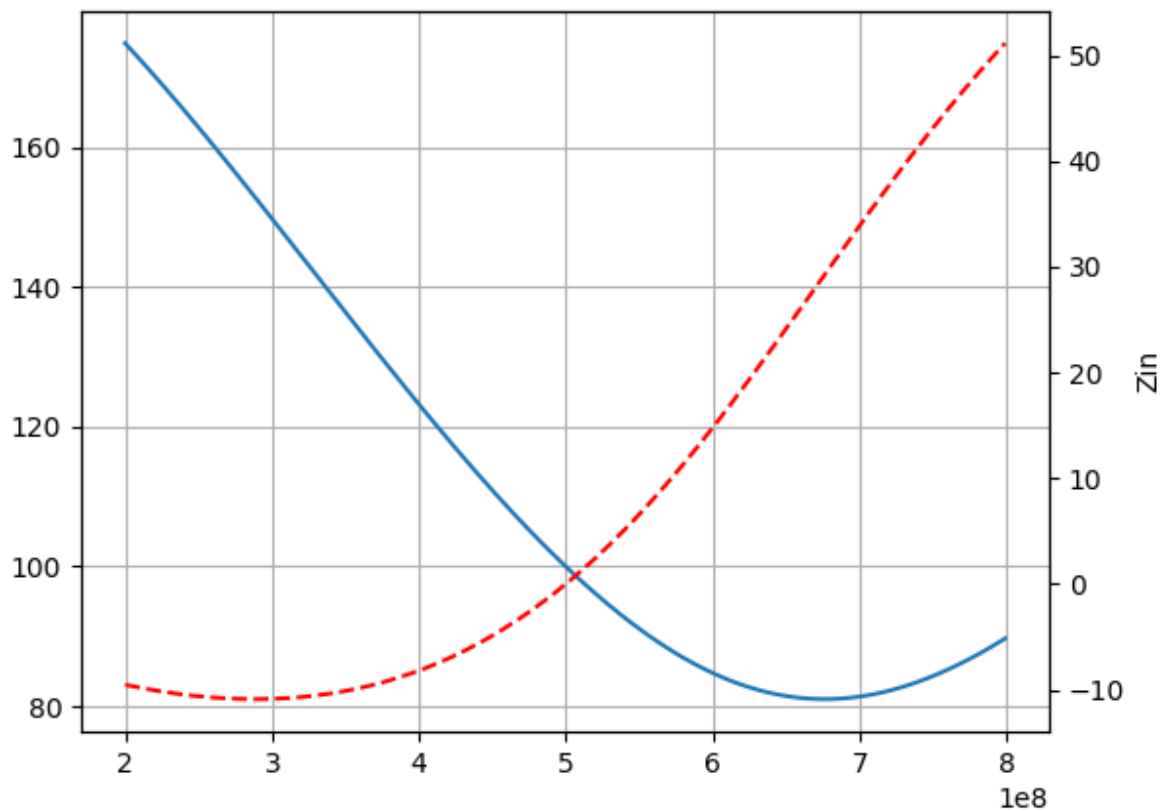
Segunda alternativa: L serie, C derivación

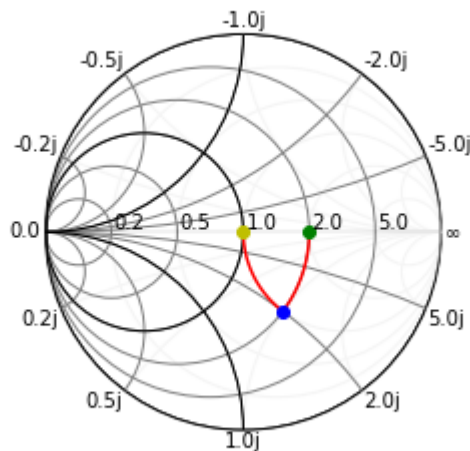
$$B_p = 2\pi f_o C$$

$$C = \frac{B_p}{2\pi 500 MHz} = 1,59 pF$$

$$X_s = 2\pi f_o L$$

$$L = \frac{400\Omega}{2\pi 500 MHz} = 31,8 nHy$$





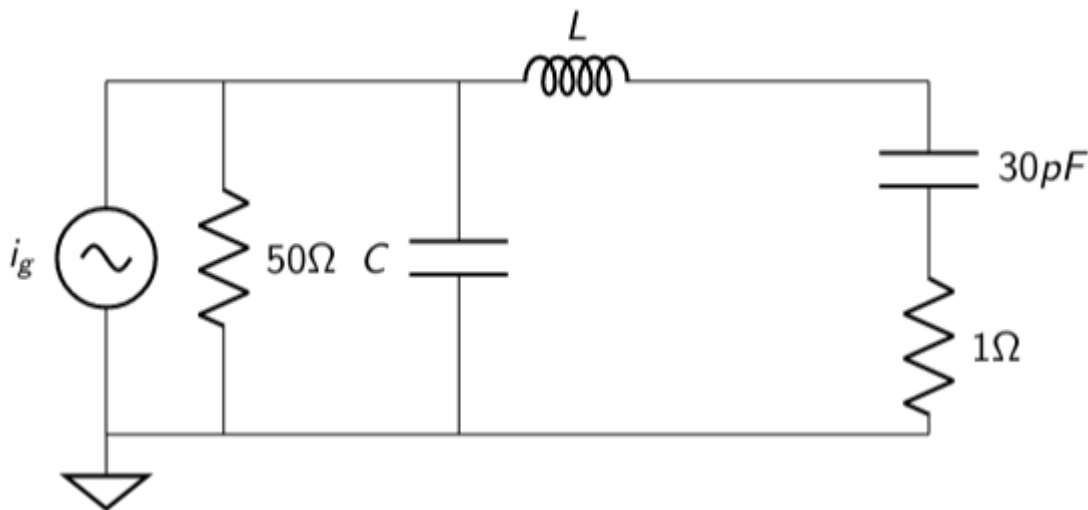
Conclusiones

Ambas alternativas cumplen con el objetivo de adaptar la impedancia de carga a la línea. Podemos adaptar a una única frecuencia. Para el caso de máxima transferencia de energía, el Q_c del circuito queda impuesto. Si se desea además un valor determinado, se necesitarían más componentes.

Por otro lado, podemos ver que la primera alternativa corresponde a un paso alto y la segunda a un paso bajo. La elección dependerá del uso de este circuito.

9.2.1 Ejemplo adaptador tipo L, adaptador para antena de 11m.

Supóngase querer adaptar una antena látigo de 3m que presenta 50Ω a aprox. $27MHz$, pero que va a usarse a $3MHz$, presentando en este caso una impedancia $Z_{ant} = 0,3\Omega + j\frac{1}{2\pi 3MHz 30nF}$.

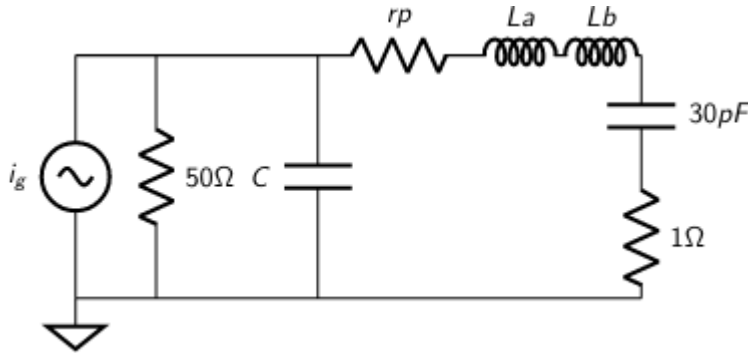


Se desea que el equipo transmisor, la fuente de corriente, tenga una carga de $Z_{in} = 50\Omega + j0\Omega$ @ $3MHz$ para que esté adaptada, se recurre así al circuito de adaptación mostrado en la figura compuesto por L

y C. Suponga que la resistencia de pérdida de L es $r_p = 1\Omega$. La potencia disponible del transmisor es $P_{disp} = 100W$.

Calculo L y C sin pérdidas

Para el cálculo del inductor primero debemos neutralizar el efecto de la capacitancia producida en la antena. Para ello, separamos el inductor en dos inductores conectados en serie, como muestra la figura.



Calculamos L_b para que neutralice o resuene con la capacidad.

$$X_c = \frac{1}{2\pi 2MHz 30pF} = 2652,5\Omega$$

$$L_b = \frac{X_c}{2\pi 2MHz} = 211\mu Hy$$

El circuito resultante en la rama es un RL serie en paralelo con el capacitor de adaptación. Es necesario que el circuito serie RL se presente como un circuito paralelo RL, donde R debe tomar valor el valor de 50Ω . Para ello necesitamos calcular el Q_M que permita obtener el valor buscado.

$$R_p = R_s(1 + Q_M^2)$$

$$Q_M = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} = \sqrt{\frac{50}{1} - 1} = 7$$

A partir de Q_M calculamos L_a .

$$Q_M = \frac{\omega L_a}{R_s}$$

$$L_a = 557nHy$$

Para finalmente obtener el valor de L.

$$L = L_a + L_b = 211,557\mu Hy$$

El capacitor que resuena con el L' equivalente paralelo entonces,

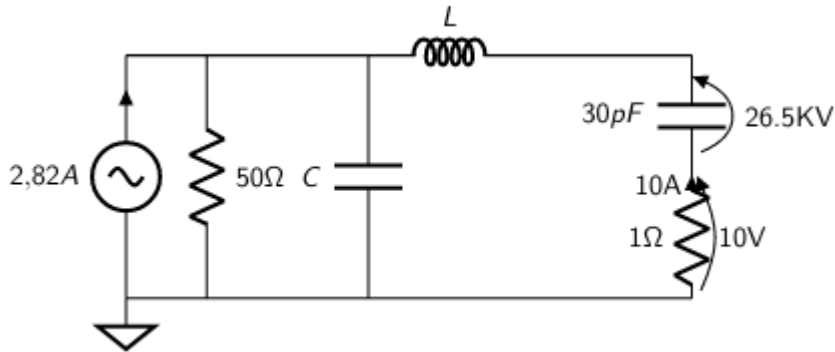
$$C = 11,14nF$$

$$Q_o = \frac{\omega L}{r_p} = 7$$

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_o} + \frac{\omega L'_a}{R_{ext}}$$

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_o} + \frac{2\pi 2MHz 568,3nHy}{25}$$

$$Q_c = 2,33$$



Calcular la potencia en la carga.

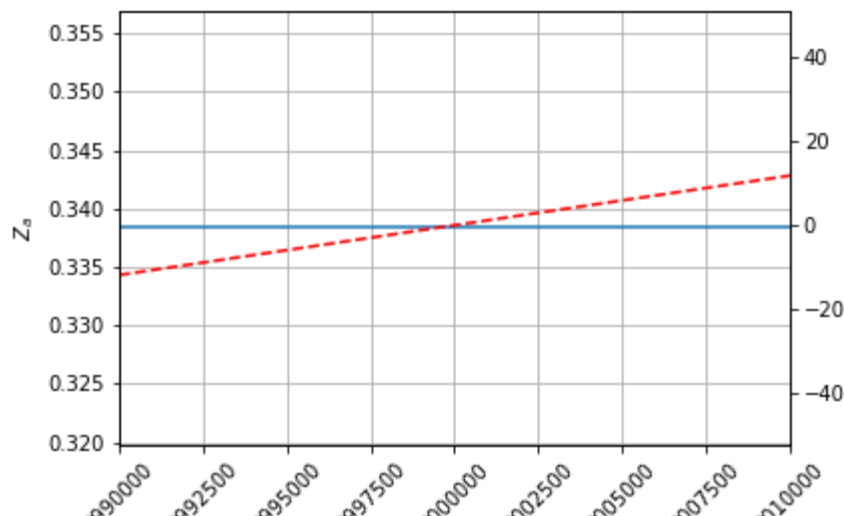
Para el calculo de la potencia, en base a la potencia disponible calculamos la carga.

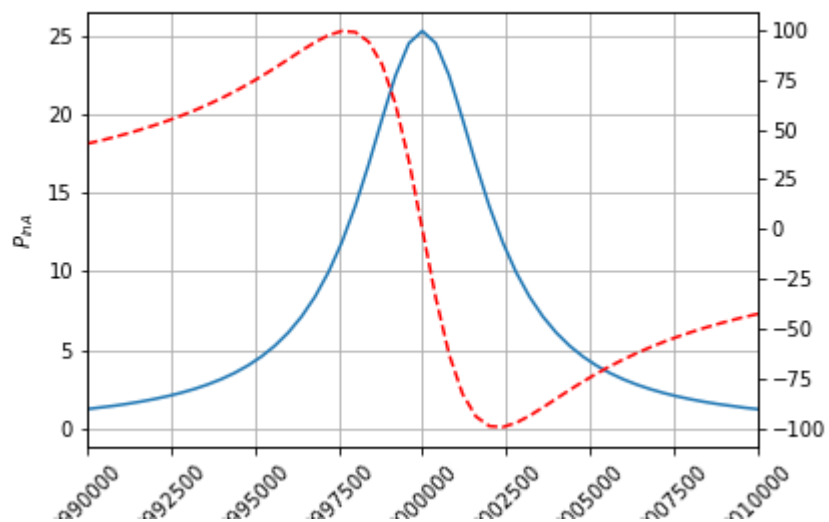
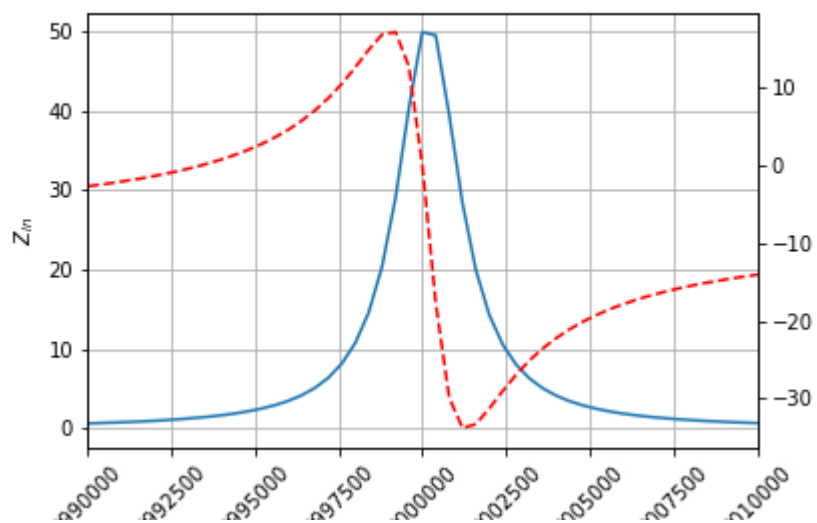
$$P_{disp} = \frac{i_g^2 r_g}{8} = 100W$$

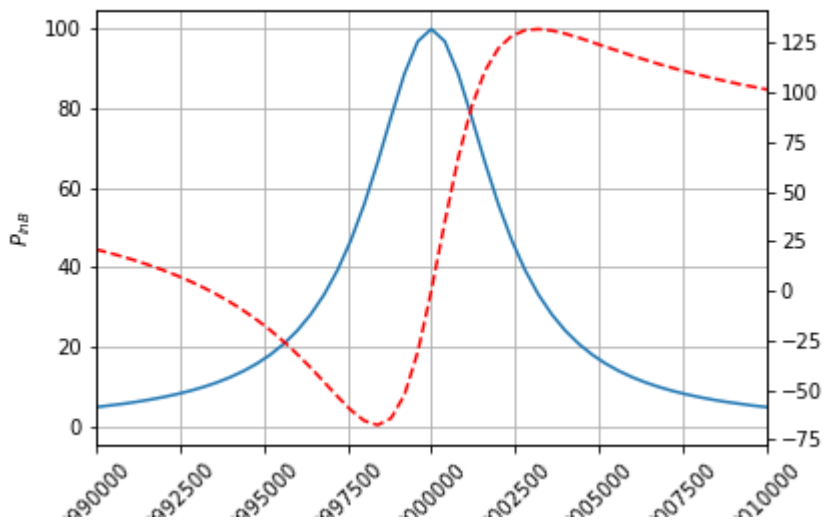
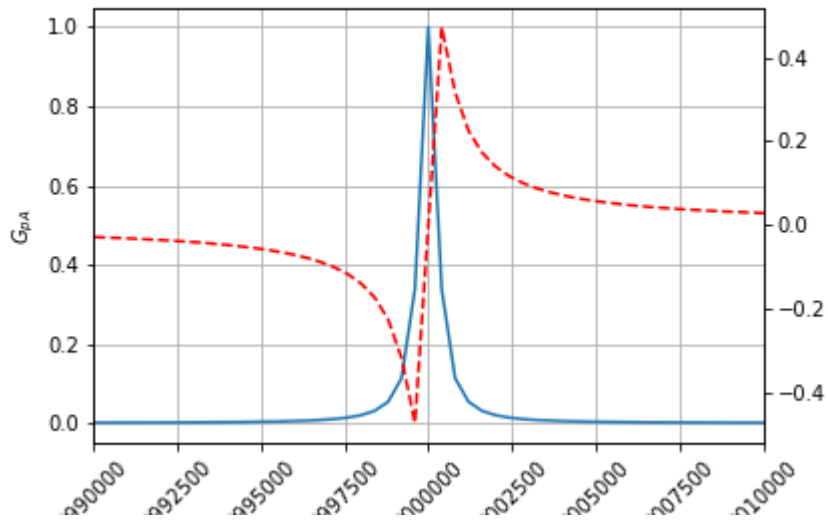
$$i_g = \sqrt{\frac{P_{disp} 8}{r_g}}$$

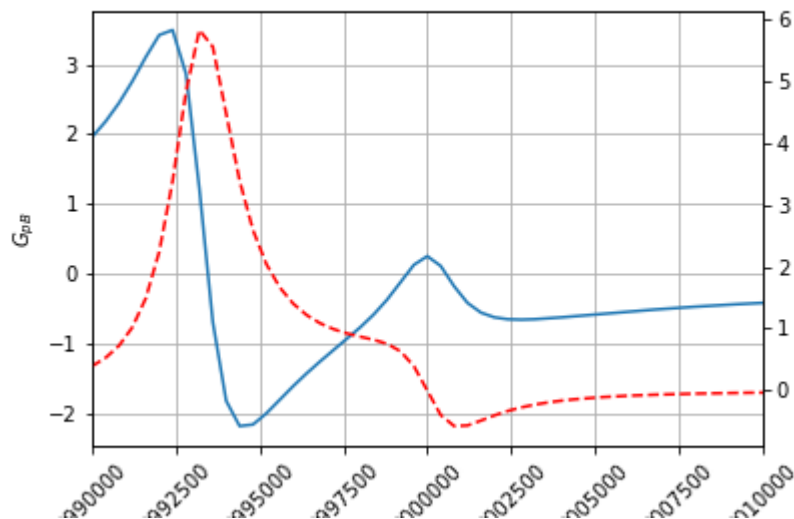
$$i_g = \sqrt{\frac{50 \cdot 8}{50\Omega}} = 4A$$

Gráficos









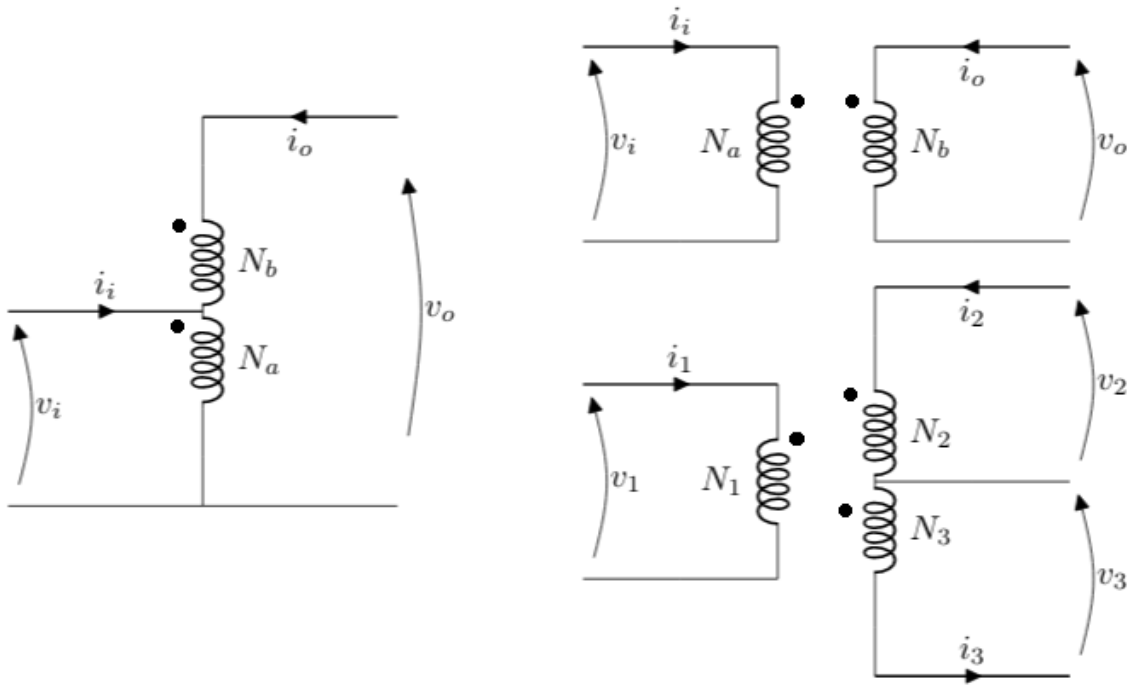
9.3 Transformador

9.3.1 Transformadores de RF

Los transformadores de RF son principalmente utilizados en circuitos para: 1. Adaptación de impedancia para lograr la máxima transferencia de potencia y para suprimir la reflexión de señal no deseada. 2. Voltaje, corriente ascendente o descendente. 3. Aislamiento de CC entre circuitos al tiempo que permite una transmisión de CA eficiente. 4. Interfaz entre circuitos balanceados y no balanceados; ejemplo: amplificadores balanceados.

CIRCUITOS DE TRANSFORMADORES Y RELACIONES DE IMPEDANCIA

En general, es necesario controlar las impedancias de terminación de las líneas de señal de RF, especialmente en aplicaciones de banda ancha donde las longitudes de las líneas no son despreciables en relación con la longitud de onda. Los transformadores de RF de banda ancha se enrollan utilizando cables trenzados que se comportan como líneas de transmisión, y el acoplamiento requerido se produce a lo largo de estas líneas, así como magnéticamente a través del núcleo. El rendimiento óptimo se logra cuando los devanados primario y secundario están conectados a impedancias de terminación resistivas para las cuales está diseñado el transformador. Los transformadores que tienen una relación de espiras de 1 : 1, por ejemplo, generalmente están diseñados para usarse en un sistema de 50 o 75 Ω .



En la figura, se ilustran tres topologías de devanado de transformador. El de la Figura 1a es el más simple. Este diseño, denominado autotransformador, tiene un devanado continuo roscado y no tiene aislamiento de CC. El transformador en la Figura 1b tiene bobinados primarios y secundarios separados, y proporciona aislamiento de CC. Sin embargo, el rendimiento de RF de estas configuraciones es similar.

Autotransformador

Las ecuaciones del autotransformador, según la figura:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{i_i}{i_o} = \frac{N_a + N_b}{N_a}$$

Las impedancias de entrada y de salida:

$$\frac{Z_o}{Z_i} = \frac{\frac{v_o}{i_o}}{\frac{v_i}{i_i}} = \frac{(N_a + N_b)^2}{N_a^2}$$

En base a esta última ecuación, se puede obtener los valores de los inductores que conforman el transformador.

$$\frac{L_o}{L_i} = \frac{(N_a + N_b)^2}{N_a^2}$$

Transformador

Las ecuaciones del transformador, según la figura:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{i_i}{i_o} = \frac{N_b}{N_a}$$

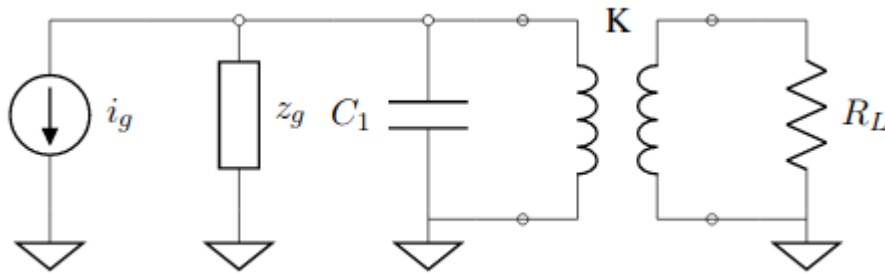
Las impedancias de entrada y de salida:

$$\frac{Z_o}{Z_i} = \frac{\frac{v_o}{i_o}}{\frac{v_i}{i_i}} = \frac{N_b^2}{N_a^2}$$

En base a esta última ecuación, se puede obtener los valores de los inductores que conforman el transformador.

$$\frac{L_o}{L_i} = \frac{N_b^2}{N_a^2}$$

Ejemplo transformador



Supongamos que es necesitamos un transformador para un circuito sintonizado en 10MHz con $Q_c = 10$, empleando el mismo circuito. La resistencia de carga es de $R_L = 10\Omega$ y la del generador es de $r_g = 100\Omega$.

El transformador en este caso debe presentar en sus bornes del bobinado primario $r_g = 100\Omega$ a $r'_g = 10\Omega$ en el secundario.

$$\frac{N_1}{N_2} = N = \sqrt{\frac{R'_L}{R_L}} = 3,16$$

donde N_1 es la cantidad de espiras del primario, N_2 es la cantidad de espiras del secundario, R'_L es la resistencia de carga vista desde los bornes del primario (100Ω) y R_L (10Ω).

La resistencia total que carga al circuito sintonizado LC es de 50Ω (formada por los 100Ω de la fuente en paralelo con los 100Ω que presenta el transformador). Dado que no se tienen en cuenta las pérdidas, el $Q_o = \text{inf}$.

Entonces, la ecuación que nos permite calcular, el cual corresponde a el inductor en el primario:

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_o} + \frac{\omega_o \cdot L_p}{R_{ext}}$$

$$\frac{1}{L_p} = \frac{w_o \cdot Q_c}{R_{ext}}$$

$$R_{ext} = 50\Omega$$

$$L_p = \frac{50\Omega}{10 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 10MHz)} = 79,58nHy$$

Hasta aca conocemos la relación de espiras del transformador y el valor del inductor de este transformador en el secundario.

Si necesitamos simular este dispositivo empleando Spice, necesitamos conocer el valor de inductancia del secundario. Para esto podemos emplear la relación de espiras (esta ecuación es válida para $K=1$).

$$L_s = \frac{L_p}{N^2} = 7,958nHy$$

Para el calcular el valor de capacidad del capacitor.

$$w_o^2 = \frac{1}{L \cdot C}$$

$$C = \frac{1}{L \cdot (w_o^2)} = 3,183nF$$

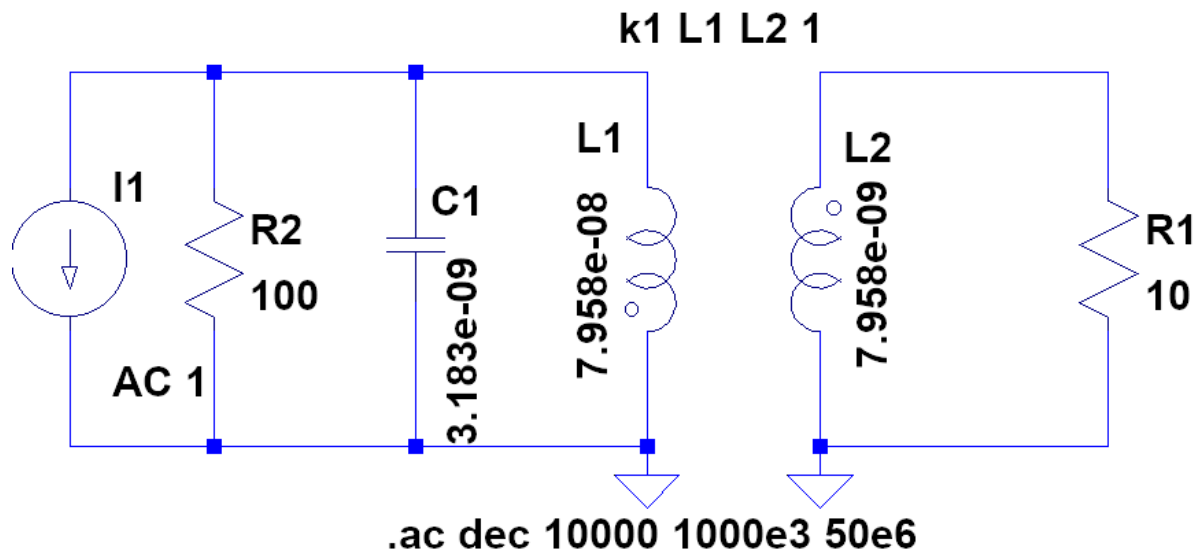
Simulando con LTSpice

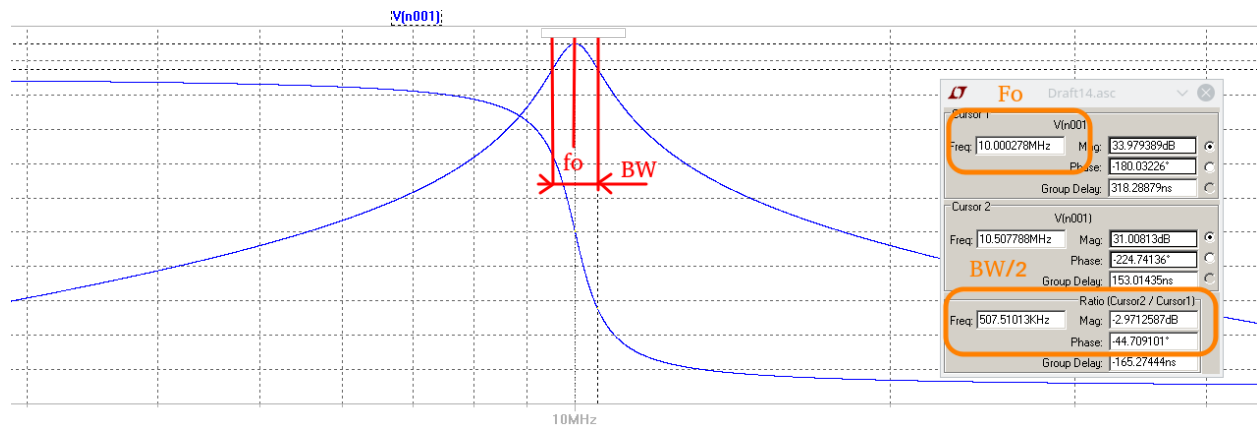
A continuación la simulación del circuito calculado y la respuesta.

Se midió la tensión sobre el primario, se buscó el ancho de banda para $-3dB$ y se obtuvo como resultado $BW = 1MHz$.

Por lo tanto,

$$Q_c = \frac{f_o}{BW} = \frac{10MHz}{1MHz} = 10$$

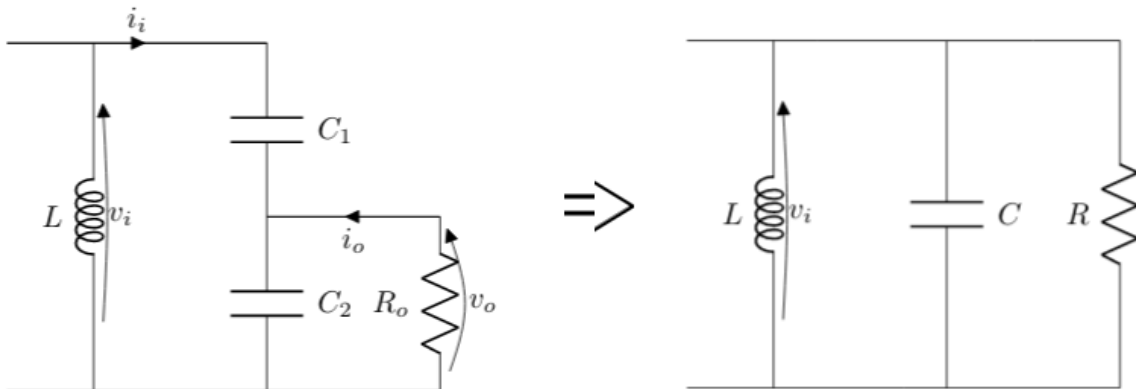




https://www.coilmaster.com.tw/comm/upfile/p_160818_07196.pdf

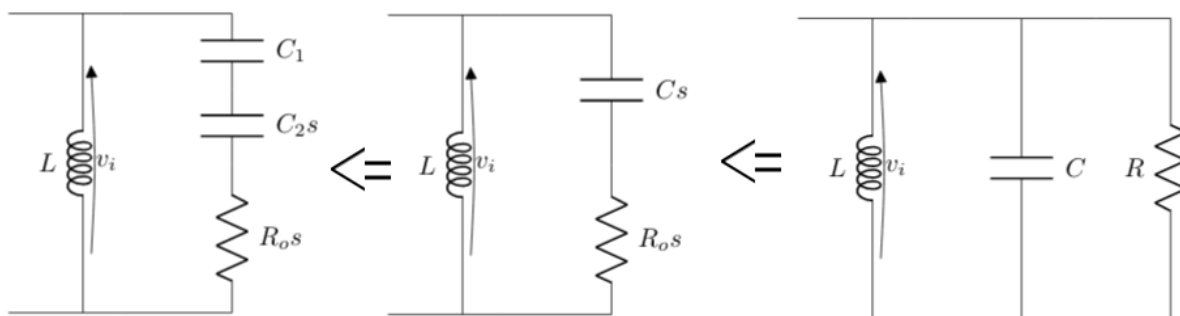
9.4 Divisor capacitivo

Dado el circuito de la figura, realizaremos el analisis mediante conversiones serie-paralelo.



Buscamos que el circuito presente una capacidad C , R dada una R_o .

Para el valor de C_2 . Para ello realizamos la conversión paralelo a serie, con lo que obtenemos el circuito de la figura.



Para calcular los valores de $R_o s$ con C_s , calculamos Q_{m2} , partiendo de los valores de C , R que son los que buscamos que presente el circuito (son datos).

Del circuito R y C paralelo:

$$Q_{m2} = R\omega C$$

La conversión de paralelo a serie:

$$R_{os} = \frac{R}{(1 + Q_{m2}^2)}$$

$$C_s = C(1 + \frac{1}{Q_{m2}^2})$$

A partir del valor de R_{os} podemos calcular Q_{m1} (de 'matching') para llegar al paralelo de R_o y C_2 :

$$R_o = R_{os}(1 + Q_{m1}^2)$$

Despejando el valor de Q_{m1}

$$Q_{m1} = \sqrt{\frac{R_o}{R_{os}} - 1}$$

Remplazando el valor de R_{os} :

$$Q_{m1} = \sqrt{\frac{R_o}{R}(1 + Q_{m2}^2) - 1}$$

A partir del valor de Q_{m1} , calculamos C_2

$$Q_{m1} = R_o\omega C_2$$

$$C_2 = \frac{Q_{m1}}{R_o\omega}$$

Entonces, planteando la conversión de paralelo a serie.

$$C_2s = C_2(1 + \frac{1}{Q_{m1}^2})$$

La serie de C_2s y C_1 deben ser igual a C_s

$$C_s = \frac{C_1C_2s}{C_1 + C_2s}$$

Despejando C_1 :

$$C_1 = \frac{CsC_2s}{Cs - C_2s}$$

Por lo tanto:

Los datos son C , R y R_o .

Buscamos los valores de C_1 y C_2 .

$$Q_{m2} = R\omega C$$

$$Q_{m1} = \sqrt{\frac{R_o}{R}(1 + Q_{m2}^2)} - 1$$

$$C_2 = \frac{Q_{m1}}{R_o \omega}$$

$$C_2 s = C_2 \left(1 + \frac{1}{Q_{m1}^2}\right)$$

$$C = \frac{C}{\left(1 + \frac{1}{Q_{m2}^2}\right)}$$

$$C_1 = \frac{C s C_2 s}{C_2 s - C s}$$

9.4.1 Divisor capacitivo como autotransformador

A partir de : $Q_{m2} > 10$ y $Q_{m1} > 10$.

$$Q_{m1} = \sqrt{\frac{R_o}{R}(1 + Q_{m2}^2)} - 1$$

Podemos llamar $N^2 = \frac{R}{R_o}$, donde N será mayor a 1 ya que $R > R_o$.

$$Q_{m1} = \sqrt{\frac{(1 + Q_{m2}^2)}{N^2}} - 1$$

Si ahora $Q_{m2} > 10$, entonces:

$$Q_{m1} = \sqrt{\frac{(Q_{m2}^2)}{N^2}} - 1$$

Donde si $Q_{m1} > 10$, podemos escribir:

$$Q_{m1} \sim \frac{Q_{m2}}{N}$$

Calculo de C_2

$$C_2 = \frac{Q_{m1}}{R_o \omega}$$

Siendo Q_{m1} :

$$Q_{m1} \sim \frac{Q_{m2}}{N}$$

$$C_2 \sim \frac{Q_{m2}}{N R_o \omega}$$

$$C_2 \sim \frac{R \omega C}{N R_L \omega}$$

$$C_2 \sim \frac{N^2 \omega C}{N \omega}$$

$$C_2 \sim NC$$

Calculo de C_1

$$C_1 = \frac{CC_2s}{C - C_2s}$$

$$C_2s \sim C_2$$

$$C_1 = \frac{CC_2}{C - C_2}$$

$$C_1 = \frac{NC}{N - 1}$$

9.4.2 Procedimiento de calculo

$$N = \sqrt{\frac{R}{R_o}}$$

$$Q_{m2} = R\omega C$$

Si $Q_{m2} > 10$

$$Q_{m1} \sim \frac{Q_{m2}}{N}$$

Si $Q_{m1} > 10$

$$C_2 \sim NC$$

$$C_1 = \frac{NC}{N - 1}$$

Si $Q_{m1} \leq 10$

Volvemos a calcular Q_{m1} :

$$Q_{m1} = \sqrt{\frac{(1 + Q_{m2}^2)}{N^2} - 1}$$

Teniendo el valor de Q_{m1} :

$$C_2 = \frac{Q_{m1}}{R_o\omega}$$

$$C_2s = C_2(1 + \frac{1}{Q_{m1}^2})$$

$$Cs = \frac{C}{(1 + \frac{1}{Q_{m2}^2})}$$

$$C_1 = \frac{CsC_2s}{C_2s - Cs}$$

Ejemplo divisor capacitivo

En este ejemplo trabajamos con $Q_{m1} > 10$ y $Q_{m2} \leq 10$.

Suponer que $R = 8100\Omega$, $R_o = 100\Omega$, $f_o = 1,5MHz$ y $B = 100KHz$. Suponer que el inductor tiene un factor de merito de $Q_o = 40$. El generador tiene una resistencia de generador de $r_g = 8100\Omega$.

Se busca un ancho de banda de $B = 100KHz$ a una frecuencia de $f_o = 1,5MHz$. Diseñar para máxima transferencia de energía a Q constante.

Para un circuito RLC paralelo, podemos calcular el Q_c del circuito como:

$$Q_c = \frac{f_o}{B}$$

$$Q_c = 15,00$$

Entonces, para el cálculo de L :

$$\omega_o = 2\pi f_o$$

$$r_{ext} = \frac{r_g R}{r_g + R}$$

$$XL = r_{ext} \left(\frac{1}{Q_c} - \frac{1}{Q_o} \right)$$

$$L = \frac{XL}{\omega_o}$$

$$L = 179 \times 10^{-9} H$$

$$XC = XL$$

$$C = \frac{1}{\omega_o XC}$$

$$C = 629 \times 10^{-12} C$$

Diseño del divisor capacitivo

$$N = \sqrt{\frac{R}{R_o}}$$

$$N = 9,00$$

$$Q_{m2} = R\omega C$$

$$Q_{m2} = 48,00$$

$Q_{m2} > 10$

$$Q_{m1} \sim \frac{Q_{m2}}{N}$$

$$Q_{m1} = 5,33$$

$Q_{m1} \leq 10$

Volvemos a calcular Q_{m1} :

$$Q_{m1} = \sqrt{\frac{(1 + Q_{m2}^2)}{N^2} - 1}$$

$$Q_{m1} = 5,24$$

Teniendo el valor de Q_{m1} :

$$C_2 = \frac{Q_{m1}}{R_o \omega}$$

$$C_2 = 5,56 \times 10^{-9} F$$

$$C_{2s} = C_2 \left(1 + \frac{1}{Q_{m1}^2}\right)$$

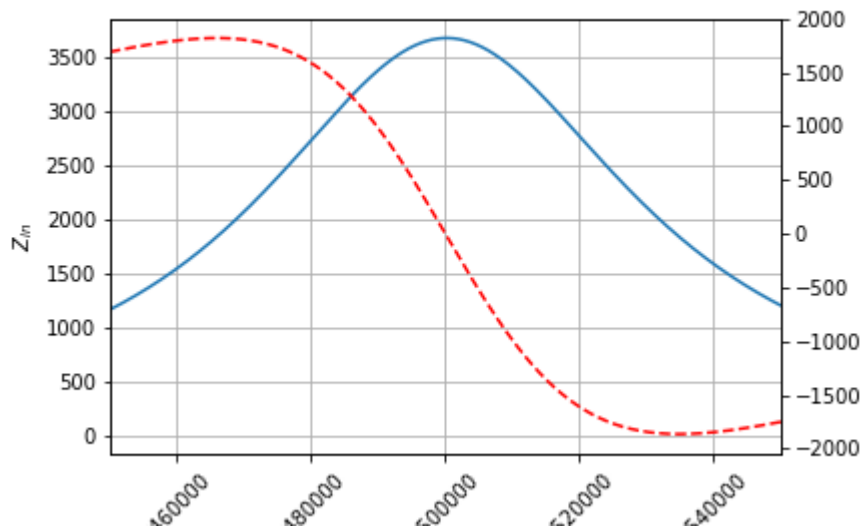
$$C_{2s} = 5,76 \times 10^{-9} F$$

$$C_s = \frac{C}{\left(1 + \frac{1}{Q_{m2}^2}\right)}$$

$$C_s = 628 \times 10^{-12} F$$

$$C_1 = \frac{C_s C_{2s}}{C_{2s} - C_s}$$

$$C_1 = 705 \times 10^{-12} F$$



Ejemplo divisor capacitivo $Q_{m1} > 10$ y $Q_{m2} > 10$

Suponer $r_g = 10K\Omega$, $R_o = 1K\Omega$, $f_o = 10,7MHz$ y $B = 200KHz$. El inductor tiene un factor de selectividad de $Q_o = 80$.

Para un circuito RLC paralelo, podemos calcular el Q_c del circuito como:

$$Q_c = \frac{f_o}{B}$$

$$Q_c = 53,50$$

Entonces, para el cálculo de L :

$$\omega_o = 2\pi f_o$$

$$r_{ext} = \frac{rgR}{rg + R}$$

$$XL = r_{ext} \left(\frac{1}{Q_c} - \frac{1}{Q_o} \right)$$

$$L = \frac{XL}{\omega_o}$$

$$L = 460 \times 10^{-9} \text{Hy}$$

$$XC = XL$$

$$C = \frac{1}{\omega_o XC}$$

$$C = 480 \times 10^{-12} \text{F}$$

Diseño del divisor capacitivo

$$N = \sqrt{\frac{R}{R_o}}$$

$$N = 3,16$$

$$Q_{m2} = R\omega C$$

$$Q_{m2} = 323,02$$

Si $Q_{m2} > 10$

$$Q_{m1} \sim \frac{Q_{m2}}{N}$$

$$Q_{m1} = 102,15$$

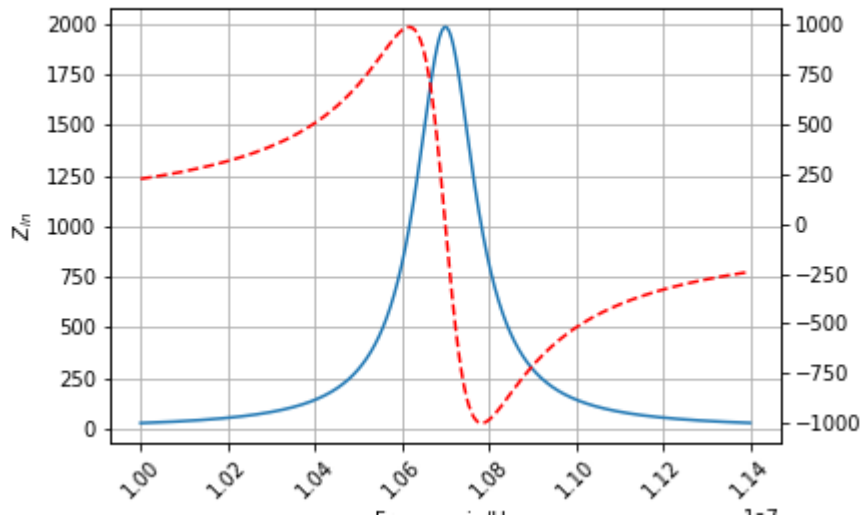
Si $Q_{m1} > 10$

$$C_2 \sim NC$$

$$C_2 = 1,52 \times 10^{-9} \text{F}$$

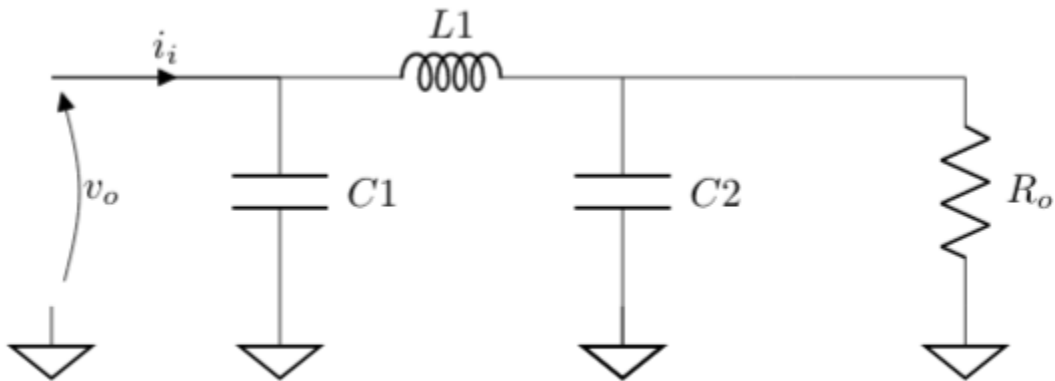
$$C_1 = \frac{NC}{N-1}$$

$$C_1 = 703 \times 10^{-12} \text{F}$$

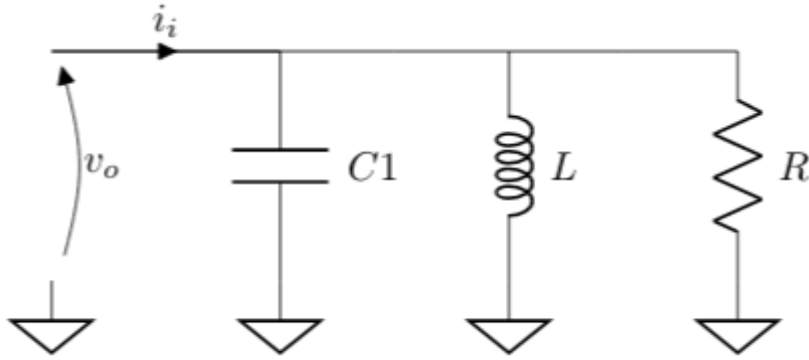


9.5 Filtro PI

Dado el circuito de la figura, realizaremos el análisis mediante conversiones serie-paralelo.



Buscamos que el circuito presente una resistencia R dada una R_o a la frecuencia de sintonía, con un determinado Q_c .

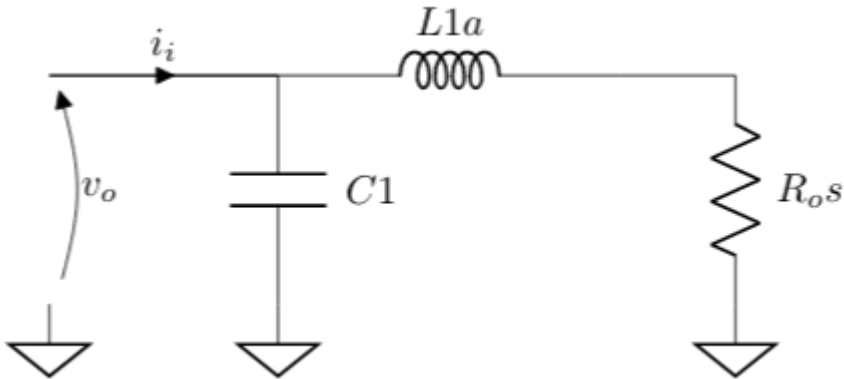


Empezando por este último y suponiendo que el inductor tiene un factor de merito de Q_o .

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_o} + \frac{\omega L}{R_{ext}}$$

donde R_{ext} corresponde a las resistencias totales que cierran el circuito con masa (R y r_g por ejemplo).

Entonces, C_1 sintoniza con L .



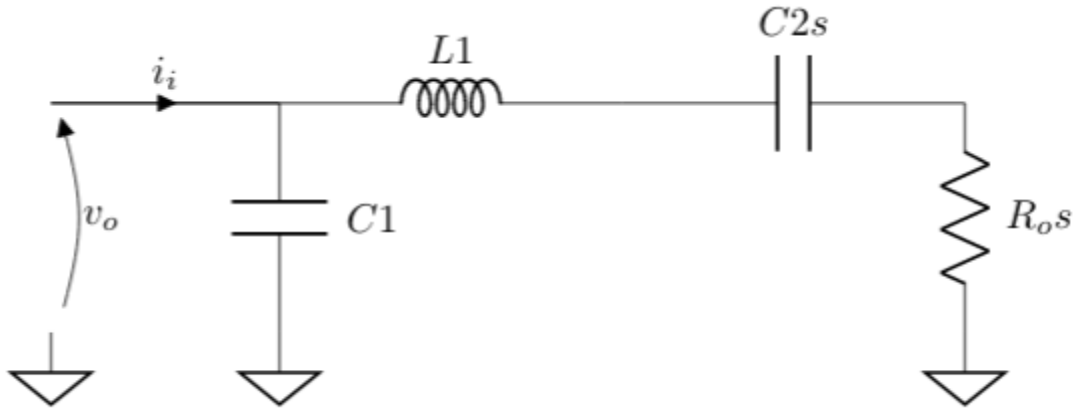
Dado L , podemos calcular el Q_{m2} , para la conversión paralelo a serie de R y L .

$$Q_{m2} = \frac{R}{\omega L}$$

Obteniendo de esta manera L_{1a} y R_{os} .

$$L_{1a} = \frac{L}{\left(1 + \frac{1}{Q_{m2}^2}\right)}$$

$$R_{os} = \frac{R}{\left(1 + Q_{m2}^2\right)}$$



De igual manera, desde la salida

Del circuito R_o y C_2 paralelo:

$$Q_{m1} = R_o \omega C_2$$

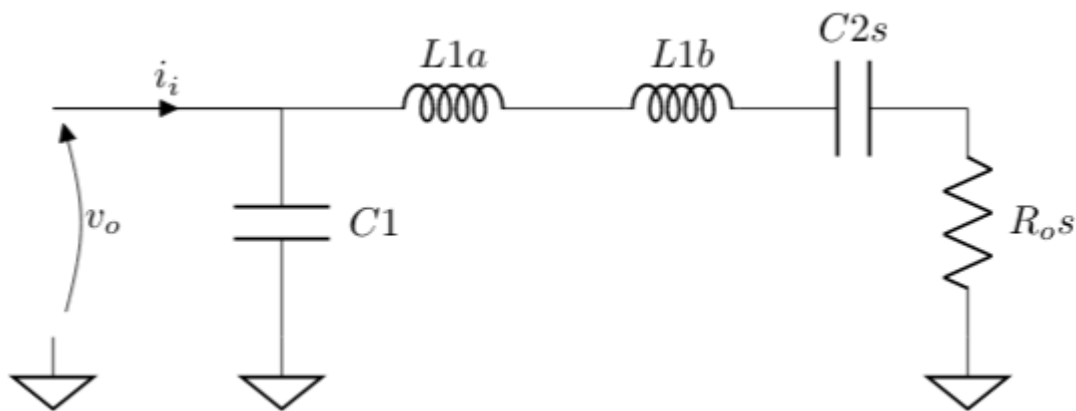
La conversión de paralelo a serie, que debe coincidir con el valor de conversión encontrado R_{os} .

$$R_{os} = \frac{R_o}{(1 + Q_{m1}^2)}$$

Despejando Q_{m1}

$$Q_{m1} = \sqrt{\frac{R_o}{R_{os}} - 1}$$

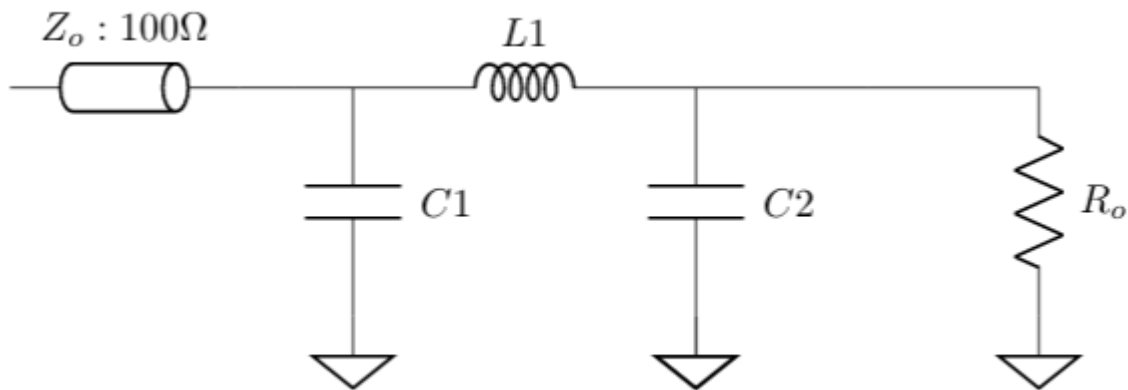
$$C_{2s} = C_2 \left(1 + \frac{1}{Q_{m1}^2}\right)$$



Solo queda neutralizar el capacitor C_{2s} con un inductor que llamamos L_{1b} .

Por último, el valor de L_1 es la suma de ambos inductores.

9.5.1 Ejemplo filtro PI



Suponer que $R = 100\Omega$, $R_o = 100\Omega$ y $f_o = 100MHz$. Suponer que el inductor tiene un factor de merito de $Q_o = 40$. El generador tiene un resistencia de generador de $r_g = 100\Omega$.

Diseñar para máxima transferencia de energía a Q constante.

Empezando por este último y suponiendo que el inductor tiene un factor de merito de Q_o .

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_o} + \frac{wL}{R_{ext}}$$

$$R_{ext} = \frac{rgR}{(rg + R)}$$

$$XL = r_{ext} \left(\frac{1}{Q_c} - \frac{1}{Q_o} \right)$$

$$L = \frac{XL}{w_o}$$

$$L = 5,97 \times 10^{-9} Hy$$

$$XC1 = XL$$

$$C1 = \frac{1}{(w_o XC1)}$$

$$C1 = 424 \times 10^{-12} F$$

$$Q_{m2} = \frac{R}{(w_o L)}$$

$$Q_{m2} = 26,67$$

$$L_1 a = \frac{L}{\left(1 + \frac{1}{Q_{m2}^2}\right)}$$

$$L_1 a = 5,96 \times 10^{-9} Hy$$

$$R_{os} = \frac{R}{(1 + Q_{m2}^2)}$$

$$R_{os} = 0,14\Omega$$

$$Q_{m1} = \sqrt{\left(\frac{R_o}{R_{os}}\right) - 1}$$

$$Q_{m1} = 18,84$$

$$C_2 = \frac{Q_{m1}}{R_{owo}}$$

$$C_2 = 600 \times 10^{-12}F$$

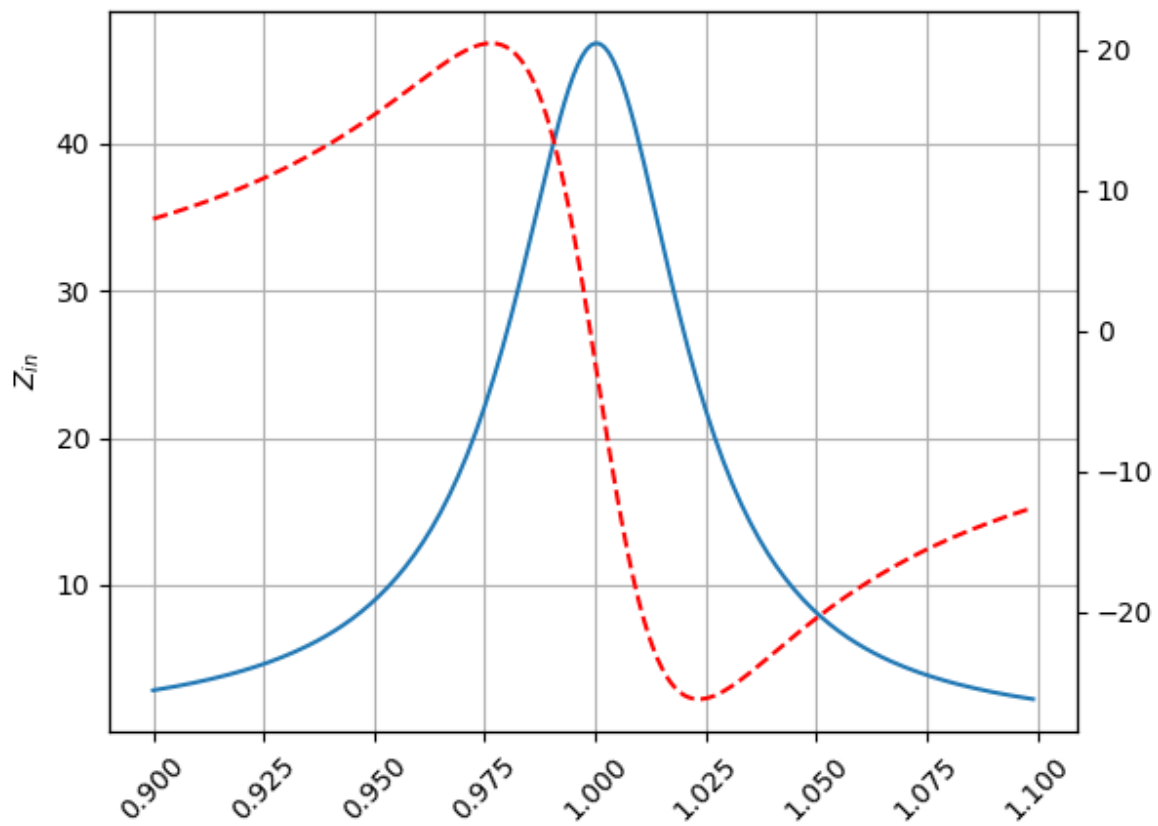
$$C_{2s} = C_2 \left(1 + \frac{1}{Q_{m1}^2}\right)$$

$$L_1b = \frac{1}{(C_{2s}\omega^2)}$$

$$L_1b = 4,21 \times 10^{-9}Hy$$

$$L_1 = L_1a + L_1b$$

$$L_1 = 10,2 \times 10^{-9}Hy$$



[]:

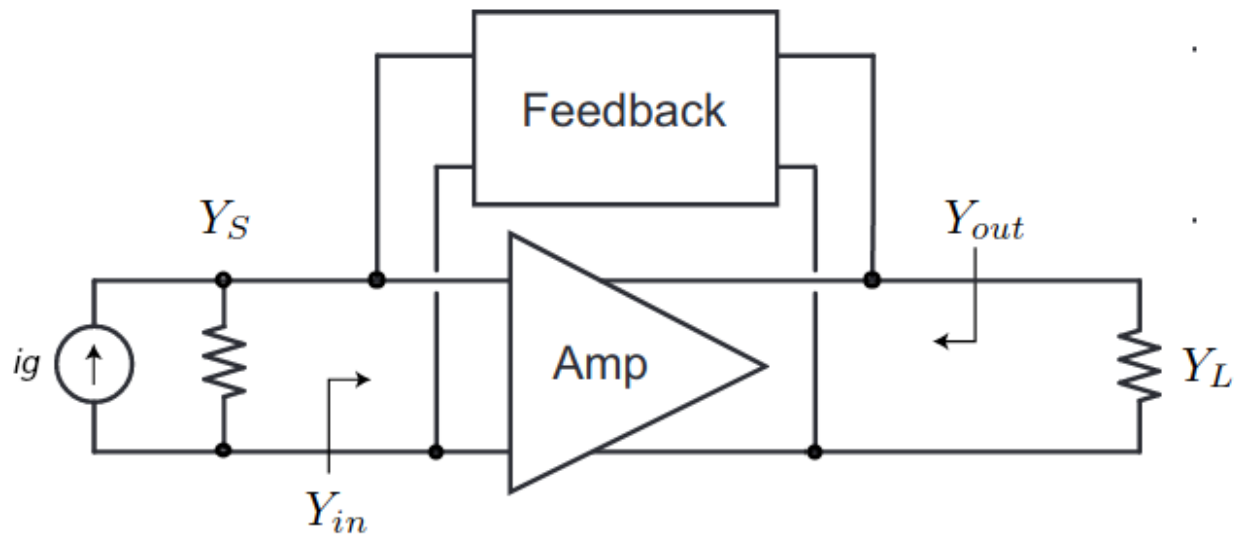
Amplificador generico

El diseño del amplificador sintonizado de pequeña señal de RF generalmente se basa en el requisito de una ganancia de potencia específica a una frecuencia dada. Otros objetivos de diseño pueden incluir ancho de banda, estabilidad, aislamiento de entrada-salida y bajo rendimiento de ruido. Después de seleccionar un tipo de circuito básico, se pueden resolver las ecuaciones de diseño aplicables. Los circuitos se pueden clasificar de acuerdo con la retroalimentación (neutralización, unilateralización o sin retroalimentación), y la coincidencia en los terminales del transistor (las admisiones del circuito coinciden o no con las entradas y salidas de los transistores). Se discutirá cada una de estas categorías de circuitos, incluidas las ecuaciones de diseño aplicables y las consideraciones que conducen a la selección de una configuración particular.

10.1 Consideraciones generales de diseño

Las ecuaciones que figuran en el texto de este informe son aplicables a las configuraciones de emisor común, base común o colector común, utilizando el conjunto de parámetros correspondiente (parámetros de emisor común, base común o colector común). Si bien se desarrolla principalmente el diseño de circuitos con transistores bipolares convencionales, la teoría de la red de dos puertos tiene la ventaja de ser aplicable a cualquier red activa lineal. Por lo tanto, el mismo enfoque de diseño y ecuaciones pueden usarse con los transistores de efecto de campo, los circuitos integrados o cualquier otro dispositivo que pueda describirse como una red activa lineal de dos puertos.

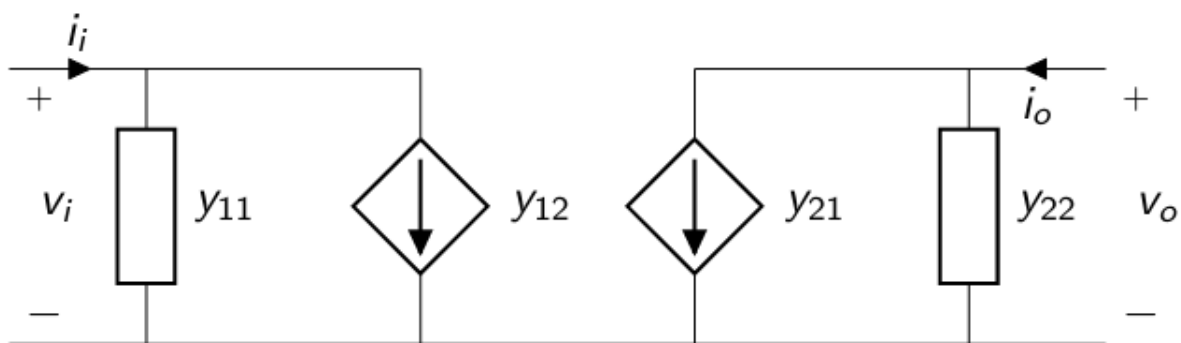
Considere un amplificador genérico de dos puertos que se muestra en la figura. Los circuitos de dos puertos lineales e invariante en el tiempo se puede describir usando cualquier conjunto de parámetros de dos puertos, incluidos los parámetros de admitancia Y , parámetros de impedancia Z , parámetros híbridos H o los parámetros de dispersión S .



Los parámetros son genéricos e independientes de los detalles del amplificador, puede ser un solo transistor o un amplificador de etapas múltiples. Además, los transistores de alta frecuencia se describen más fácilmente mediante parámetros de dos puertos. Los amplificadores realimentados a menudo se pueden descomponer en un amplificador unilateral equivalente de dos puertos y una sección de retroalimentación de dos puertos. Podemos sacar algunas conclusiones muy generales sobre la ganancia de potencia “óptima” de un puerto de dos puertos, lo que nos permite definir algunas métricas útiles.

10.2 Parametro admitancia

El circuito de un cuadripolo admitancia se muestra en la figura.

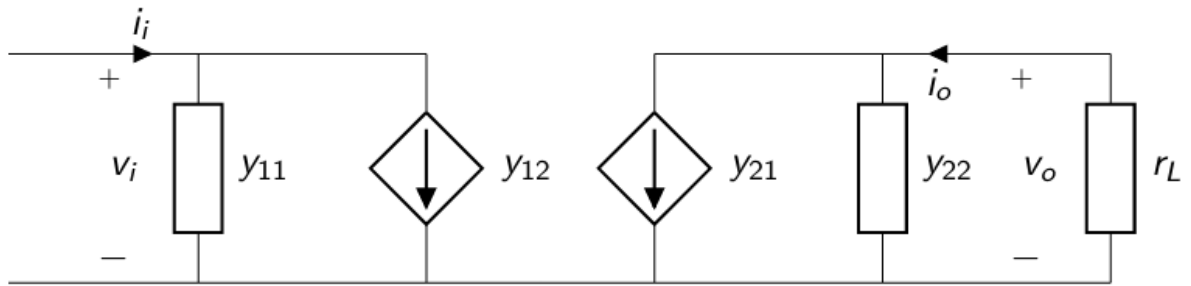


Las ecuaciones del cuadripolo en función de los parámetros de admitancia y tensiones del circuito:

$$i_i = v_i \cdot y_{11} + v_o \cdot y_{12}$$

$$i_o = v_i \cdot y_{21} + v_o \cdot y_{22}$$

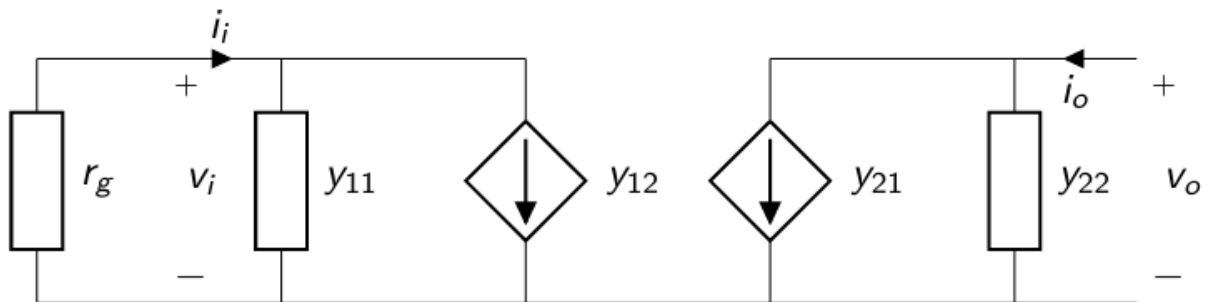
10.2.1 Admitancia de entrada



Del circuito, se puede calcular la admitancia de entrada dada una admitancia de salida y_L :

$$y_{in} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + y_L}$$

10.2.2 Admitancia de salida

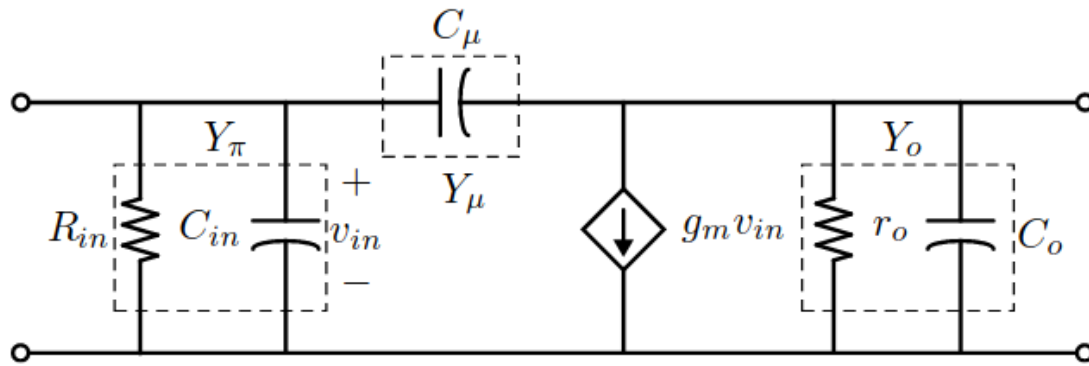


Del circuito, se puede calcular la admitancia de entrada dada una admitancia de salida y_L :

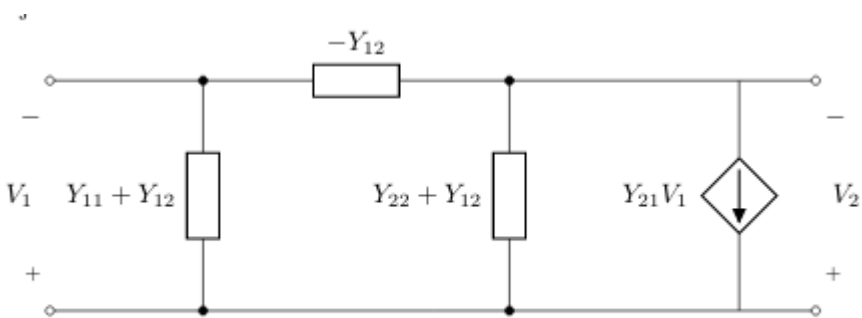
$$y_{out} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + y_g}$$

10.2.3 Modelos equivalente para alta frecuencia

El modelo híbrido-pi puede ser bastante exacto para los circuitos de baja frecuencia y puede ser adaptado para circuitos de frecuencia más alta con el agregado de capacitancias y otros elementos parásitos al modelo.



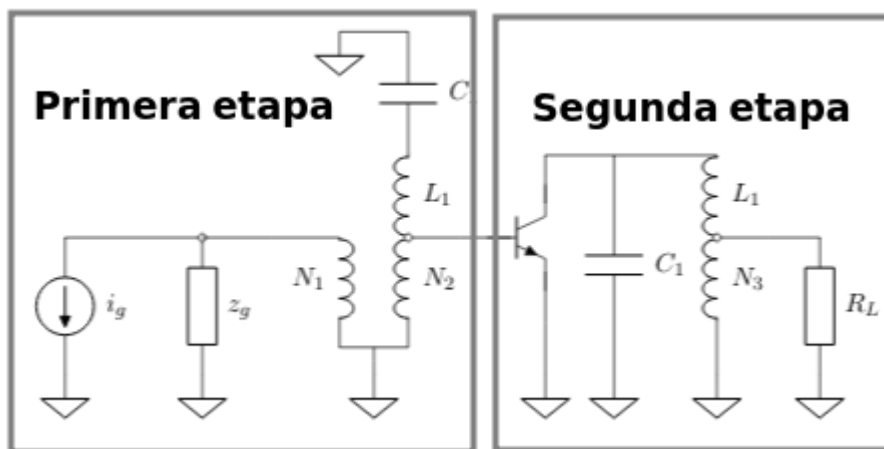
El modelo híbrido-pi puede relacionarse con los parámetros admitancia.



Técnicas de análisis de circuitos simple sintonizado.

Los circuitos sintonizados son una clase importante de circuitos que se encuentran en todos los transceptores inalámbricos. Los amplificadores sintonizados se emplean para amplificar un rango de frecuencias. Estos amplificadores al emplear circuitos sintonizados presentan la respuesta en frecuencia de un filtro pasabanda. Como ventaja, los circuitos LC permiten compensar algunas de los componentes parásitos de los dispositivos activos.

Como veremos, se pueden describir como filtros de paso y de segundo orden cuyo rendimiento se puede analizar y diseñar de manera muy similar a la de los amplificadores de baja frecuencia.



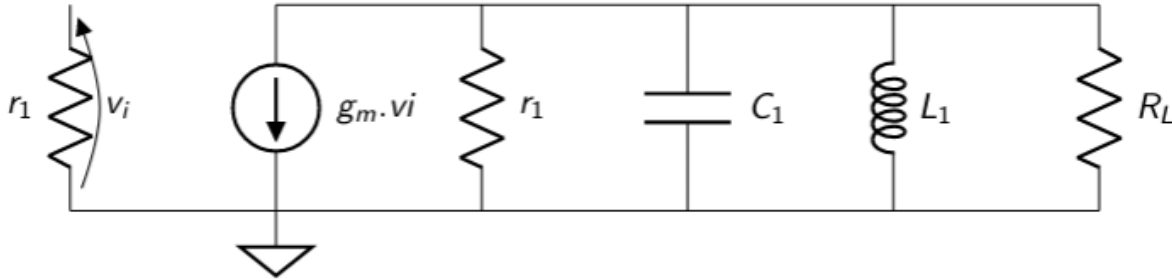
La figura muestra un amplificador realizado con un transistor NPN y etapas de sintonía. Cada una de estas etapas corresponde a un simple sintonizado.

A continuación, derivaremos expresiones analíticas para la ganancia de voltaje y la ganancia de potencia de las etapas de amplificador más comunes. Estas expresiones relativamente simples proporcionan información útil sobre el funcionamiento de los amplificadores sintonizados y un punto de partida bastante preciso para el diseño por computadora de amplificadores sintonizados.

11.1 Ganancia de tensión de una etapa simple sintonizada

Una etapa simple sintonizado se conforma por filtro LC , que también suele diseñarse para adaptar las impedancias de la etapa.

Consideremos la topología básica, como la que se muestra en la Figura, de una etapa CE o CS con un carga RLC paralela resonante (circuito de sintonización simple). Para simplificar el análisis, la resistencia de salida del transistor y la capacitancia se incorporan en R y C_1 .



Al igual que a bajas frecuencias, e ignorando la capacitancia de Miller, la ganancia de tensión para el circuito simple sintonizado se expresa como:

$$v_o = -g_m \cdot v_i \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{sL_1} + sC_1\right)}$$

$$v_o = \frac{-g_m \cdot v_i}{\left(sC_1 + \frac{1}{R} + \frac{1}{sL_1}\right)}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m}{C_1} \cdot \frac{s}{\left(s^2 + \frac{s}{R \cdot C_1} + \frac{1}{C_1 L_1}\right)}$$

Donde podemos normalizar la ecuación empleando los terminos Q , ya presentado, y $\omega_o^2 = \frac{1}{LC}$ como la frecuencia de resonancia.

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m}{C_1} \cdot \frac{s}{\left(s^2 + \frac{s}{R \cdot C_1} + \omega_o^2\right)}$$

Podemos remplazar el $C_1 = \frac{Q}{R \cdot \omega_o}$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m R \cdot \omega_o}{Q} \cdot \frac{s}{\left(s^2 + \frac{s \omega_o}{Q} + \omega_o^2\right)}$$

11.2 Modulo y fase de la transferencia de tensión

La trasferencia de un simple sintonizado se obtuvo como

$$A_v = \frac{-g_m R \cdot \omega_o}{Q} \frac{s}{s^2 + \frac{s \omega_o}{Q} + \omega_o^2}$$

Para conocer la respuesta en frecuencia de la transferencia, debemos remplazar $S = j\omega$, donde ω es la variable.

$$A_v = \frac{-g_m R \cdot \omega_o}{Q} \frac{j\omega}{(j\omega)^2 + \frac{j\omega\omega_o}{Q} + \omega_o^2}$$

Operando.

$$A_v = \frac{-g_m R \cdot \omega_o}{Q} \frac{j\omega}{\frac{j\omega\omega_o}{Q} + \omega_o^2 - \omega^2}$$

$$A_v = \frac{-g_m R}{1 + jQ\left(\frac{\omega^2 - \omega_o^2}{\omega\omega_o}\right)}$$

Se obtiene entonces la transferencia

$$A_v(\omega) = \frac{-g_m R}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)}$$

El modulo de la transferencia

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

La fase de la transferencia

$$\Phi(\omega) = \pi - \arctan\left(Q\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)\right)$$

11.2.1 Normalización de la transferencia

Dado que para el diseño de los amplificadores sintonizados es necesario conocer el rechazo que tendrán algunas frecuencias respecto a la frecuencia de sintonía, es útil para esto emplear la transferencia normalizada. Esta se obtiene mediante la relación entre la transferencia respecto a la transferencia a la frecuencia de sintonía.

$$|\bar{A}_v|(\omega) = \frac{|A_v|(\omega)}{|A_v|(\omega_o)}$$

donde $|A_v|(\omega_o) = g_m R$.

$$|\bar{A}_v|(\omega) = \frac{\frac{g_m R}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)^2}}}{g_m R}$$

$$|\bar{A}_v|(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)^2}}$$

Que también puede ser expresada en función de la frecuencia como

$$|\bar{A}_v|(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right)^2}}$$

11.2.2 Simetría

$$|A_v| = \frac{g_m R}{\sqrt[2]{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2}}$$

Para una atenuación dada:

$$\frac{g_m R}{\sqrt[2]{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_i}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_i} \right)^2}} = \frac{g_m R}{\sqrt[2]{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right)^2}}$$

$$Q^2 \left(\frac{\omega_i}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_i} \right)^2 = Q^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right)^2$$

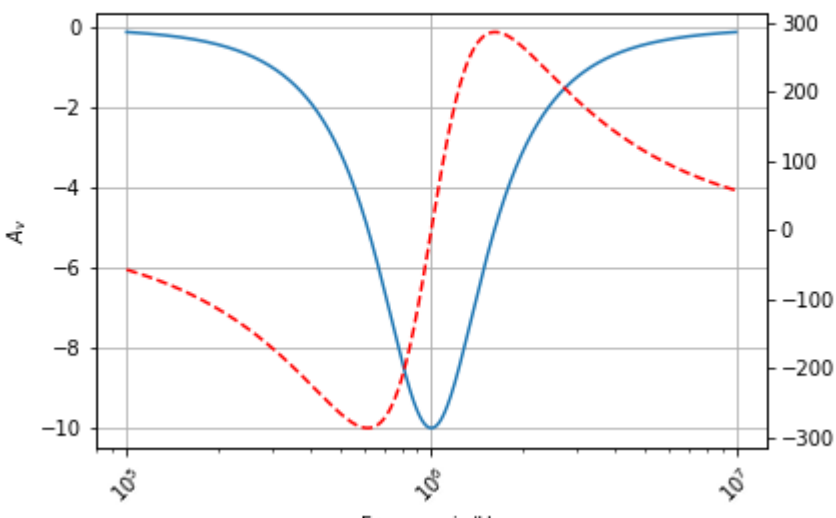
$$\omega_1 \omega_2 = \omega_o^2$$

Simetría geométrica.

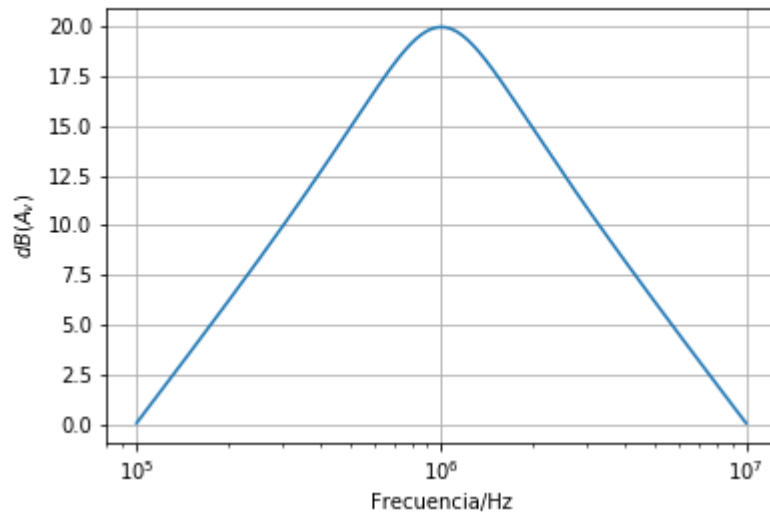
11.3 Ejemplo 1

Supongamos una etapa simple sintonizada a la frecuencia de $f_o = 1\text{MHz}$, con un factor de selectividad de $Q_c = 10$. El elemento activo tiene una ganancia de transconductancia $g_m = 100\text{mS}$ y la resistencia total de la etapa es de $R_t = 100\Omega$.

La transferencia de tensión en función de la frecuencia para este sistema (en escala semilog en la frecuencia).



La transfencia en dB



11.4 Diagrama de polos y ceros de un simple sintonizado

Volviendo a la expresión

$$A_v = -\frac{g_m}{C} \frac{S}{S^2 + \frac{S}{CR} + \frac{1}{CL}}$$

La expresión puede ser rescrita como:

$$A_v = -\frac{g_m}{C} \frac{S}{(S - p_1)(S - p_2)}$$

Donde los polos:

$$p_1 = -\frac{1}{2RC} + \sqrt{\frac{1}{4R^2C^2} - \frac{1}{LC}}$$

$$p_2 = -\frac{1}{2RC} - \sqrt{\frac{1}{4R^2C^2} - \frac{1}{LC}}$$

Donde podemos remplazar los siguiente terminos:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{LC}$$

$$Q = \omega_o CR$$

$$p_1 = -\frac{\omega_o}{2Q} + \sqrt{\frac{\omega_o^2}{4Q^2} - \omega_o^2}$$

$$p_2 = -\frac{\omega_o}{2Q} - \sqrt{\frac{\omega_o^2}{4Q^2} - \omega_o^2}$$

Factor comun $-\omega_o^2$:

$$p_1 = -\frac{\omega_o}{2Q} + j\omega_o \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

$$p_2 = -\frac{\omega_o}{2Q} - j\omega_o \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

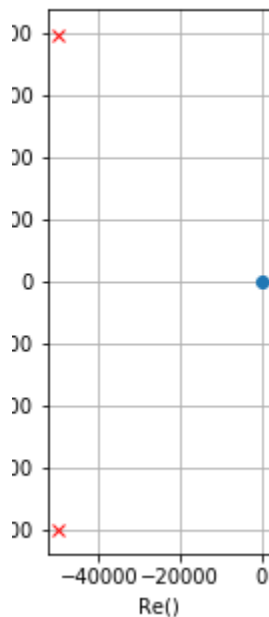
Si $Q > 2$, podemos aproximar los polos a:

$$p_1 = -\frac{\omega_o}{2Q} + j\omega_o$$

$$p_2 = -\frac{\omega_o}{2Q} - j\omega_o$$

Siendo entonces la ganancia de tensión:

$$A_v = -\frac{g_m}{C} \frac{S}{(S + \frac{\omega_o}{2Q} + j\omega_o)(S + \frac{\omega_o}{2Q} - j\omega_o)}$$



11.5 Ancho de banda

Las frecuencias donde la transferencia

$$\frac{g_m R}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_c}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_c} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$1 + Q^2 \left(\frac{\omega_c}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_c} \right)^2 = 2$$

$$Q^2 \left(\frac{\omega_c}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_c} \right)^2 = 1$$

$$Q \left(\frac{\omega_c}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_c} \right) = \pm 1$$

$$\omega_c^2 - \omega_o^2 = \pm \frac{\omega_o \omega_c}{Q}$$

$$\omega_c^2 \pm \omega_c \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2 = 0$$

$$\omega_c = \pm \frac{\omega_o}{2Q} \pm \sqrt{\frac{\omega_o^2}{4Q^2} - \omega_o^2}$$

$$\omega_c = \pm \frac{\omega_o}{2Q} \pm \omega_o \sqrt{\frac{1}{4Q^2} - 1}$$

Como tienen que ser frecuencias positivas:

$$\omega_{c_{i,s}} = \pm \frac{\omega_o}{2Q} \pm \omega_o \sqrt{\frac{1}{4Q^2} - 1}$$

$$\omega_{c_{i,s}} = \omega_o \sqrt{\frac{1}{4Q^2} - 1} \pm \frac{\omega_o}{2Q}$$

$$\omega_{c_{i,s}} \simeq \omega_o \pm \frac{\omega_o}{2Q}$$

$$\omega_{c_i} \simeq \omega_o - \frac{\omega_o}{2Q}$$

$$\omega_{c_s} \simeq \omega_o + \frac{\omega_o}{2Q}$$

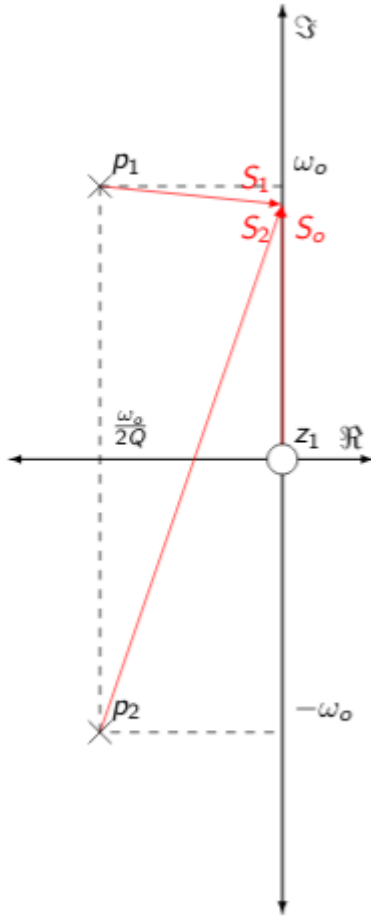
$$BW = \omega_{c_s} - \omega_{c_i} = \frac{\omega_o}{Q}$$

11.6 Aproximación de banda angosta

Partiendo de la respuesta en frecuencia del sistema.

$$A_v = -\frac{g_m}{C} \frac{S}{(S + \frac{\omega_o}{2Q} + j\omega_o)(S + \frac{\omega_o}{2Q} - j\omega_o)}$$

$$A_v = -\frac{g_m}{C} \frac{S}{(S - p_1)(S - p_2)}$$



El diagrama muestra la respuesta en frecuencia del sistema para una frecuencia dada. Para esta frecuencia la transferencia puede ser calculada como:

$$A_v(\omega_x) = -\frac{g_m}{C} \frac{S_o}{S_1 S_2}$$

Para simplificar el análisis, supondremos que los vectores S_o y S_2 tienen una variación despreciable respecto a las variaciones de S_1 . Luego demostraremos los límites de esta suposición.

Entonces:

$$S_o \sim j\omega_o$$

$$S_2 \sim 2j\omega_o$$

donde el vector que varia es S_1

$$S_1 = j\omega + \frac{\omega_o}{2Q} + j\omega_o$$

Remplazando en la ecuación de la transferencia

$$A_v = -\frac{g_m}{C} \frac{j\omega_o}{(j\omega + \frac{\omega_o}{2Q} + j\omega_o)(j2\omega_o)}$$

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

$$A_v = -g_m R \frac{1}{1 + j2Q \frac{\omega - \omega_o}{\omega_o}}$$

$$A_v = -g_m R \frac{1}{1 + j\chi}$$

$$\chi(\omega) = 2Q \frac{\omega - \omega_o}{\omega_o}$$

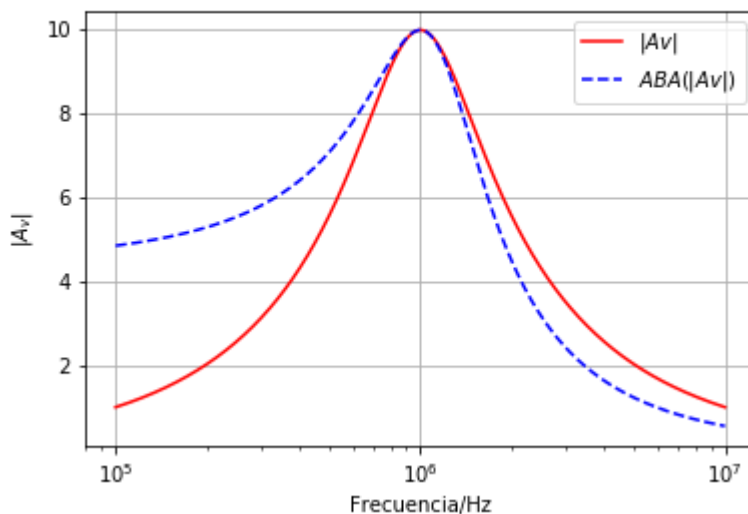
$$|A_v| = \frac{g_m R}{\sqrt{1 + \chi^2}}$$

$$|\overline{A_v}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \chi^2}}$$

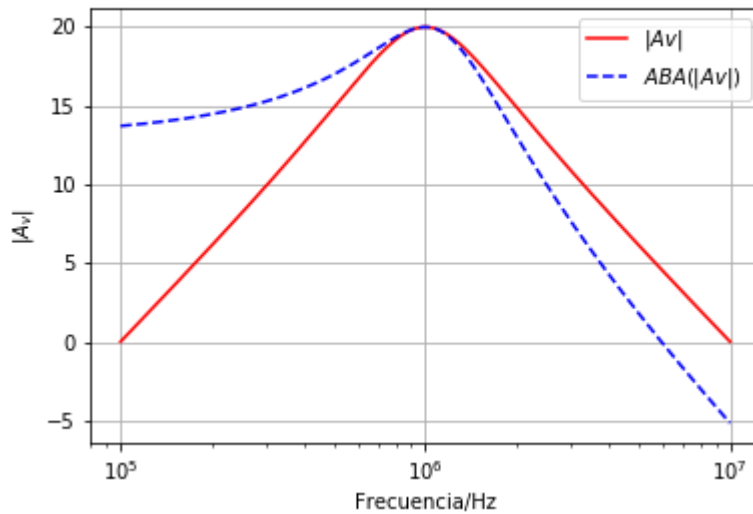
11.7 Ejemplo 2

Supongamos una etapa simple sintonizada a la frecuencia de $f_o = 1MHz$, con un factor de selectividad de $Q_c = 10$. El elemento activo tiene una ganancia de transconductancia $g_m = 100mS$ y la resistencia total de la etapa es de $R_t = 100\Omega$.

La transferencia de tensión en función de la frecuencia para este sistema empleando aproximación de banda angosta (en escala semilog en la frecuencia).



La transferencia en dB



11.8 Producto ganancia por ancho de banda

El producto de ganancia-ancho de banda (designado como GBP) para un amplificador es el producto del ancho de banda del amplificador y la ganancia con la que se mide el ancho de banda.

Para los transistores, el producto de ancho de banda de ganancia de corriente se conoce como f_T o frecuencia de transición. Se calcula a partir de la ganancia de corriente de baja frecuencia (unos pocos kHz) en condiciones de prueba especificadas, y la frecuencia de corte a la cual la ganancia de corriente cae en $-3dB$. El producto de estos dos valores puede considerarse como la frecuencia a la que la ganancia de corriente se reduciría a 1, y la ganancia de corriente del transistor entre la frecuencia de corte y la transición se puede estimar dividiendo f_T por la frecuencia. Por lo general, los transistores deben aplicarse a frecuencias muy por debajo de f_T para ser útiles como amplificadores y osciladores. En un transistor bipolar, la respuesta de frecuencia disminuye debido a la capacitancia interna de las uniones.

$$GBP = |A_o| \cdot BW$$

Remplazando

$$GBP = gm \cdot R \cdot \frac{f_o}{Q_c}$$

Siendo $Q_c = R \cdot \omega_o C$

$$GBP = \frac{gm \cdot R \cdot f_o}{R \cdot \omega_o C}$$

$$GBP = \frac{gm \cdot R \cdot f_o}{R \cdot 2\pi f_o C}$$

Simplificando

$$GBP = \frac{gm}{2\pi C}$$

Encontramos que el producto ganancia por ancho de banda depende de los parametros del dispositivo activo.

Cuando más pequeño sea C , mayor resulta este producto, es de remarcar que el mínimo valor de C es la capacidad de salida del dispositivo activo. El producto ganancia por ancho de banda arroja una constante, así si se aumenta la ganancia se disminuye el ancho de banda y viceversa. Si se fija la ganancia el Q queda dado por esta ganancia.

11.9 Amplificador multietapa sincrónico

Se colocan en cascada n-etapas simples sintonizadas como las mostradas al principio de la unidad.

La transferencia de una etapa se calcula como:

$$A_v = -g_m R \frac{1}{1 + j\chi}$$

donde $\chi(\omega) = 2Q \frac{f - f_o}{f_o}$

Para la respuesta de n-etapas simple sintonizadas sincronicas

$$A_v^n = (-g_m R \frac{1}{1 + j\chi})^n$$

Donde el modulo de la transferencia

$$|A_v|^n = \frac{(g_m R)^n}{(\sqrt{1 + \chi^2})^n}$$

$$|A_v|^n = \frac{|\bar{A}_v|^n}{(1 + \chi^2)^{\frac{n}{2}}}$$

Si se dispone de n-etapas simple sintonizadas sincronicas y de igual ancho de banda, a la frecuencia de $-3dB$ de cada etapa, generada una respuesta de $n \times -3dB$.

Para calcular el ancho de banda para n-etapas en cascada simple sintonizadas sincronicas, podriamos buscar las frecuencias donde la respuesta es $\frac{-3dB}{n}$ para una unica etapa.

$$|\bar{A}_v|^n = \frac{1}{(1 + \chi_c^2)^{\frac{n}{2}}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$(1 + \chi_c^2)^{\frac{n}{2}} = \sqrt{2}$$

$$(1 + \chi_c^2)^n = 2$$

$$\chi_c = \pm \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$$

Entonces, calculando las frecuencias de corte inferior y superior.

$$\chi_{ci} = 2Q \frac{f_{ci} - f_o}{f_o} = -\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$$

$$f_{ci} = f_o - \frac{f_o \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}}{2Q}$$

$$\chi_{cs} = 2Q \frac{f_{cs} - f_o}{f_o} = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$$

$$f_{cs} = f_o + \frac{f_o \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}}{2Q}$$

El ancho de banda de n-etapas se calcula como

$$BW_n = f_{cs} - f_{ci} = \frac{f_o}{Q} \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$$

11.10 Ejemplo 3

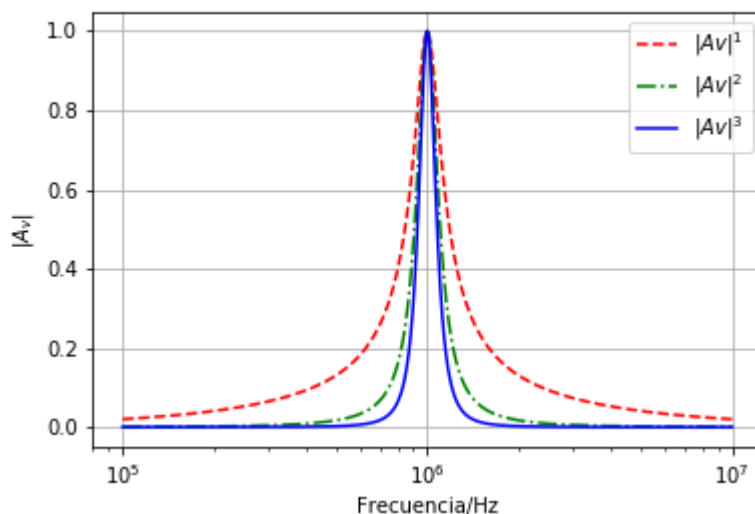
Supongamos tres etapa simple sintonizada sincronicas en cascada a la frecuencia de $f_o = 1MHz$, con un ancho de banda total de $BW_3 = 100KHz$. El elemento activo tiene una ganancia de transconductancia $g_m = 100mS$ y la resistencia total de la etapa es de $R_t = 10\Omega$.

El factor de selectividad de cada una de las etapas Q

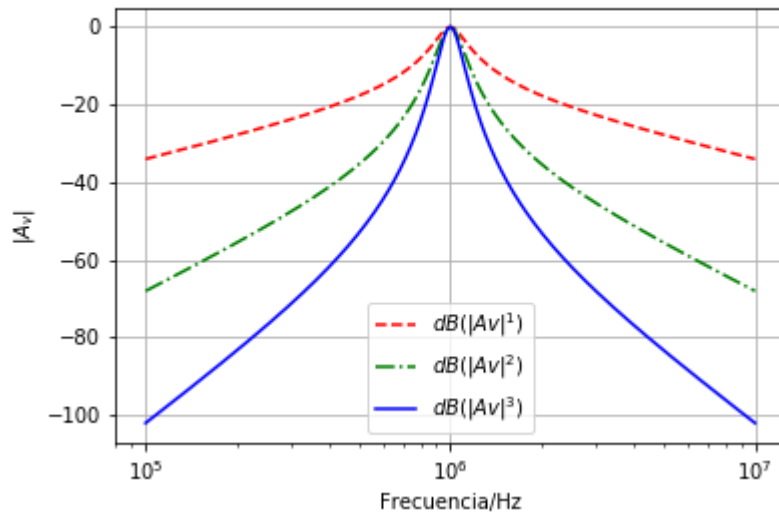
$$Q = \frac{f_o}{BW_3} \sqrt{2^{\frac{1}{3}} - 1}$$

$$Q = \frac{1MHz}{100KHz} \sqrt{2^{\frac{1}{3}} - 1} = 5,098$$

La transferencia de tensión en función de la frecuencia para este sistema empleando aproximación de banda angosta (en escala semilog en la frecuencia).



La transfencia en dB

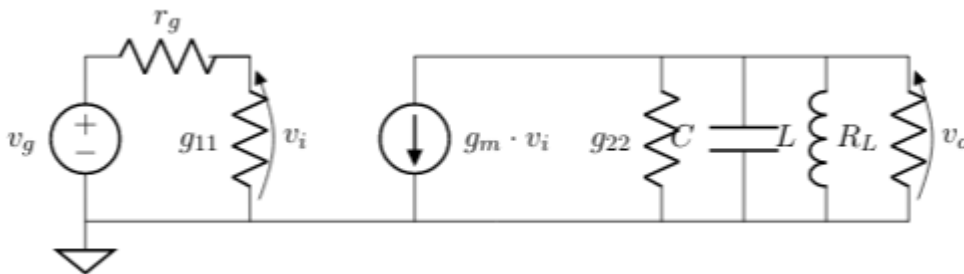


11.11 Ejemplo 4, Simple Sintonizado

El circuito de la figura corresponde al circuito equivalente simplificado de un receptor de RF. Se desea amplificar una señal de frecuencia $F_c = 100\text{MHz}$.

Suponer que el inductor tiene un factor de merito de $Q_o = 50$ y el capacitor tiene un factor de merito de $Q_o = \text{infinito}$.

La fuente tiene una potencia disponible $P_{disp} = 10\text{uW}$ y su resistencia interna es $r_g = 1\text{K}\Omega$.



Donde: $g_{11} = 1,25\text{mS}$, $g_{22} = 0,1\text{mS}$ y $g_m = 100\text{mS}$

Determinar para una atenuación de 20dB a $f = 120\text{MHz}$ respecto a la frecuencia de sintonía.

Diseñar para máxima transferencia de energía a Q constante:

1. R_L
2. Q_c
3. L
4. C

5. $A_{v_o} = \frac{v_o}{v_g}$
6. El ancho de banda BW del amplificador.
7. P_{in} 8 P_{R_L} 9 Perdidas de inserción.
8. $|A_{v_o}|$ para $80MHz$, $90MHz$ y $110MHz$.

Respuestas

1. R_L

$$r_{22} = \frac{1}{1,25mS} = 10K\Omega$$

Para máxima transferencia de energía a Q constante

$$R_L = r_{22} = 5K\Omega$$

2. Q_c

Para el calculo de Q_c empleamos la expresión de la transferencia de tensión del simple sintonizado.

$$|\bar{A}_v| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_c^2 \left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f} \right)^2}}$$

Buscamos una atenuación de $20dB$ a $f = 120MHz$.

$$\begin{aligned} |\bar{A}_v|(120MHz) &= \frac{1}{10^{\frac{20}{20}}} \\ \frac{1}{10} &= \frac{1}{\sqrt{1 + Q_c^2 \left(\frac{120MHz}{100MHz} - \frac{100MHz}{120MHz} \right)^2}} \\ 10 &= \sqrt{1 + Q_c^2 \left(\frac{120MHz}{100MHz} - \frac{100MHz}{120MHz} \right)^2} \\ Q_c &= \frac{\sqrt{10^2 - 1}}{\frac{120MHz}{100MHz} - \frac{100MHz}{120MHz}} \\ Q_c &= 27,136 \end{aligned}$$

3. L

A partir de Q_c es posible encontrar el inductor mediante la expresión

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_o} + \frac{\omega L}{r_{ext}}$$

donde $r_{ext} = \frac{r_{22}R_L}{r_{22}+R_L} = 5K\Omega$

$$\begin{aligned} \omega_o L &= r_{ext} \left(\frac{1}{Q_c} - \frac{1}{Q_o} \right) \\ \omega_o L &= 5K\Omega \left(\frac{1}{27,136} - \frac{1}{50} \right) \\ \omega_o L &= 12,48\Omega \end{aligned}$$

El inductor $L = 19,86nHy$

4. C El capacitor C

$$C = \frac{1}{L\omega_o^2}$$

$$C = 127,50pF$$

5. $|A_{vo}|$

$$|A_{vo}| = \frac{r_{11}}{r_{11} + r_g} \times gmR_t$$

$$|A_{vo}| = \frac{r_{11}}{r_{11} + r_g} \times gmQ_c\omega_oL$$

$$|A_{vo}| = \frac{800\Omega}{800\Omega + 1K\Omega} \times 0,1mS27,132\pi100MHz19,86nHy$$

$$|A_{vo}| = 15,05$$

6. BW

$$BW = \frac{f_o}{Q_c} = \frac{100MHz}{27,13} = 3,685MHz$$

7. P_{in}

11.12 Ganacia de potencia

La expresión general para ganancia de potencia es:

$$G = \frac{|y_{21}|^2 \cdot \Re(y_L)}{|y_{22} + y_L|^2 \cdot \Re(y_{11} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{22} + y_L})}$$

La ecuación se aplica a circuitos sin retroalimentación externa.

También se puede usar con circuitos que tienen retroalimentación externa si los parámetros compuestos y del transistor y la red de retroalimentación son sustituidos por los parámetros del transistor y en la ecuación. Los parámetros compuestos y se determinan considerando que el transistor y la red de retroalimentación son dos “cajas negras” en paralelo:

$$y_{11c} = y_{11t} + y_{11f}$$

$$y_{12c} = y_{12t} + y_{12f}$$

$$y_{21c} = y_{21t} + y_{21f}$$

$$y_{22c} = y_{22t} + y_{22f}$$

Donde: y_{11c} , y_{12c} , y_{21c} , y_{22c} son los parámetros compuestos y de la combinación paralela de transistor y red de retroalimentación.

y_{11t} , y_{12t} , y_{21t} , y_{22t} son los parámetros y del transistor.

$y_{11f}, y_{12f}, y_{21f}, y_{22f}$ son los parámetros y de la red de retroalimentación.

Tenga en cuenta que, dado que este enfoque trata la combinación del transistor y la red de retroalimentación como una única “caja negra” con $y_{11c}, y_{12c}, y_{21c}, y_{22c}$ como sus parámetros y, los parámetros compuestos y pueden ser sustituidos, en cualquiera de las ecuaciones de diseño aplicables a un análisis lineal activo de dos puertos.

Los amplificadores neutralizados y unilateralizados son casos especiales de este concepto general, y las ecuaciones asociadas con esos casos especiales se darán más adelante.

La ecuación proporciona una solución para la ganancia de potencia de la red activa lineal (transistor) solamente. Las redes de entrada y salida se consideran parte de la fuente y la carga, respectivamente. Por lo tanto, deben tenerse en cuenta dos puntos importantes:

1. La ganancia de potencia calculada a partir de la ecuación de G no tendrá en cuenta las pérdidas de red. La pérdida de la red de entrada reduce la potencia entregada al transistor. La potencia perdida en la red de salida se calcula como salida de potencia útil, ya que la admitancia de carga Y_L es la combinación de la red de salida y su carga.
2. La ganancia de potencia es independiente de la fuente admitida. Una falta de coincidencia de entrada da como resultado que se entregue menos potencia de entrada al transistor. En consecuencia, tenga en cuenta que la ecuación de G no contiene el término Y_s .

La ganancia de potencia de un transistor junto con sus redes de entrada y salida asociadas se puede calcular midiendo las pérdidas de la red de entrada y salida, y restándolas de la ganancia de potencia calculada con la ecuación de G .

En algunos casos, puede ser conveniente incluir los efectos de adaptación de entrada en cálculos de ganancia de potencia. Un término conveniente es ganancia de transductor G_T , definida como potencia de salida entregada a una carga por el transistor, dividida por la potencia de entrada máxima disponible desde la fuente.

La ecuación para la ganancia del transductor es:

$$G_T = \frac{4 \cdot |y_{21}|^2 \cdot \Re(Y_s) \cdot \Re(Y_L)}{|(y_{11} + Y_s) \cdot (y_{22} + Y_L) - (y_{12} + y_{21})|^2}$$

En esta ecuación, Y_L es la admitancia de carga de transistor compuesta, compuesta tanto de la red de salida como de su carga, e Y_s es la admitancia de fuente de transistor compuesta, compuesta por la red de entrada y su fuente. Por lo tanto, la ganancia del transductor incluye los efectos del grado de coincidencia de admitancia en los terminales de entrada del transistor, pero no tiene en cuenta las pérdidas de la red de entrada y salida. Como en la ecuación de G , los parámetros y compuestos de una combinación de red de retroalimentación de transistor pueden ser sustituidos por los parámetros y del transistor cuando se usa dicha combinación. La ganancia máxima disponible (MAG) es una figura de mérito de transistor de uso frecuente.

El MAG es la ganancia de potencia teórica de un transistor con su admitancia de transferencia inversa y_{12} igual a cero, y sus admitancias de fuente y carga coinciden de forma conjugada con y_{12} e y_{22} , respectivamente.

Si $y_{12} = 0$, el transistor exhibe una admitancia de entrada igual a y_{11} y una admitancia de salida igual a y_{22} .

La ecuación para MAG, por lo tanto, se obtiene resolviendo la expresión de ganancia de potencia general, ecuación de G , con las condiciones:

$$y_{12} = 0$$

$$y_s = y_{11}^*$$

$$y_L = y_{22}^*$$

donde * denota conjugado, lo que produce:

$$MAG = \frac{|y_{21}|^2}{4 \cdot \Re(y_{11}) \cdot \Re(y_{22})}$$

MAG es una figura de mérito solamente, ya que es físicamente imposible reducir $y_{12} = 0$, sin cambiar los otros parámetros del transistor. Se puede usar una red de retroalimentación externa para lograr un compuesto y_{12} de cero, pero luego los otros parámetros compuestos también se modificarán de acuerdo con las relaciones dadas en la discusión del transistor compuesto - red de retroalimentación “caja negra”.

11.13 G_{max}

G_{max} , la ganancia de transductor más alta posible sin retroalimentación externa, forma un caso especial del amplificador sin retroalimentación. Las admisiones de fuente y carga requeridas para lograr G_{max} pueden calcularse a partir de lo siguiente:

$$g_s = \frac{1}{2 \cdot \Re(y_{22})} \cdot \sqrt{[2 \cdot \Re(y_{11}) \cdot \Re(y_{22}) - \Re(y_{12} \cdot y_{21})]^2 - |y_{12} \cdot y_{21}|^2}$$

$$b_s = -\Im(y_{11}) + \frac{\Im(y_{12} \cdot y_{21})}{2 \cdot \Re(y_{22})}$$

$$g_l = \frac{1}{2 \cdot \Re(y_{11})} \cdot \sqrt{[2 \cdot \Re(y_{11}) \cdot \Re(y_{22}) - \Re(y_{12} \cdot y_{21})]^2 - |y_{12} \cdot y_{21}|^2}$$

$$b_l = -\Im(y_{22}) + \frac{\Im(y_{12} \cdot y_{21})}{2 \cdot \Re(y_{11})}$$

La magnitud de G_{max} puede calcularse a partir de las siguientes expresiones:

$$G_{max} = \frac{|y_{21}|^2}{[2 \cdot \Re(y_{11}) \cdot \Re(y_{22}) - \Re(y_{12} \cdot y_{21})] + \sqrt{[2 \cdot \Re(y_{11}) \cdot \Re(y_{22}) - \Re(y_{12} \cdot y_{21})]^2 - |y_{12} \cdot y_{21}|^2}}$$

[]:

[]:

[]: