

---

# **Electrónica Aplicada III 2020**

**Almela**

**28 de noviembre de 2020**



<b>1. Sistemas de radio</b>	<b>1</b>
1.1. Ejemplo de valores típicos de BLU y STM . . . . .	4
1.2. Enlace de radiocomunicaciones . . . . .	7
1.3. Cualidades de un receptor: . . . . .	7
1.3.1. Sensibilidad: . . . . .	8
1.3.2. Selectividad: . . . . .	9
1.3.3. Linealidad . . . . .	13
<b>2. Receptores de radiofrecuencia</b>	<b>17</b>
2.1. Historia de los receptores de radio . . . . .	17
2.1.1. Amplificadores sintonizados . . . . .	17
2.1.2. El neutrodino . . . . .	19
2.1.3. Receptores de radiofrecuencias sintonizados con pentodos . . . . .	20
<b>3. Receptor Homodino</b>	<b>21</b>
3.1. Ejemplo: Receptor de banda lateral única (SSB, Single Side Band) . . . . .	22
3.2. Receptor Regenerativo 433MHz . . . . .	24
<b>4. Receptor Heterodino</b>	<b>27</b>
4.1. Super-heterodino . . . . .	27
4.2. Super-heterodino de simple conversión. . . . .	27
4.2.1. Ejemplo práctico : Receptor de radiodifusión AM. . . . .	28
4.2.2. Sensibilidad del receptor . . . . .	31
4.2.3. Ejemplo de receptor de conversión simple . . . . .	32
4.3. Super-heterodino de doble conversión. . . . .	32
4.3.1. Primer oscilador variable y primera IF constante . . . . .	34
4.3.2. Primer oscilador constante y primera IF variable: . . . . .	34
4.3.3. Receptor de radioaficionado de la banda de 2 m (VHF, modulación en FM de banda estrecha): . . . . .	35
<b>5. Ganancia de potencia y definiciones</b>	<b>37</b>
5.1. Potencia en dBm . . . . .	37
5.2. Potencia en un cuadripolo . . . . .	37

5.2.1.	Ganancia de Potencia . . . . .	38
5.2.2.	Ganancia de trasducción . . . . .	38
<b>6.</b>	<b>Técnicas de adaptación</b>	<b>39</b>
6.1.	Circuitos resonantes. . . . .	41
6.1.1.	Factor de selectividad $Q$ . . . . .	41
6.1.2.	Circuito resonante RLC paralelo. . . . .	42
6.1.3.	$Q_o$ ( $Q$ libre) en inductores y capacitores . . . . .	44
6.1.4.	$Q_c$ ( $Q$ cargado) en circuitos RLC paralelos. . . . .	46
6.1.5.	Circuito RLC serie. . . . .	47
<b>7.</b>	<b>Conversión serie a paralelo</b>	<b>49</b>
7.1.	Ejemplo conversión serie a paralelo . . . . .	51
<b>8.</b>	<b>Máxima transferencia de energía a <math>Q</math> constante.</b>	<b>53</b>
8.1.	Ejemplo . . . . .	56
<b>9.</b>	<b>Redes de adaptación, circuitos resonantes con derivación.</b>	<b>59</b>
9.1.	El adaptador tipo «L» . . . . .	59
9.2.	Adaptador con elementos de constantes concentradas. . . . .	60
9.2.1.	Ejemplo adaptador tipo L, adaptador para antena de 11m. . . . .	67
9.3.	Transformador . . . . .	71
9.3.1.	Transformadores de RF . . . . .	71
9.4.	Divisor capacitivo . . . . .	76
9.4.1.	Divisor capacitivo como autotransformador . . . . .	78
9.4.2.	Procedimiento de calculo . . . . .	79
9.5.	Filtro PI . . . . .	83
9.5.1.	Ejemplo filtro PI . . . . .	85
<b>10.</b>	<b>Amplificador generico</b>	<b>89</b>
10.1.	Consideraciones generales de diseño . . . . .	89
10.2.	Parametro admitancia . . . . .	90
10.2.1.	Admintacia de entrada . . . . .	91
10.2.2.	Admintacia de salida . . . . .	91
10.2.3.	Modelos equivalente para alta frecuencia . . . . .	91
<b>11.</b>	<b>Técnicas de análisis de circuitos simple sintonizado.</b>	<b>93</b>
11.1.	Ganancia de tensión de una etapa simple sintonizada . . . . .	94
11.2.	Modulo y fase de la transferencia de tensión . . . . .	94
11.2.1.	Normalización de la trasferencia . . . . .	95
11.2.2.	Simetría . . . . .	96
11.3.	Ejemplo 1 . . . . .	96
11.4.	Diagrama de polos y ceros de un simple sintonizado . . . . .	97
11.5.	Ancho de banda . . . . .	98
11.6.	Aproximación de banda angosta . . . . .	99
11.7.	Ejemplo 2 . . . . .	101
11.8.	Producto ganancia por ancho de banda . . . . .	102
11.9.	Amplificador multietapa sincrónico . . . . .	103
11.10.	Ejemplo 3 . . . . .	104

11.11. Ejemplo 4, Simple Sintonizado . . . . .	105
11.12. Ganancia de potencia . . . . .	107
11.13. $G_{max}$ . . . . .	109
<b>12. Estabilidad</b>	<b>111</b>
12.1. Linvill . . . . .	111
12.2. Stern . . . . .	112
<b>13. Técnicas de análisis de circuitos doble sintonizados.</b>	<b>113</b>
13.1. Aproximación banda angosta del doble sintonizado . . . . .	118
13.2. Transferencia a frecuencia central de un doble sintonizado . . . . .	121
13.2.1. Máxima transferencia a frecuencia central, factor de acoplamiento crítico. . . . .	121
13.2.2. Variación de la transferencia en función del coeficiente de acoplamiento . . . . .	122
<b>14. Introducción</b>	<b>125</b>
14.1. Tipos de ruido . . . . .	125
14.1.1. Ruidos correlacionados . . . . .	125
14.1.2. Ruidos no correlacionados . . . . .	126
14.1.3. Ruido de disparo . . . . .	126
14.1.4. Ruido Flicker . . . . .	127
14.1.5. Ruido Térmico . . . . .	127
<b>15. Ruido Térmico en Resistores.</b>	<b>129</b>
15.1. Fuente de tensión de ruido blanco . . . . .	129
15.1.1. Fuente de corriente de ruido blanco . . . . .	131
15.2. Simulación de la densidad de ruido espectral. . . . .	131
15.2.1. Ejemplo 1 . . . . .	132
15.3. Simulación con LTspice, midiendo la densidad de tensión de ruido . . . . .	132
<b>16. Cifra de ruido y Factor de ruido:</b>	<b>133</b>
16.1. Fuentes de ruido en LTspice . . . . .	134
16.2. Ejemplo de Factor de ruido en amplificadores . . . . .	137
16.2.1. Medición de la potencia de ruido en la entrada sin ruido en exceso . . . . .	138
16.2.2. Medición de la potencia de ruido en la salida sin ruido en exceso . . . . .	139
16.2.3. Ganancia de potencia . . . . .	140
16.2.4. Medición del Factor de ruido con ruido en exceso en la entrada . . . . .	140
16.2.5. Medición del Factor de ruido con ruido en exceso en la salida . . . . .	141
<b>17. Factor de ruido en dispositivos conectados en cascada.</b>	<b>143</b>
<b>18. Ancho de banda equivalente</b>	<b>145</b>
18.1. Impedancias complejas . . . . .	145
18.1.1. Medición con LTspice . . . . .	147
<b>19. Ancho de banda equivalente en circuitos sintonizados</b>	<b>149</b>
19.1. Ejemplo Simple Sintonizado empleando transistor con cifra de ruido $NF = 2$ dB \$. . . . .	150
19.1.1. Medición con LTspice . . . . .	153
19.2. Ejemplo Dos Simples Sintonizados empleando transistor con factor de ruido $F = 2$ . . . . .	154
19.3. Medición con LTspice . . . . .	158

19.4. Ancho de banda de ruido equivalente . . . . .	159
19.5. Ruido en un receptor heterodino . . . . .	160
19.6. Tres simples sintonizados sincrónicos: . . . . .	160
19.7. Butterwoth de tercer orden . . . . .	161



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 gaussiano:

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

donde:

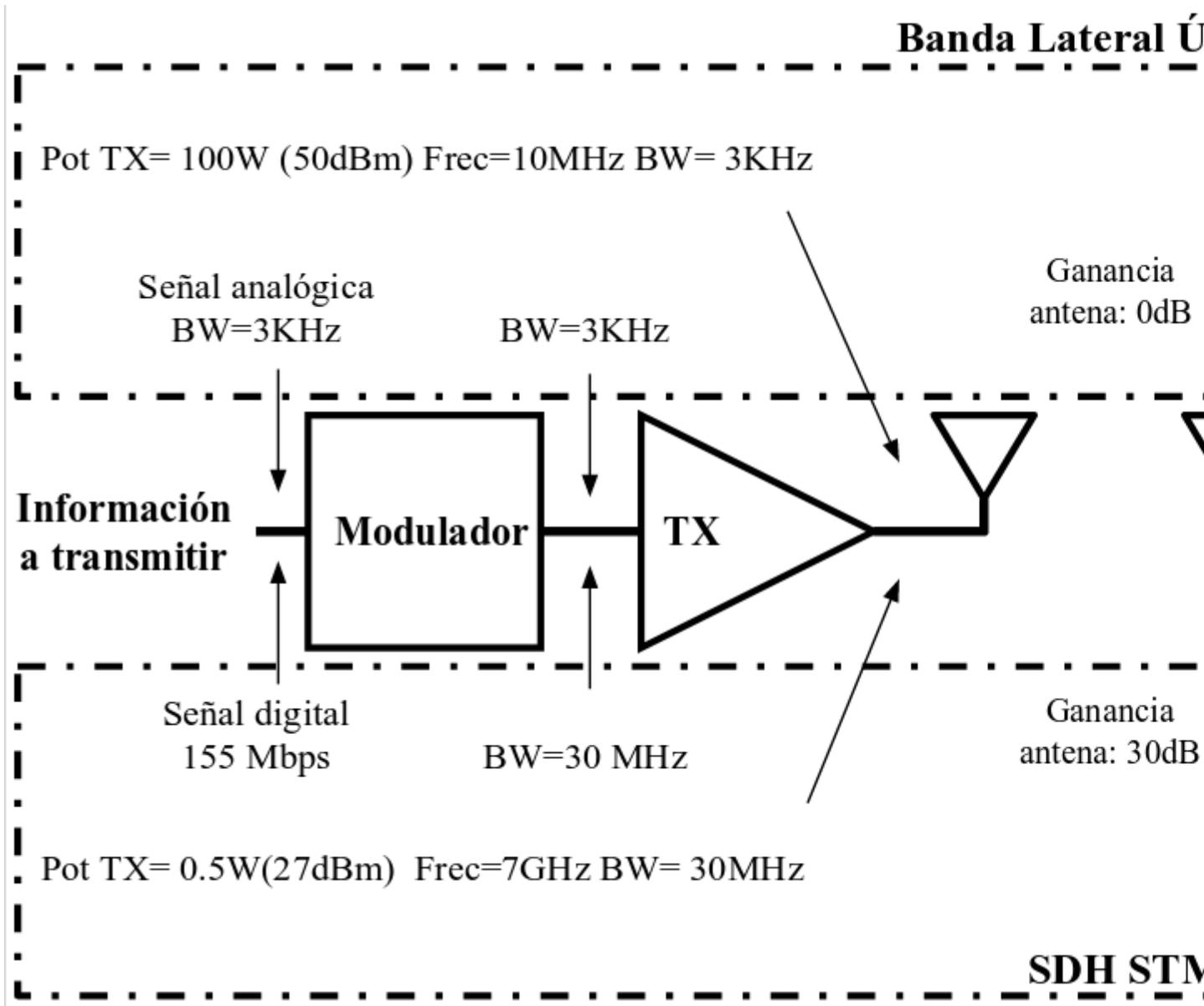
$B$  es el ancho de banda del canal en Hertzios,  $C$  es la capacidad del canal (tasa de bits de información bit/s),  $S$  es la potencia de la señal útil,  $N$  es la potencia del ruido presente en el canal, que trata de enmascarar a la señal útil.

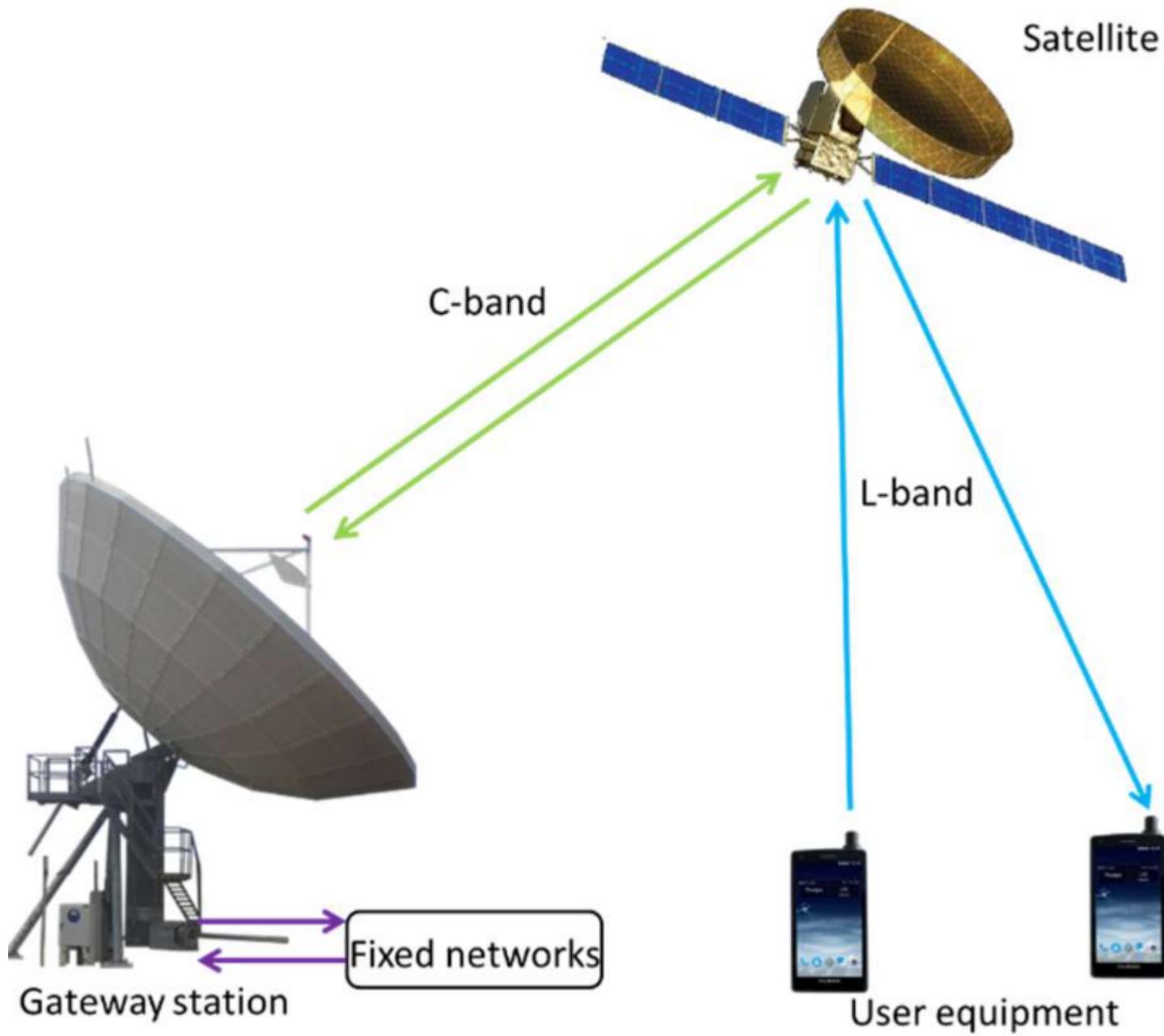
El teorema muestra el límite de la velocidad de transmisión depende del ancho de banda y el ruido adicional al canal.



## 1.1 Ejemplo de valores típicos de BLU y STM



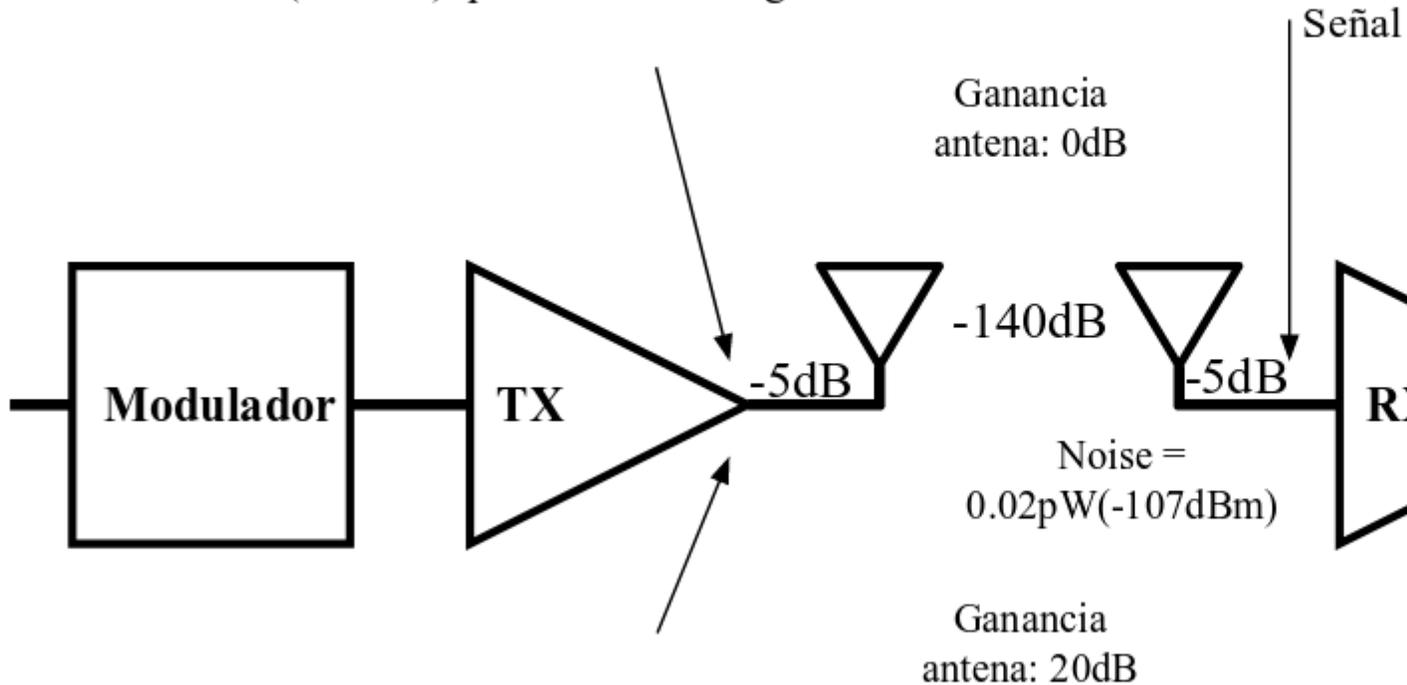




## 1.2 Enlace de radiocomunicaciones

### 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  $\mu V$ . 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  $[\Omega]$ .

Entonces la potencia disponible:

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

	BW	Pa ruido	V de ruido	Vseñal 20Db	Pseñal	Pseñal
SERVICIO	$KHz$	$pW$	$\mu V/50\Omega$	$\mu V$	$pW$	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:**

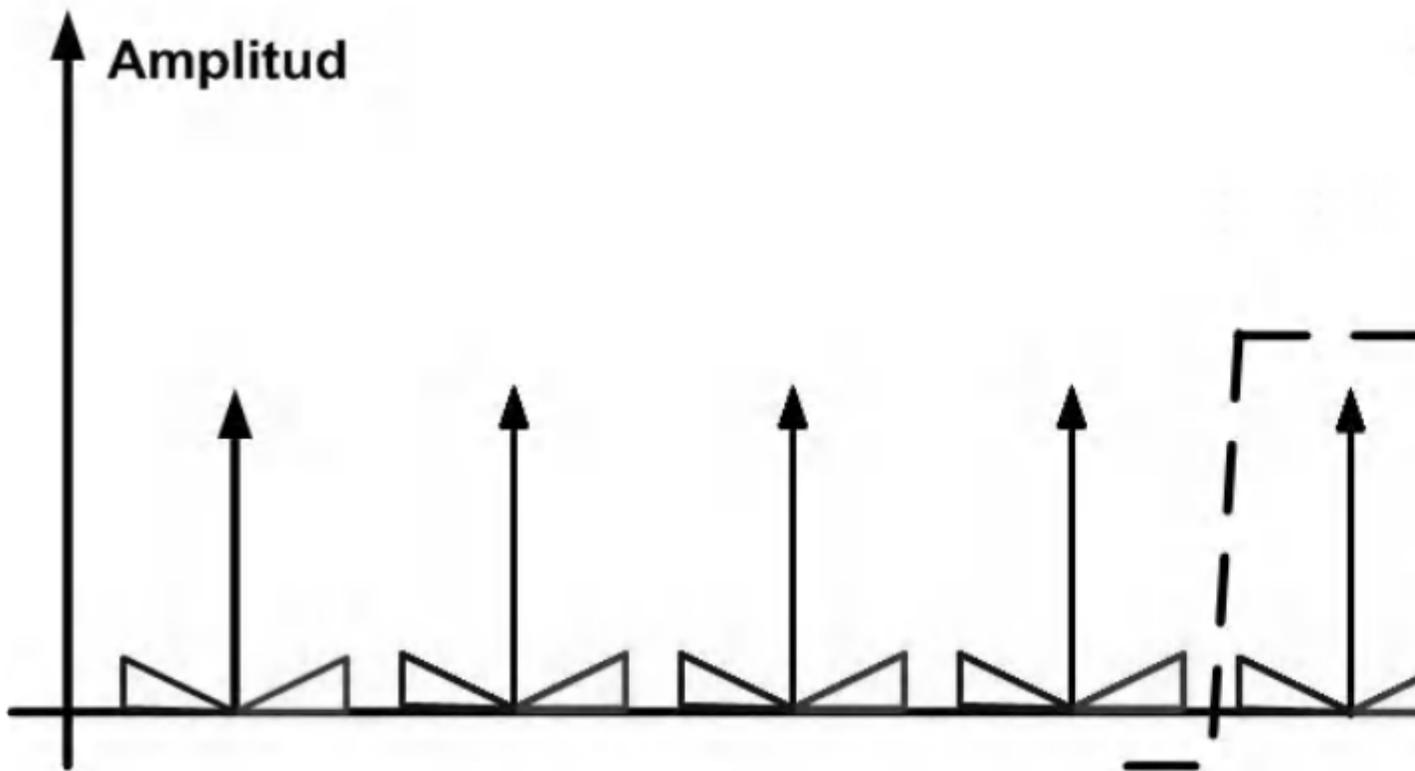
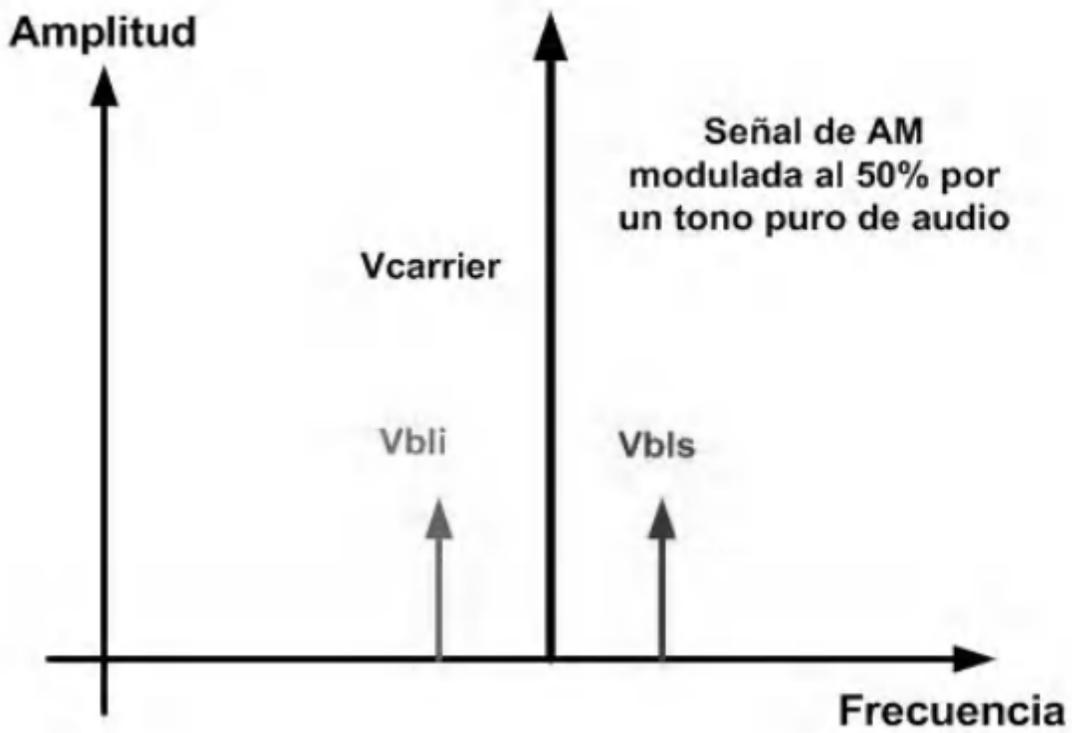
Esta indica el nivel de señal de RF de entrada que produce un silenciamiento o atenuación del ruido de salida del receptor de 20 dB, en este caso la señal de entrada no se encuentra modulada. Los valores normales que se obtienen están en el orden de  $0,35\mu V$  a  $0,5\mu V$ .

### **Sensibilidad de apertura de silenciador:**

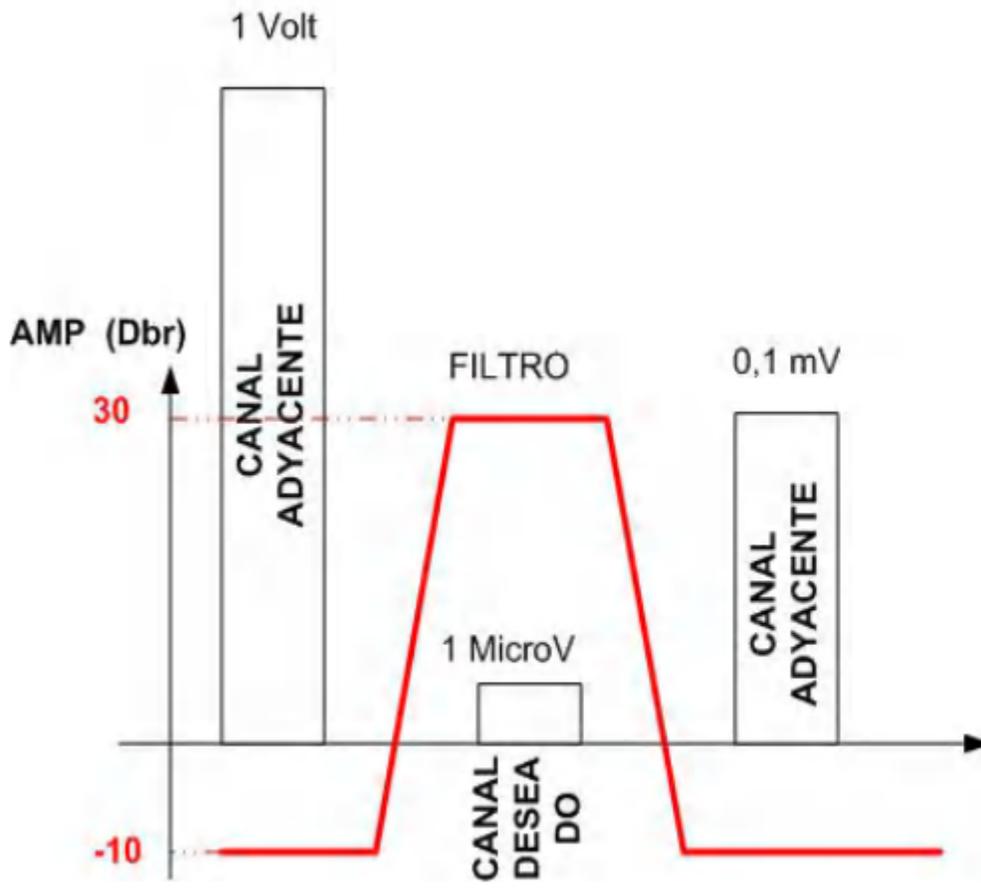
El circuito silenciador (Squelch) en el receptor es el encargado de silenciar o enmudecer la salida de audio cuando no existe señal de entrada, este se debe habilitar cuando aparece una señal de entrada con un nivel mínimo (ajustable), este nivel mínimo con el cual se habilita la salida de audio es el 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 10KHz, para FM banda angosta debe ser de 15KHz. 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.

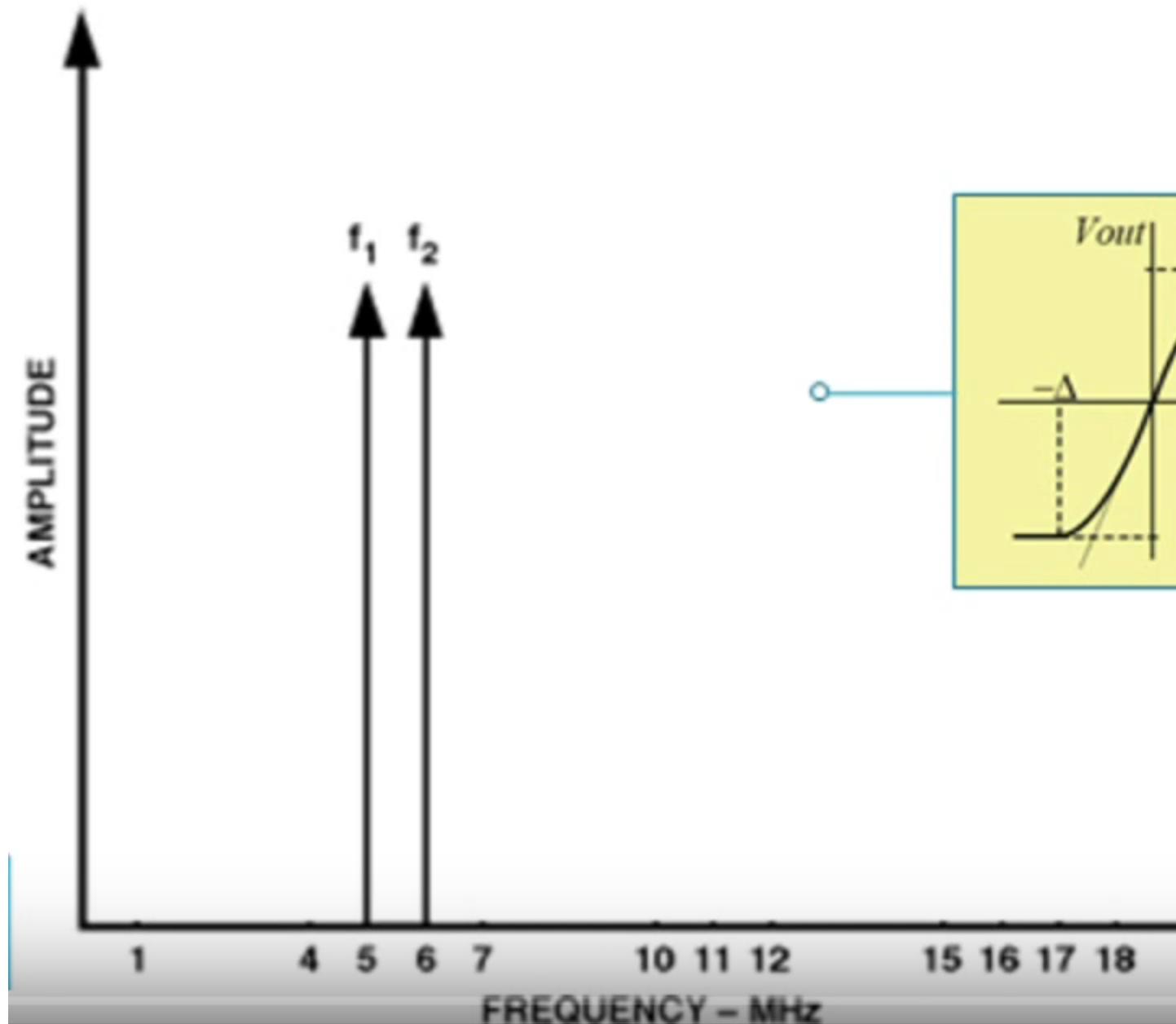
### **1.3.3 Linealidad**

#### **Distorsión Por Modulación Cruzada:**

Si se inyectan simultáneamente señales deseadas y no deseadas, en transistores u otros dispositivos alineales, 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



### 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:

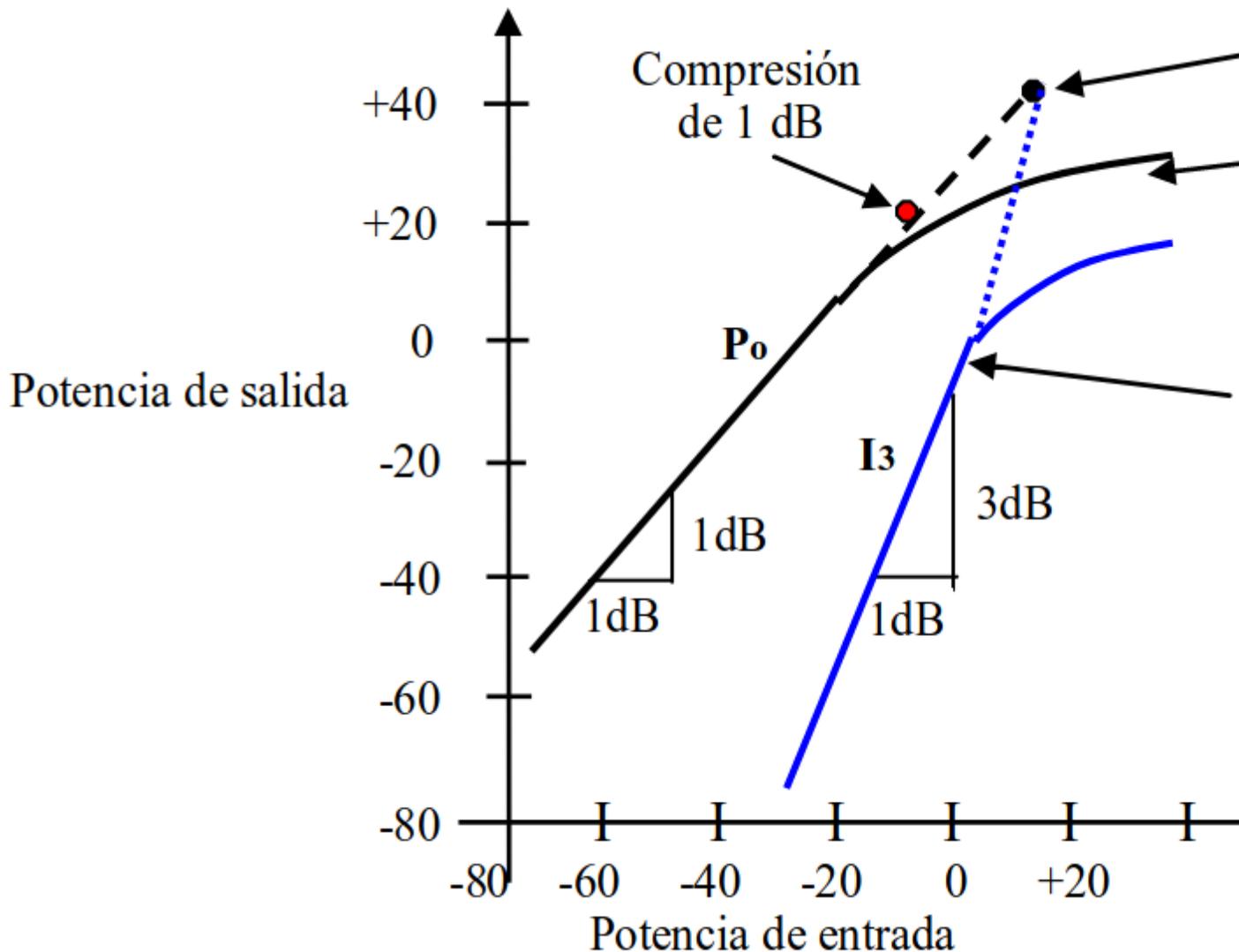
$$F_s = f_{LO}(nF_1mF_2)$$

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  $P_o$ , incrementándose 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 1dB. 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.

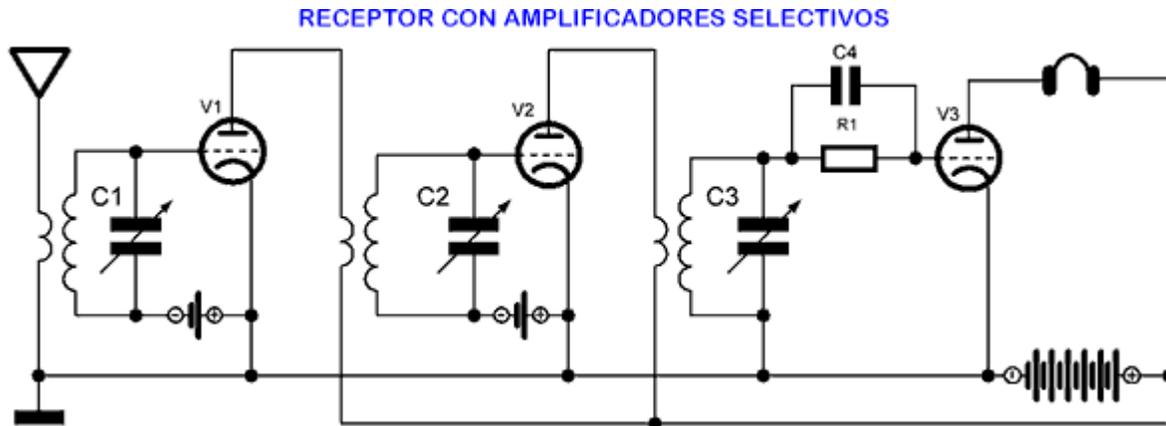
Para entender como evolucionó la tecnología del momento debemos empezar desde el principio. Dejando de lado los receptores más básicos, algunos de ellos ya estudiados en otros artículos y que en la práctica no tuvieron la acogida del gran público, nos centraremos en el que puede considerarse como el 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, disfru-

tara 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.

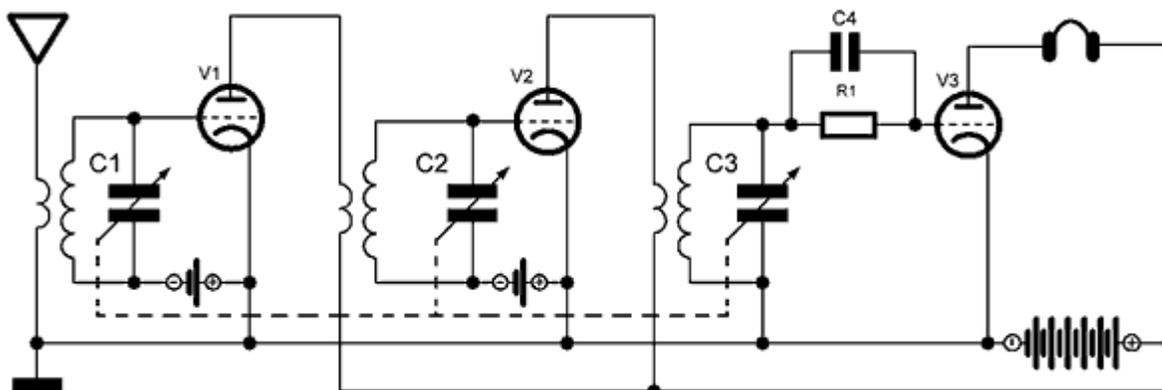
En el triodo podemos aplicar un razonamiento similar. Sabemos que la placa y la rejilla son dos elementos metálicos que pueden hacer las veces de armaduras de un condensador. Estos elementos están separados por un aislante, el vacío, que actúa como un dieléctrico, por lo que el efecto es el mismo que 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

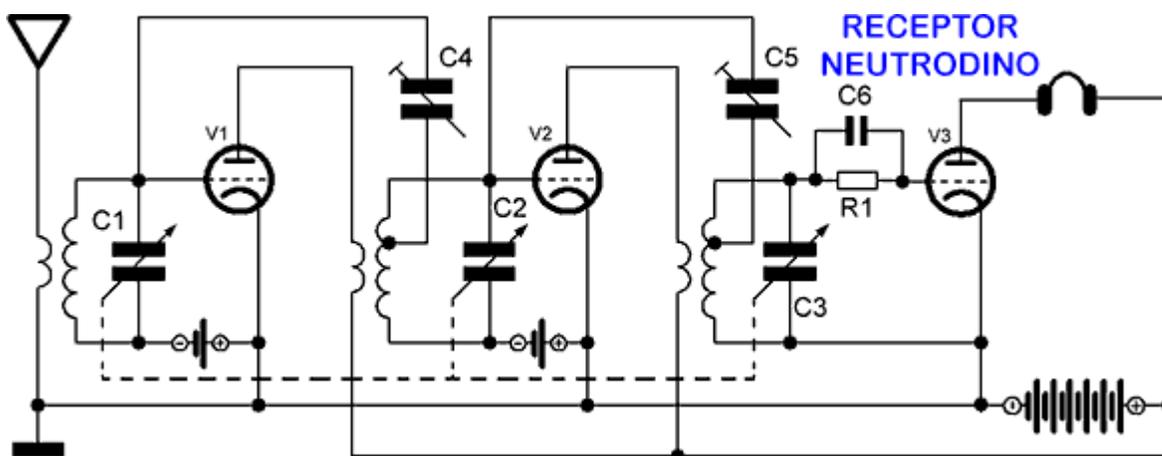


Para mejorar el problema de la inestabilidad, silbidos y ruidos causados por las capacidades parásitas del triodo, la solución fue el neutrodino.

### 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

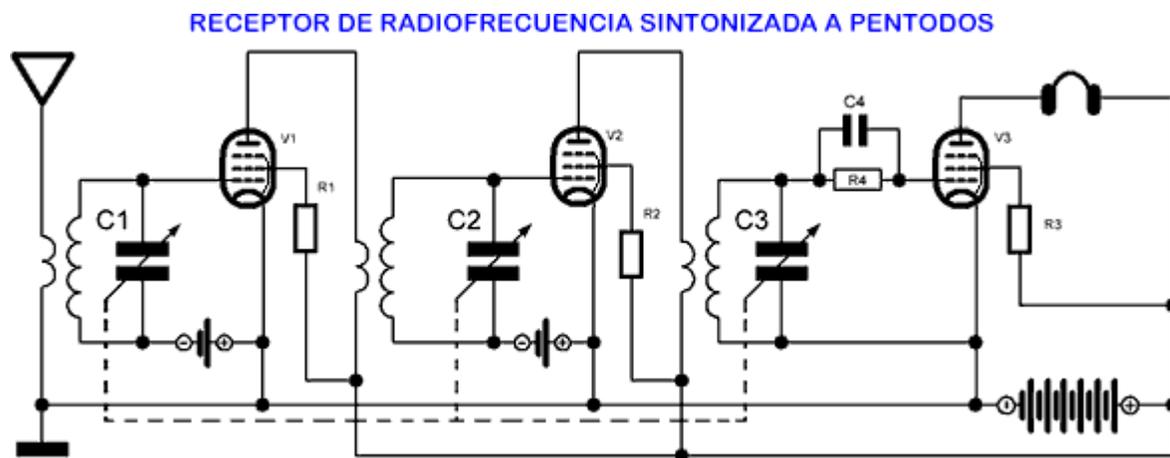
llamó «receptor neutrodino».

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.

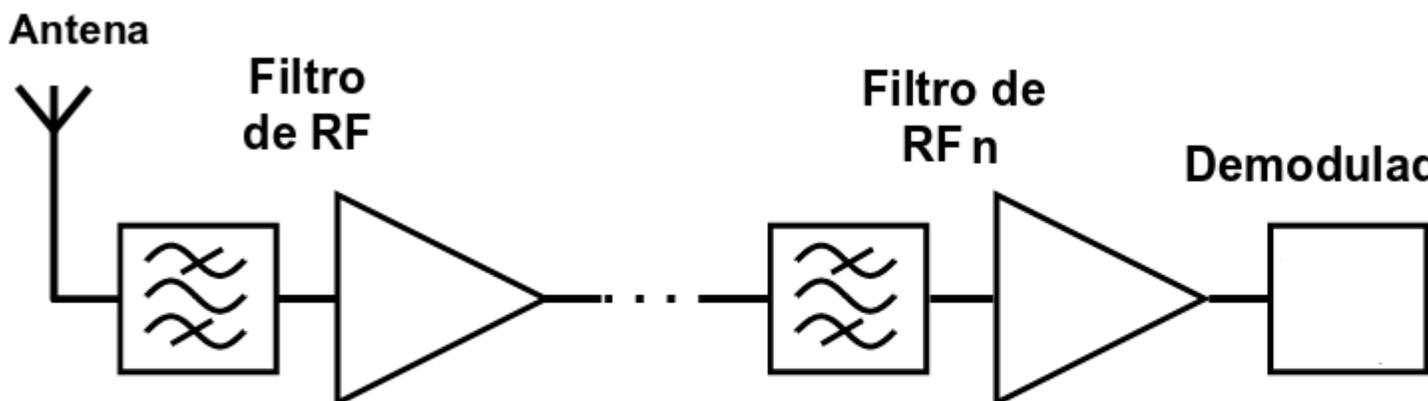
Por estas y otras razones, cuando apareció en escena el receptor superheterodino todos los demás se dejaron de fabricar de manera casi instantánea. Las características del nuevo modelo superaron con mucho a todos los demás, lo que supuso que a partir de entonces todos los receptores pasaran a fabricarse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

---

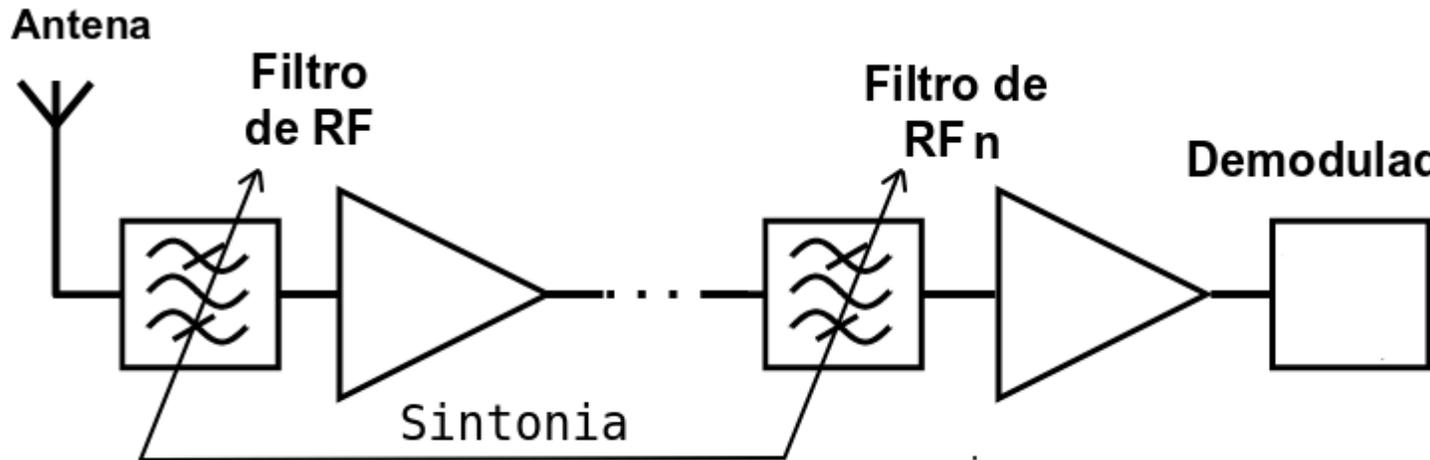
**Receptor Homodino**

---

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.

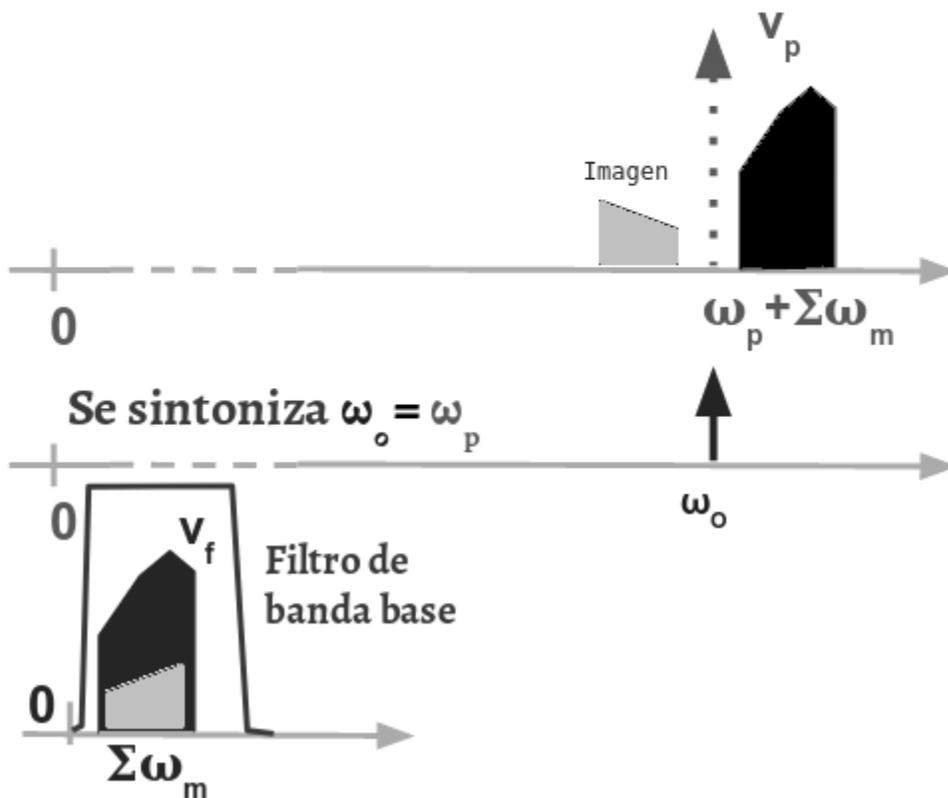
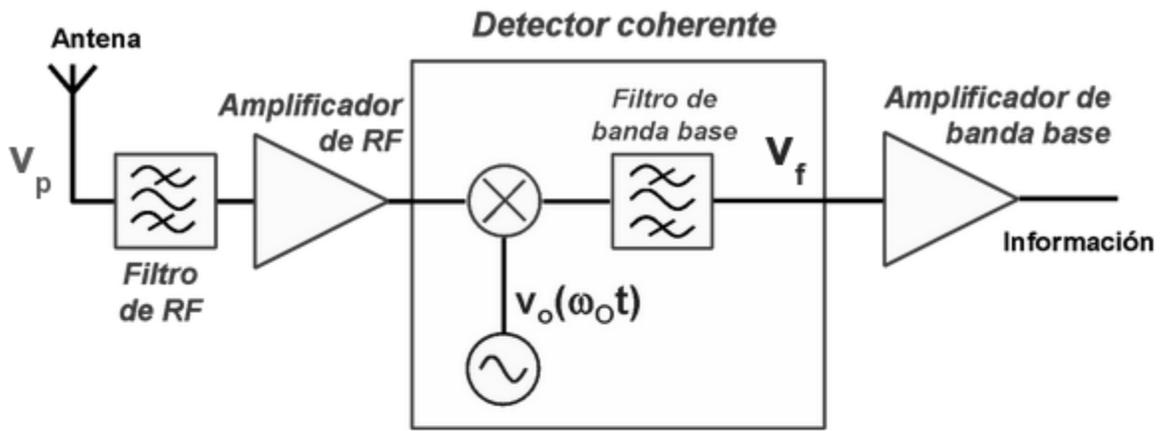


Al operar todas las etapas de RF a la misma frecuencia, existe la posibilidad de oscilaciones por acoplamientos parásitos entre entrada y salida,

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

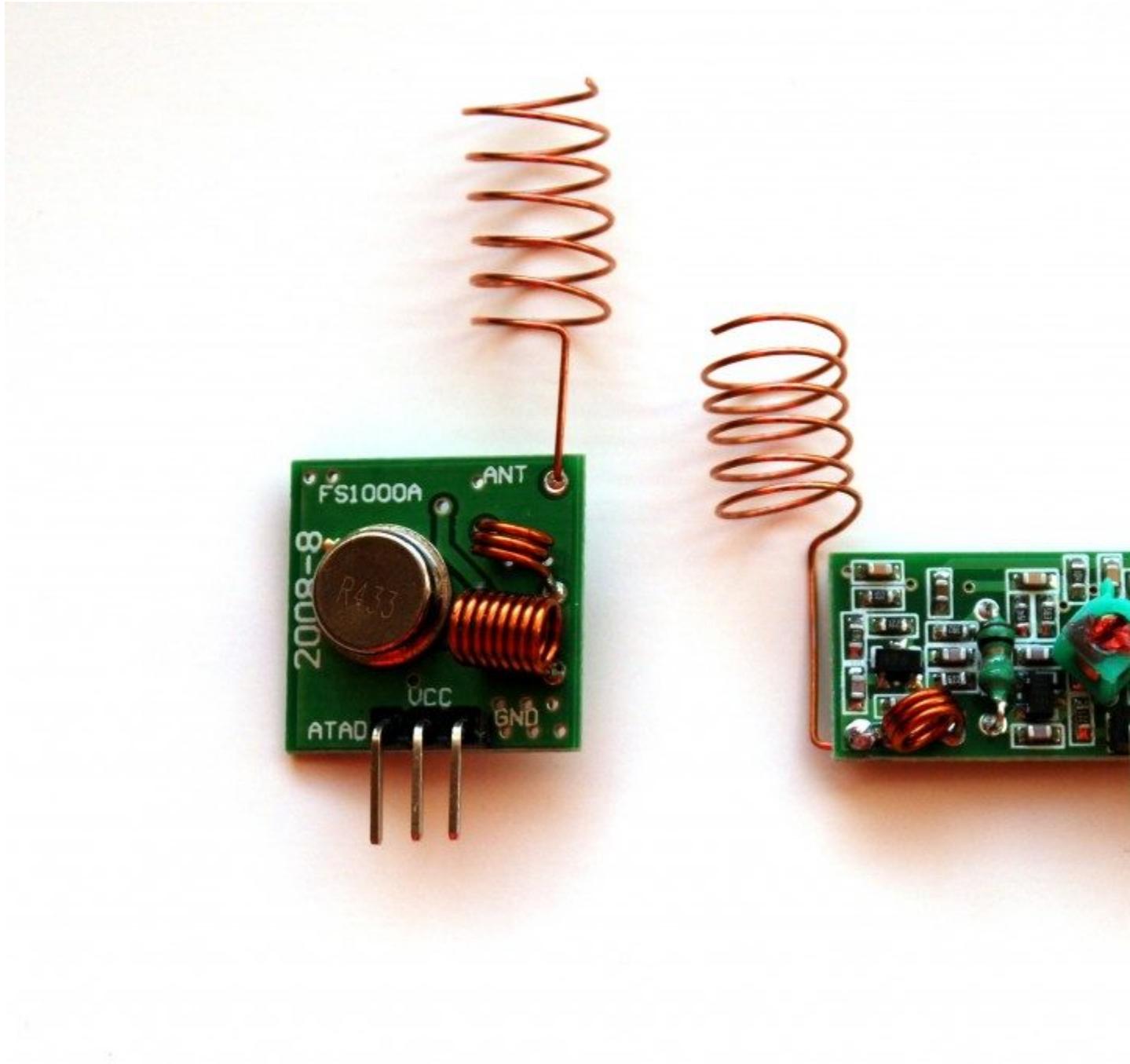
### 3.1 Ejemplo: Receptor de banda lateral unica (SSB, Single Side Band)

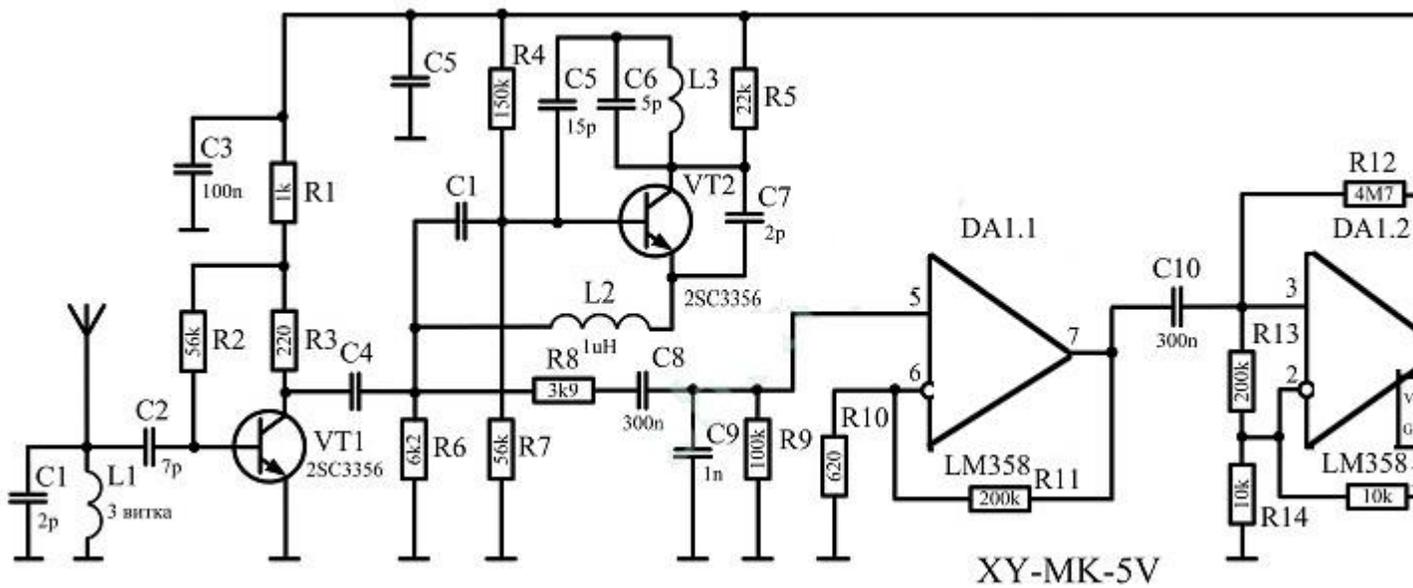
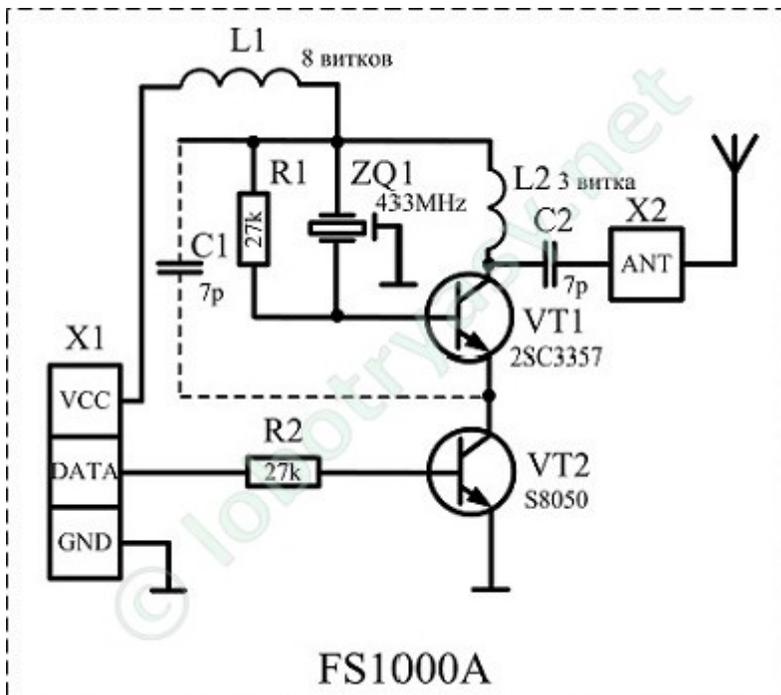
En el ejemplo se muestra un detector coherente para SSB.



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 frecuencias 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 más 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 única 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).

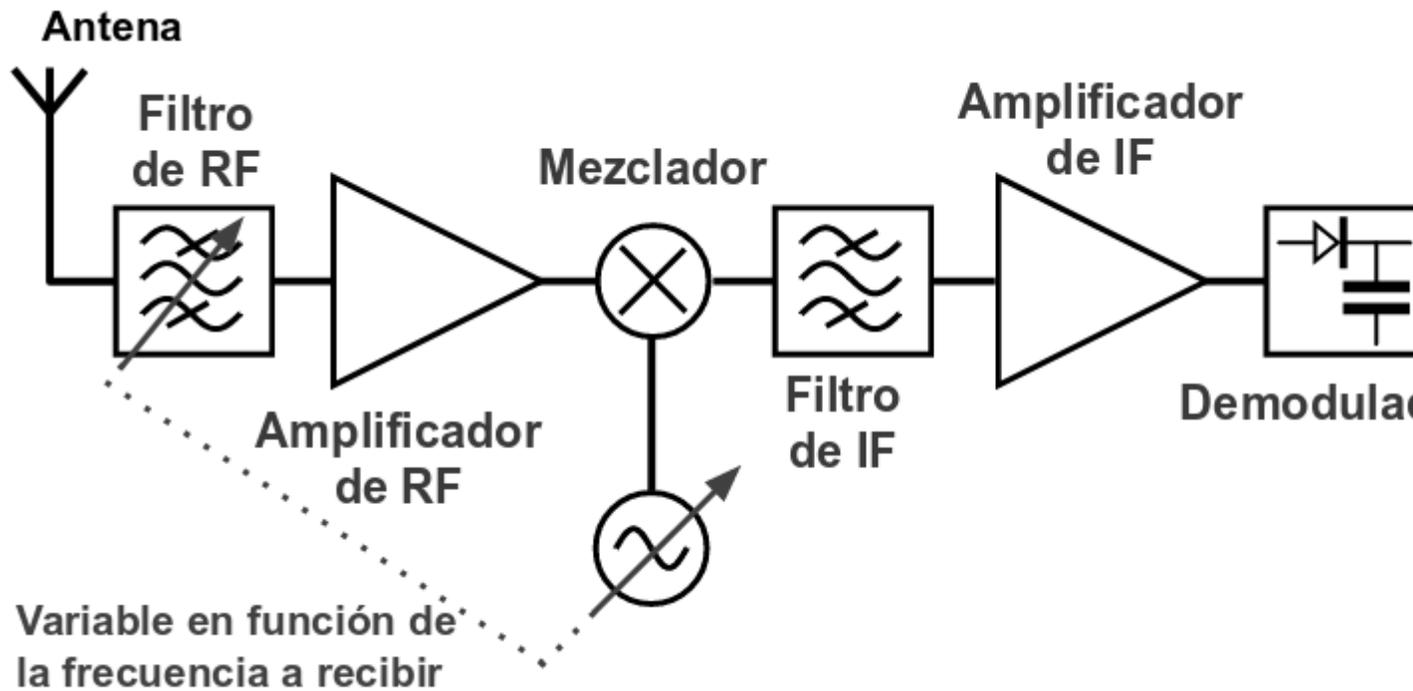
### 4.1 Super-heterodino

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

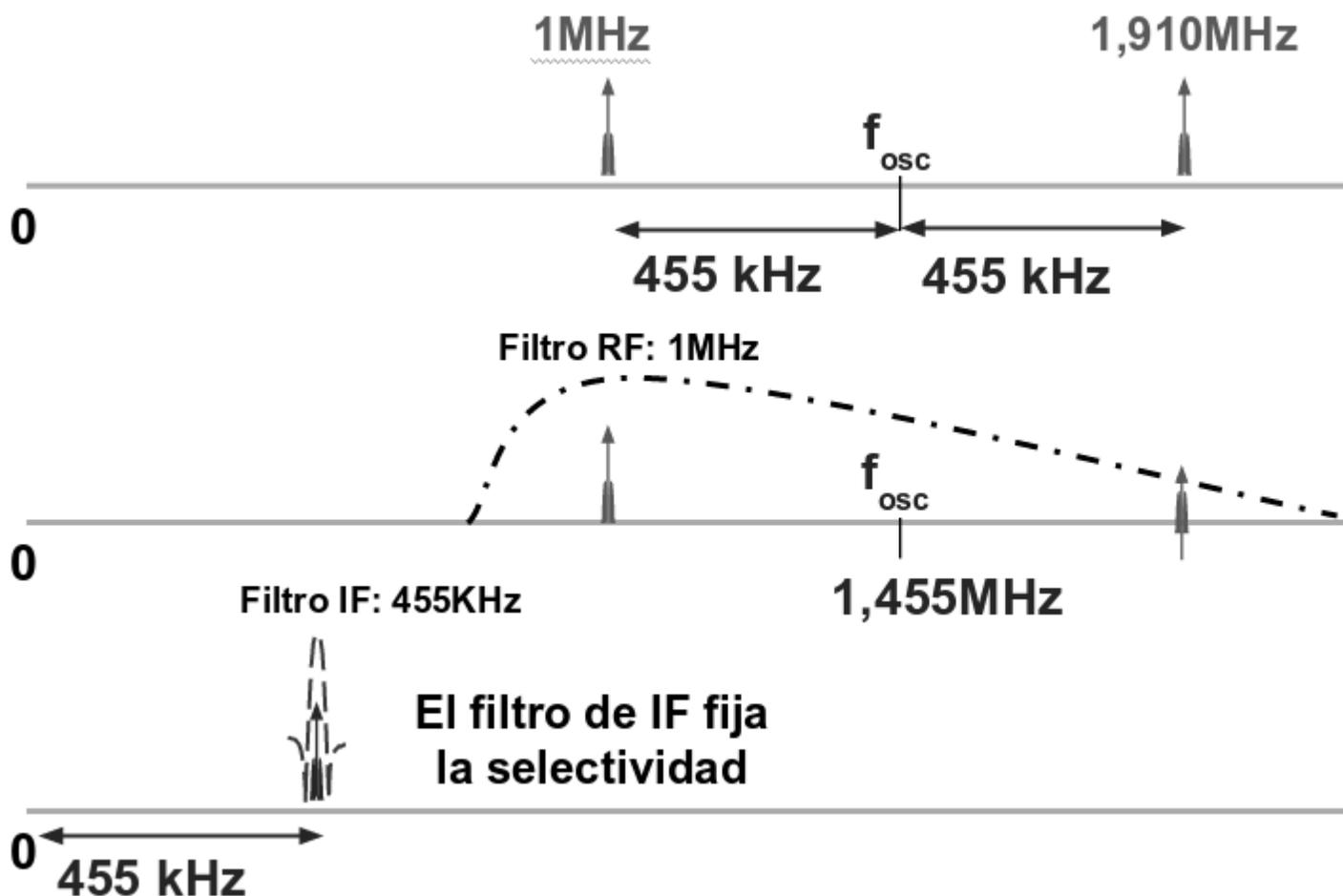
El oscilador local puede tomar cualquiera de las siguientes frecuencias:

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

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

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

El siguiente diagrama muestra como se realiza la recepcion 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 ( $f_{RF} = 1MHz$ ). 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  $f_{osc} = 1,455MHz$ .

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 esta compuesta por dos componentes:

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

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

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

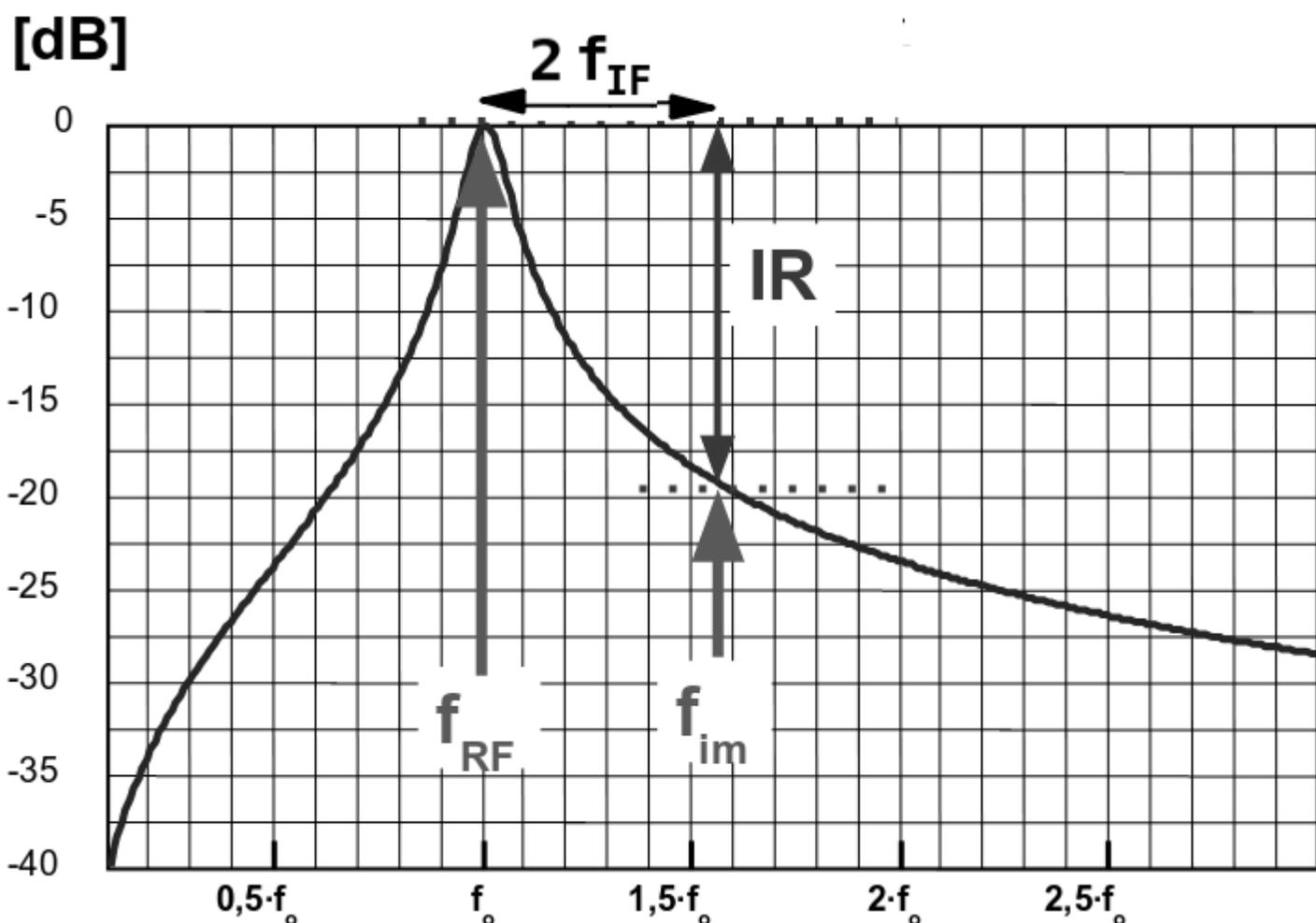
La componente de mas alta frecuencia ( $f_{OL} + f_{RF}$ ) es atenuada por el filtro de IF. El ancho de banda de la señal resultante esta realcionada con la respuesta del filtro de RF, que por cuestiones constructivas, no tiene la suficiente selectividad como para eliminar los canales adyacentes. Esta selectividad se obtiene 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  $455\text{KHz}$ , 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 eliminada 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:

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

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

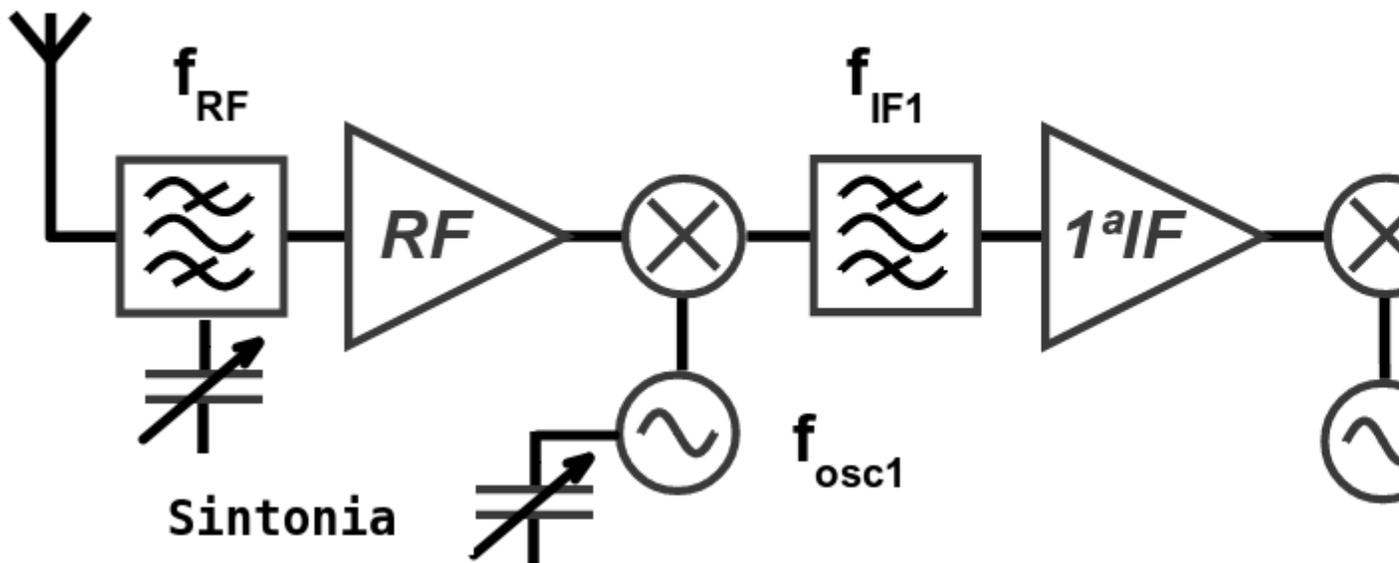
$$f_{IF_1} = 10,7MHz$$

*El filtro realizado con filtro cerámico.*

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

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

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



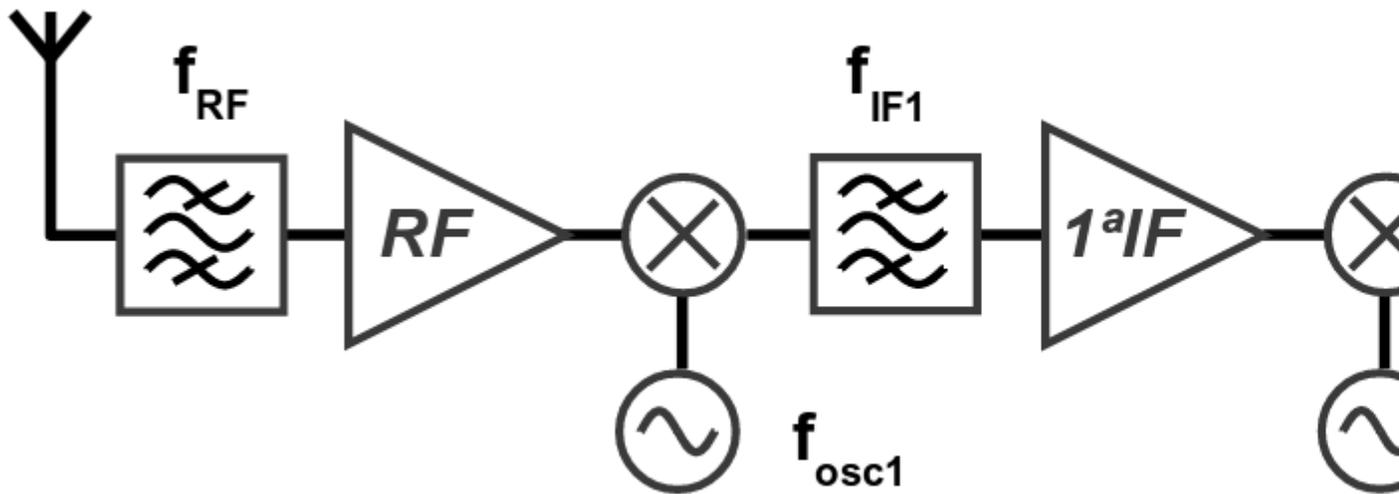
Ejemplo de circuito integrado super-heterodino de simple conversión: MAX1471.

### 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).

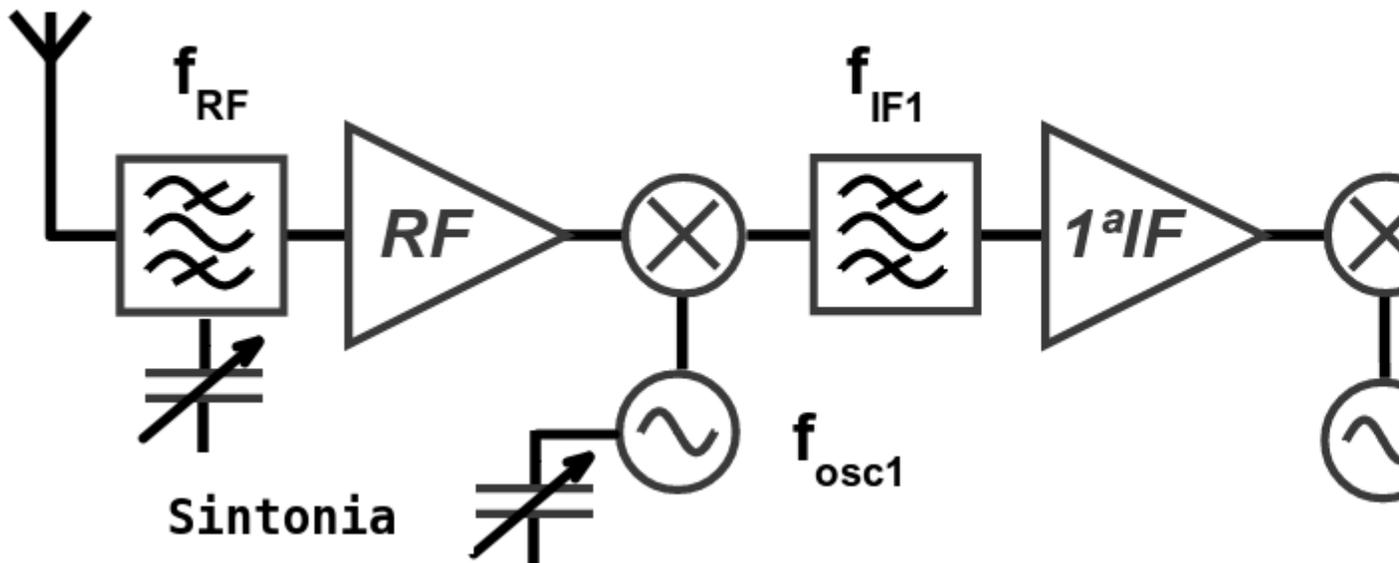
Usar una estructura de conversión múltiple (doble o triple) como el superheterodino de doble conversión.



Dos frecuencias intermedias:

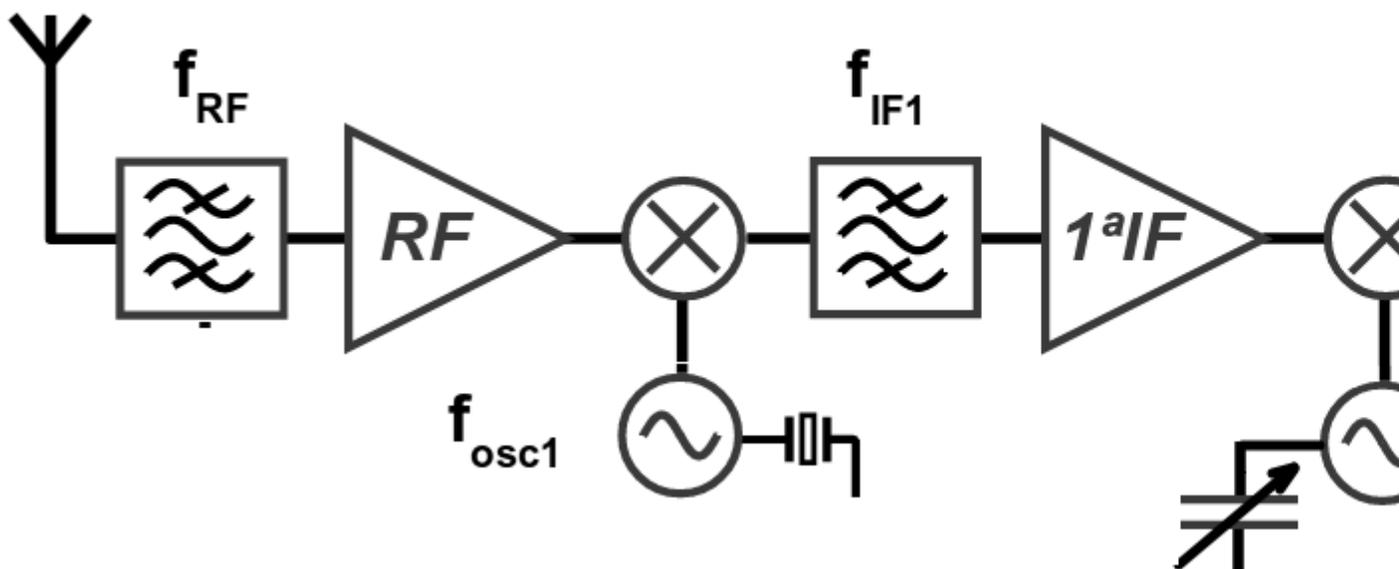
La primera frecuencia intermedia,  $f_{IF1}$ , se elige relativamente alta para conseguir buen rechazo a la frecuencia imagen. La segunda frecuencia intermedia,  $f_{IF2}$ , se elige relativamente baja para obtener una buena selectividad.

### 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):

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

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

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

$$f_{IF_2} = 455kHz$$

*Ambos filtros para la etapa intermedia realizados con filtros ceramicos.*

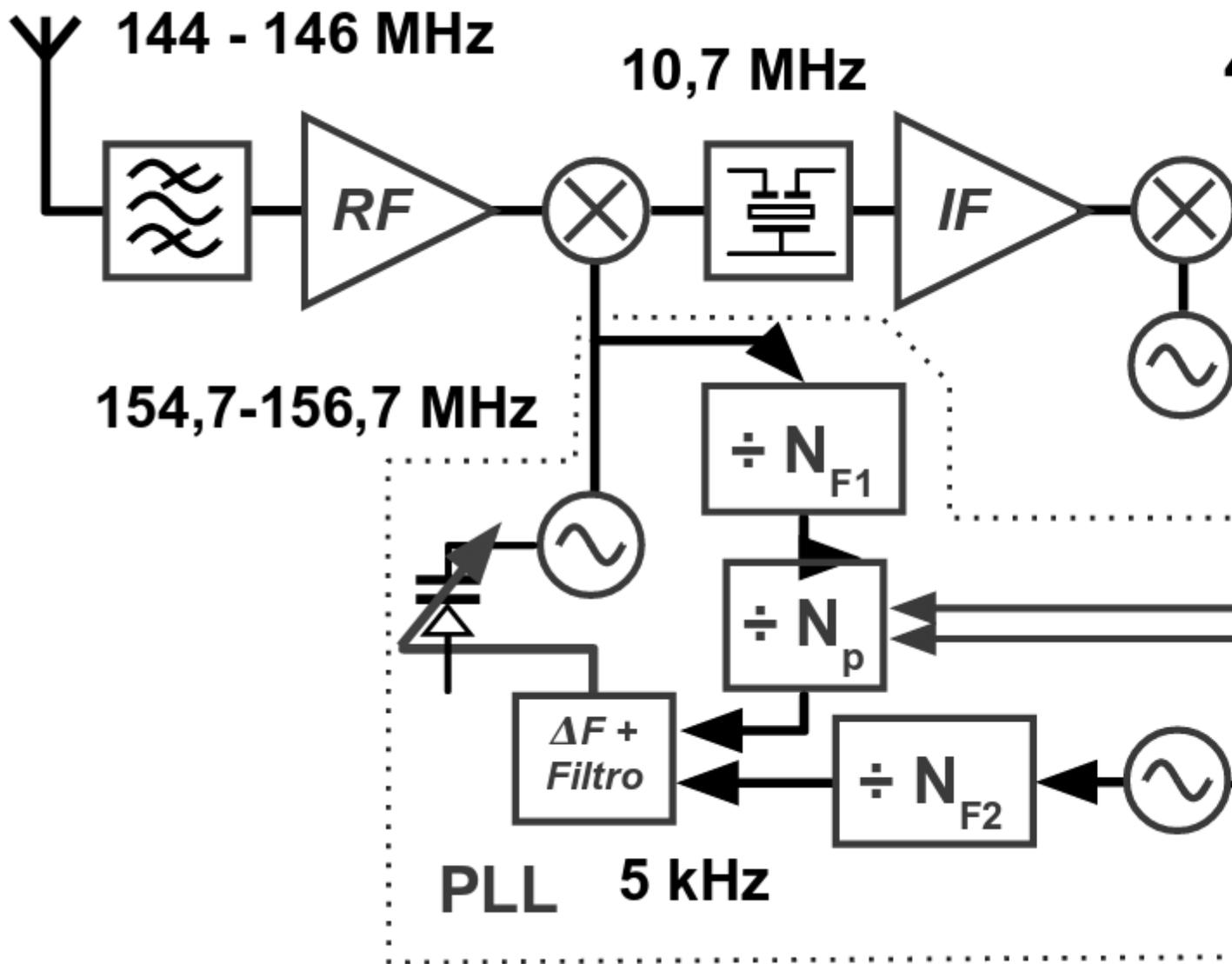
$$\Delta f_{IF_2} = 15kHz$$

$$f_{OL_{1min}} = 154,7MHz$$

$$f_{OL_{1max}} = 156,7MHz$$

*Se sintoniza empleando un PLL (phase locked loop).*

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



---

Ganancia de potencia y definiciones

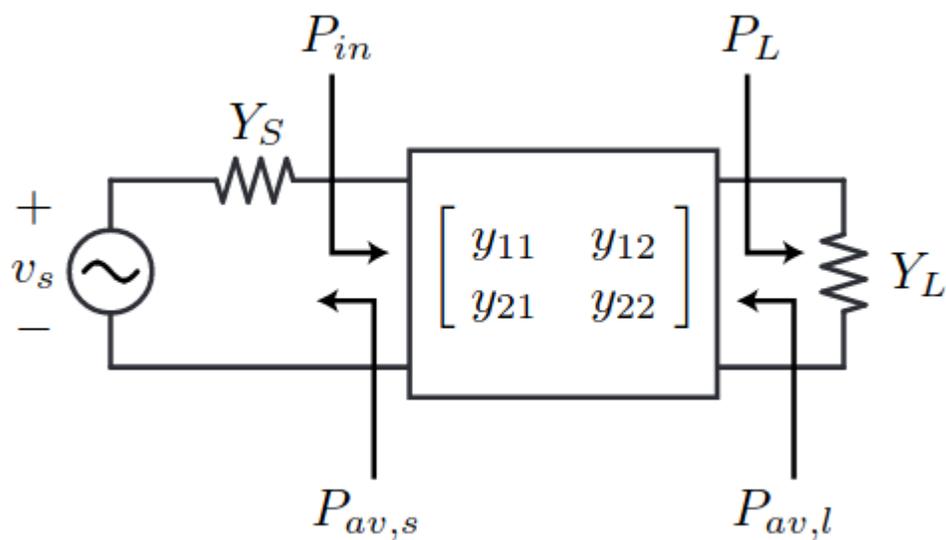
---

### 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

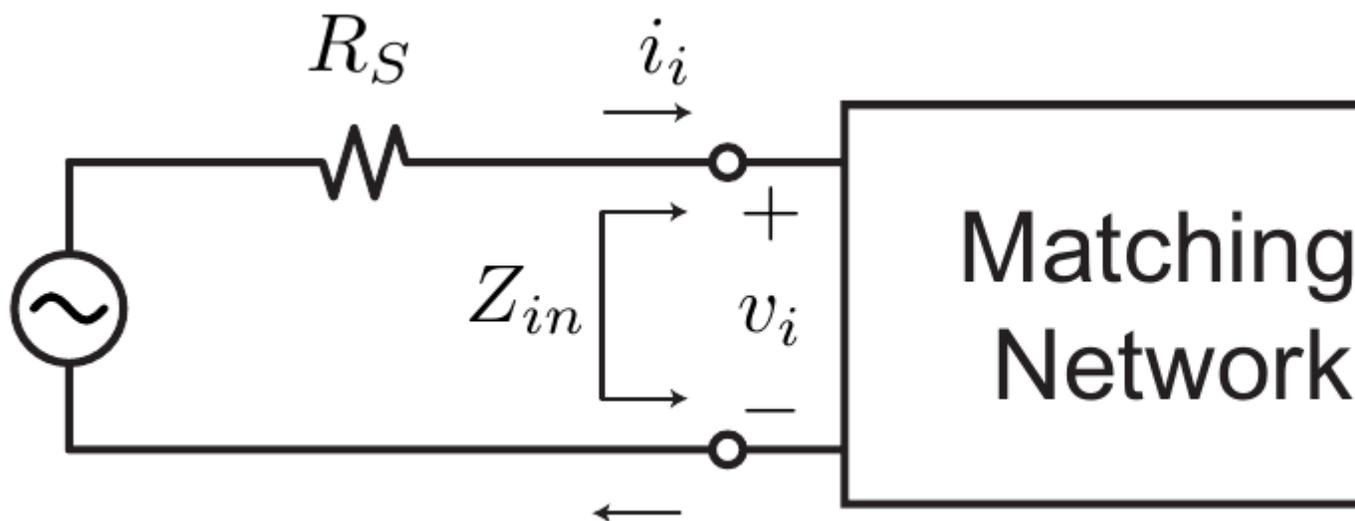
$$G_T = \frac{P_L}{P_{av,s}}$$

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

[http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/ee142\\_fa05lects/pdf/lect4.pdf](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.

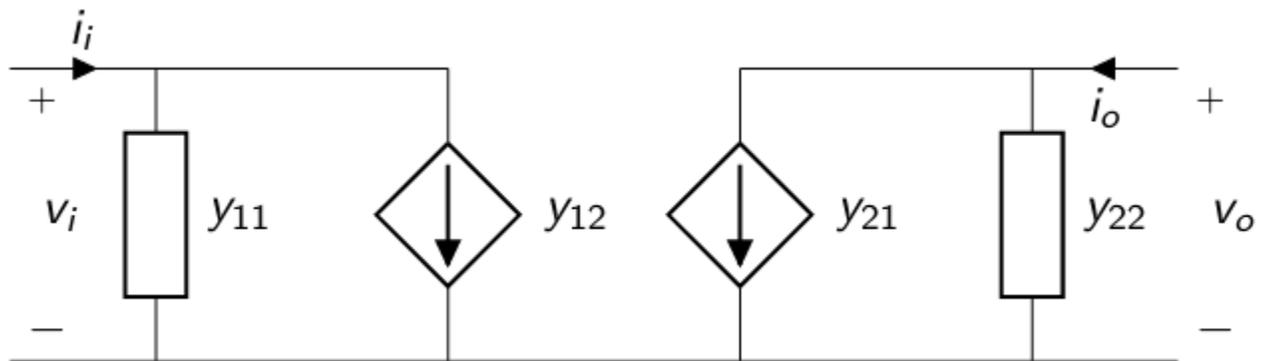
**\*Criterio de estabilidad\*:** donde se busca la estabilidad del sistema.

**\*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**

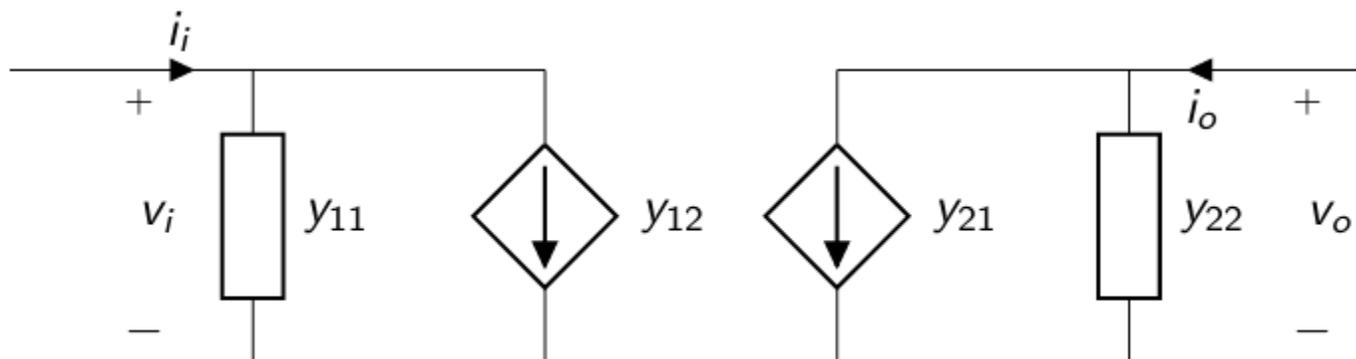
El circuito de un cuadripolo admitancia se muestra en la figura.



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

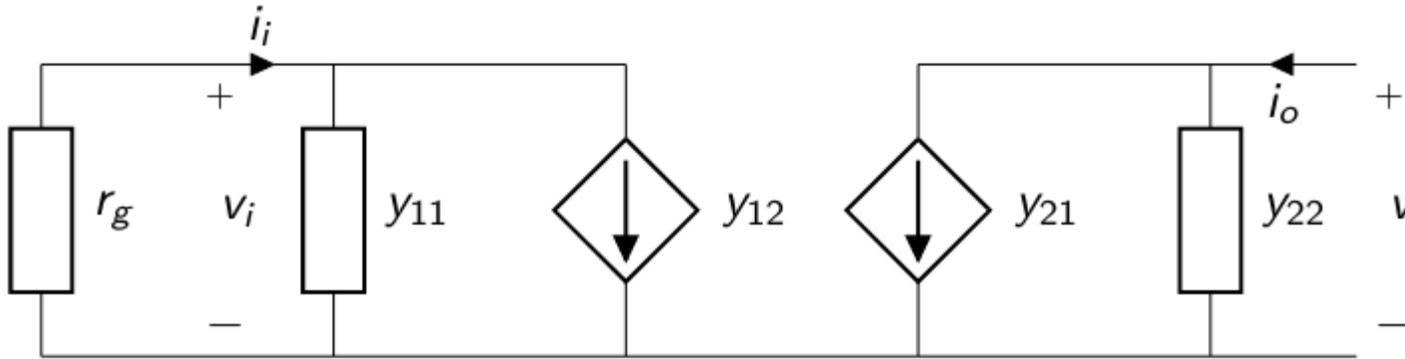
$$i_i = v_i \cdot y_{11} + v_o \cdot y_{12}$$

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



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.

Además 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 más básica, están formados por elementos reactivos (inductancias y capacitancia). Estos circuitos pueden ser realizados por elementos de constantes concentradas como inductores o capacitores, elementos de constantes distribuidas, como los obtenidos de las líneas transmisión o elementos resonantes como cristales piezoeléctricos.

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

### 6.1.1 Factor de selectividad $Q$

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 parámetro está 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 selectividad en circuito paralelo

En un circuito paralelo conformado por una reactancia y una resistencia, la tensión es un parámetro común 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:

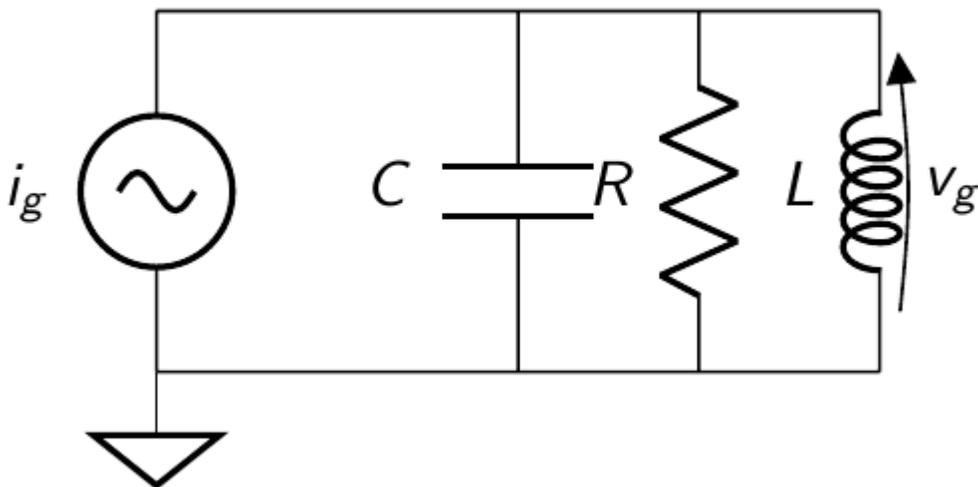
$$Q_o = \frac{\frac{i_g^2}{w_o \cdot C}}{i_g^2 \cdot R} = \frac{1}{R \cdot w_o \cdot C}$$

En un circuito RL:

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

### 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 análisis 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.

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

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

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

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

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

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

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,

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Donde  $f_c$  puede tomar los valores.

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

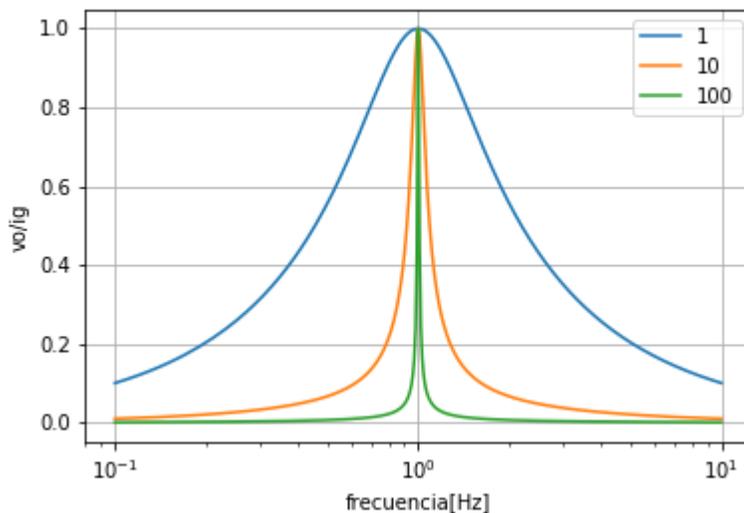
$$f_{c1} = \frac{f_o}{2Q}(1 + \sqrt{4Q^2 + 1})$$

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

Entonces el ancho de banda:

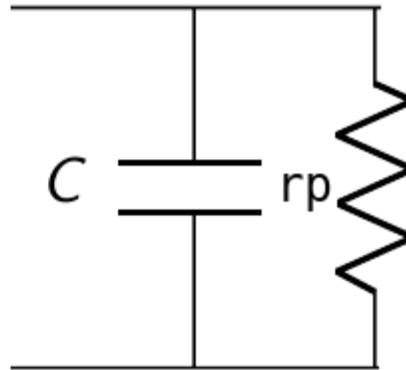
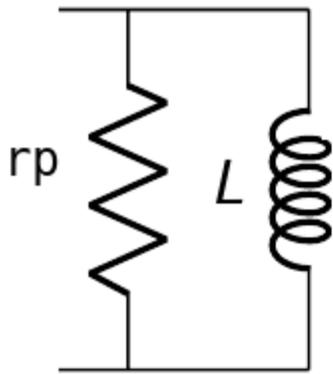
$$BW = f_{c1} - f_{c2} = \frac{f_o}{Q}$$

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.

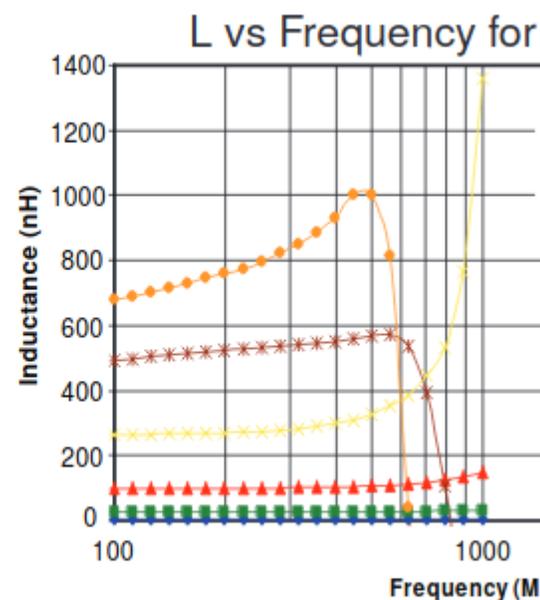
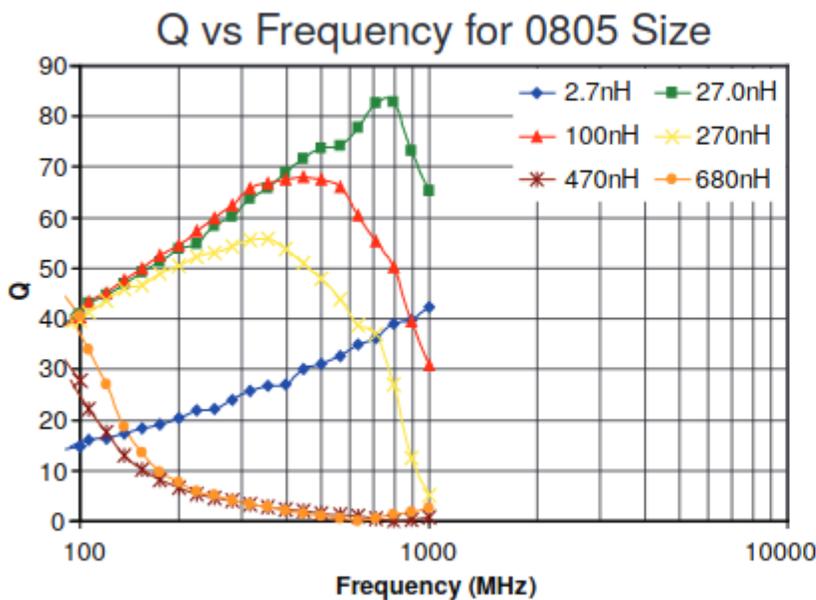


El  $Q_o$  (libre) de un inductor para el modelo paralelo, dada una resistencia de pérdida  $r_p$  se calcula como:

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

### 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)

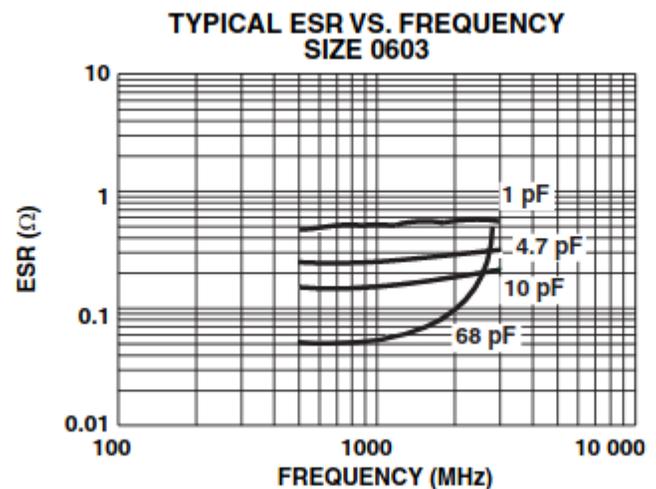
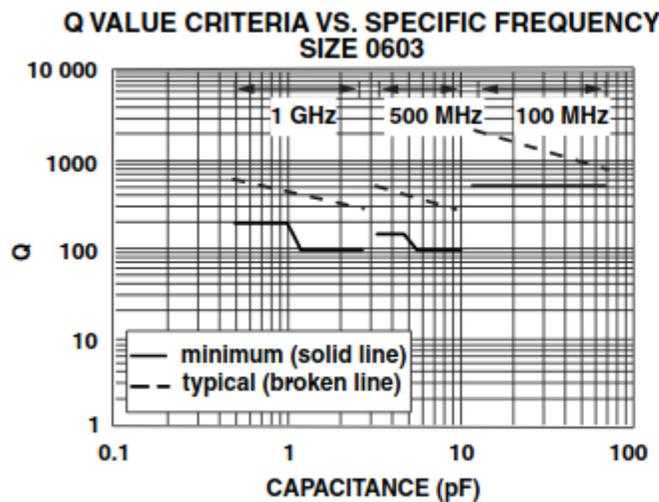
Uno de los parámetros más importantes en la evaluación de un condensador de chip de alta frecuencia es el factor Q, o la resistencia en serie equivalente (ESR) relacionada.

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.

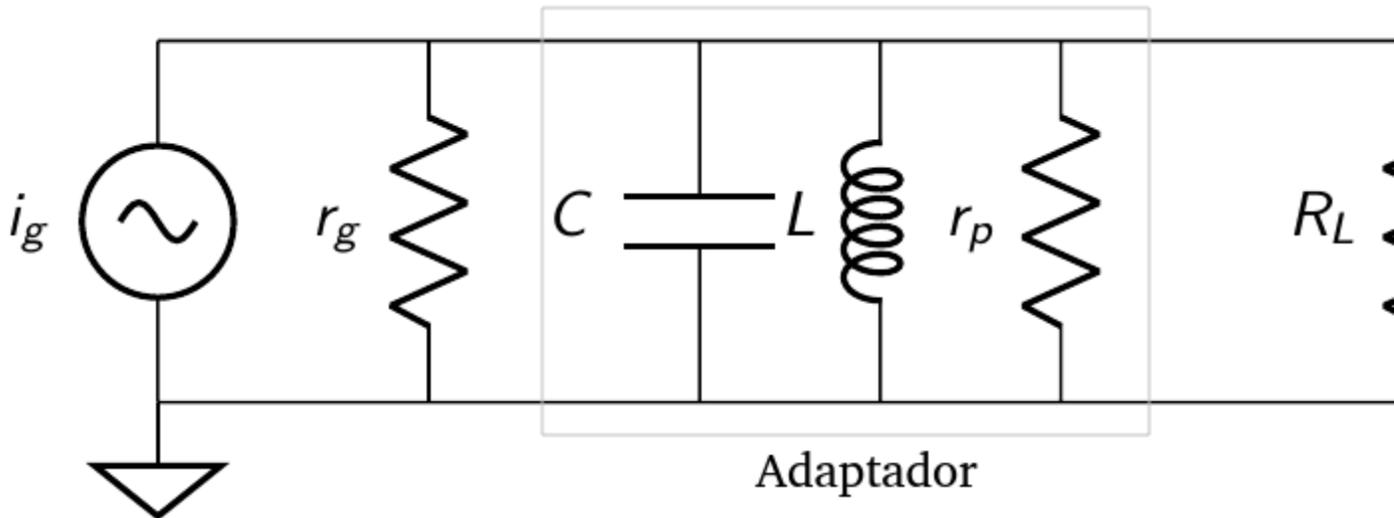
El factor de calidad  $Q$  es un número adimensional que es igual a la reactancia del capacitor dividido por la resistencia parásita del capacitor (ESR). El valor de  $Q$  cambia mucho con la frecuencia, ya que tanto la reactancia como la resistencia cambian con la frecuencia. La reactancia de un condensador 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 esta 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:

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

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

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

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

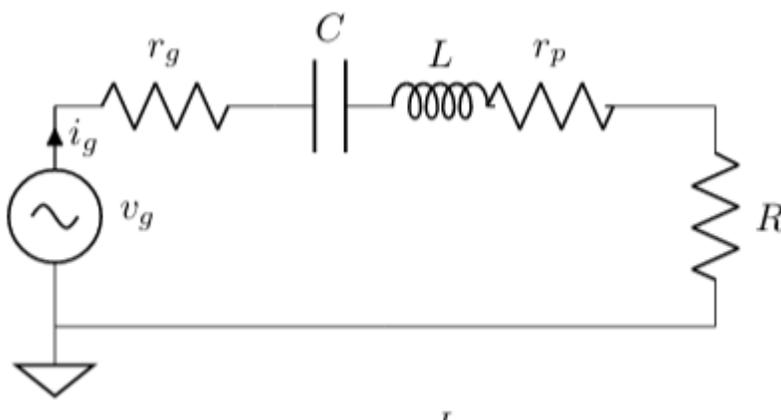
$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_o} + \frac{\omega_o \cdot L}{R_{ext}}$$

[https://www.coilcraft.com/pdfs/Doc945\\_Inductors\\_as\\_RF\\_Chokes.pdf](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](http://www.ee.iitm.ac.in/~ani/2011/ee6240/pdf/AN721_AppNote_Matching.pdf)

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

### 6.1.5 Circuito RLC serie.



En un circuito RLC serie en resonancia,

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

,

**$Q_c$  ( $Q$  cargado) en circuitos RLC serie.**

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

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

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

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

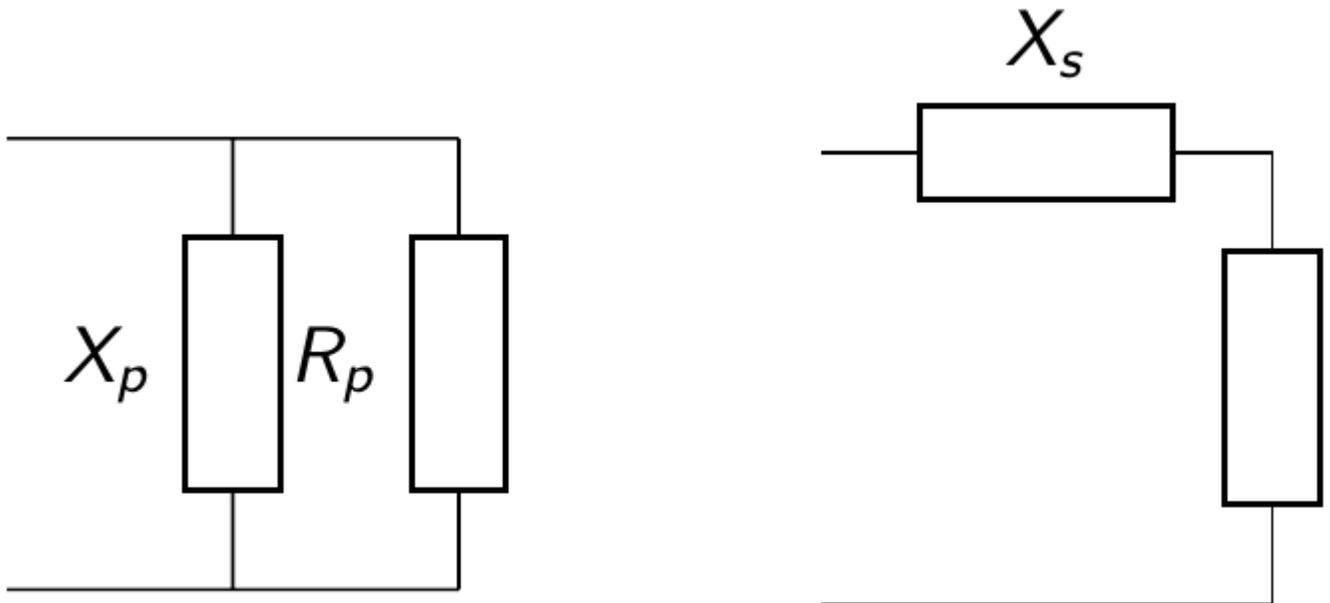
$$\frac{r}{\omega_o \cdot L} = \frac{r_s}{\omega_o \cdot L} + \frac{R_{ext}}{\omega_o \cdot L}$$
$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_o} + \frac{R_{ext}}{\omega_o \cdot L}$$

---

## 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 pérdidas (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 cálculo del  $Q_m$  del circuito serie (recordando que la corriente es el parámetro común para el cálculo 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,

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

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

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

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

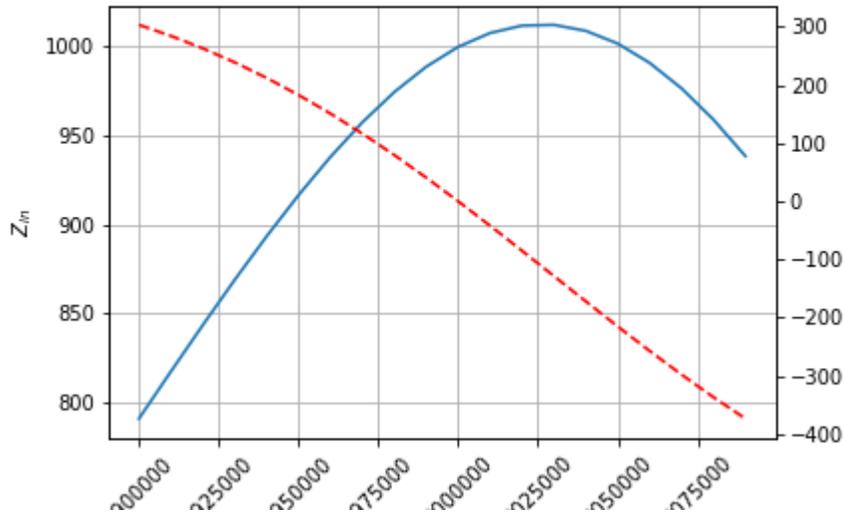
$$X'_L = X_L \left(1 + \frac{1}{Q_m^2}\right)$$

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

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  $C$ .

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

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

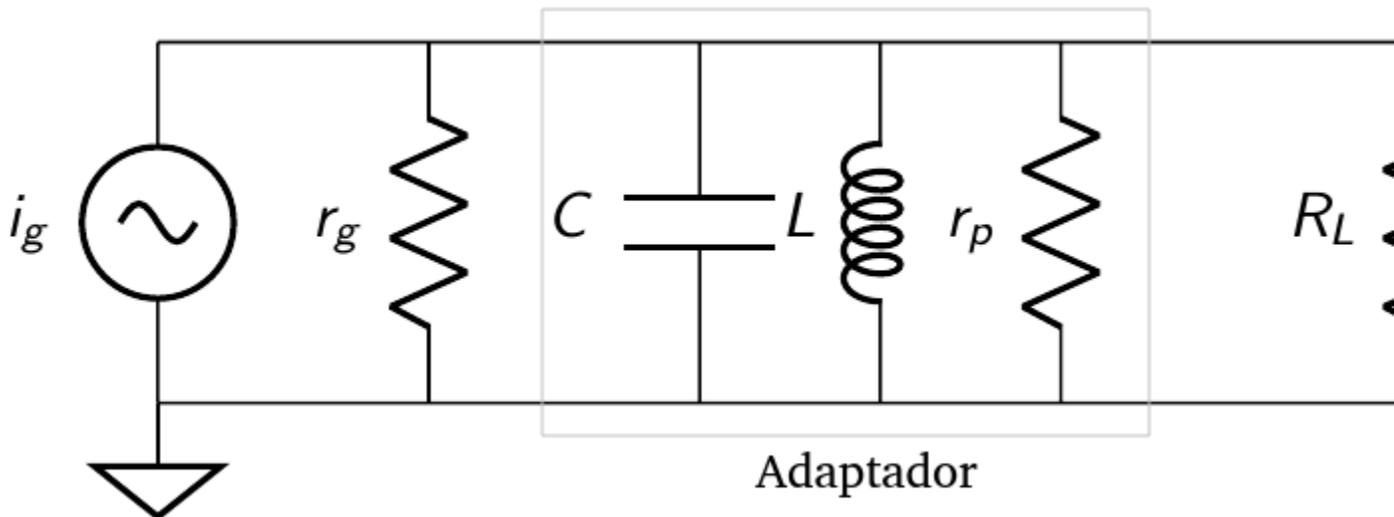


Como vemos en este ejemplo, se logra la adaptación de la resistencia mediante la conversión de serie a paralelo. Dado que se emplean solo dos componentes reactivos, el  $Q_c$  queda impuesto por el circuito y no puede ser modificado sin afectar la adaptación.

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  $\omega_o$ . 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:

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

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

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

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

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

Reemplazando  $r_p$  en la ecuación de la potencia  $P_{R_L}$ :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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 :

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

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

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

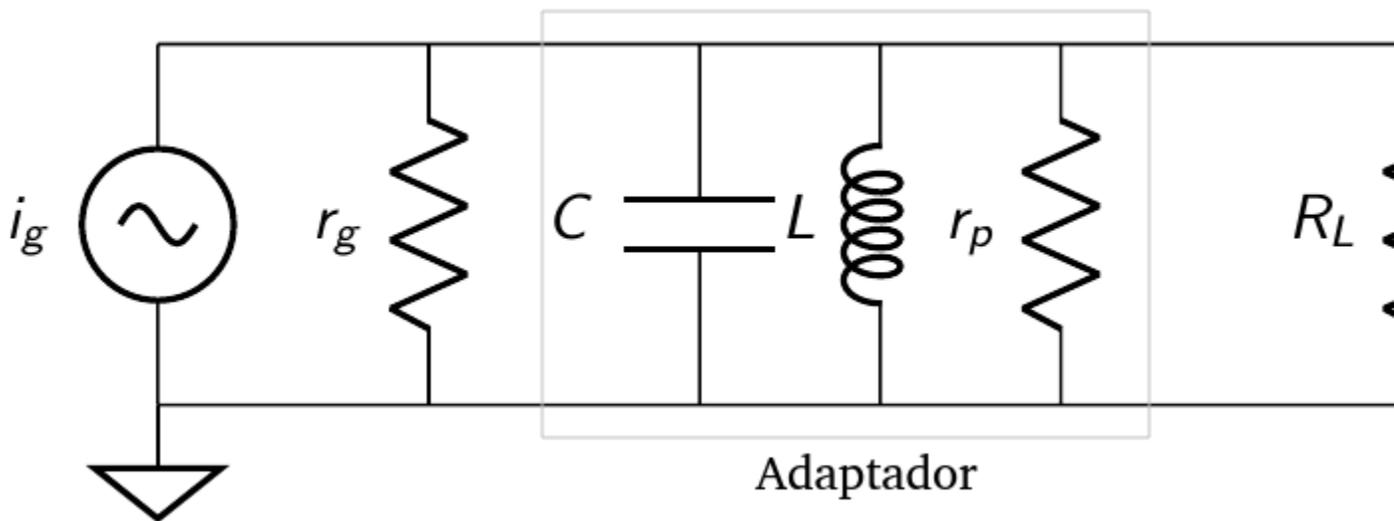
donde  $i_g$  es valor RMS. Si se emplea valores pico:

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

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

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

## 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 máxima 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:

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

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

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

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

$$L = \frac{R_{ext} \left( \frac{1}{Q_c} - \frac{1}{Q_o} \right)}{\omega_o}$$

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

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

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

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

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

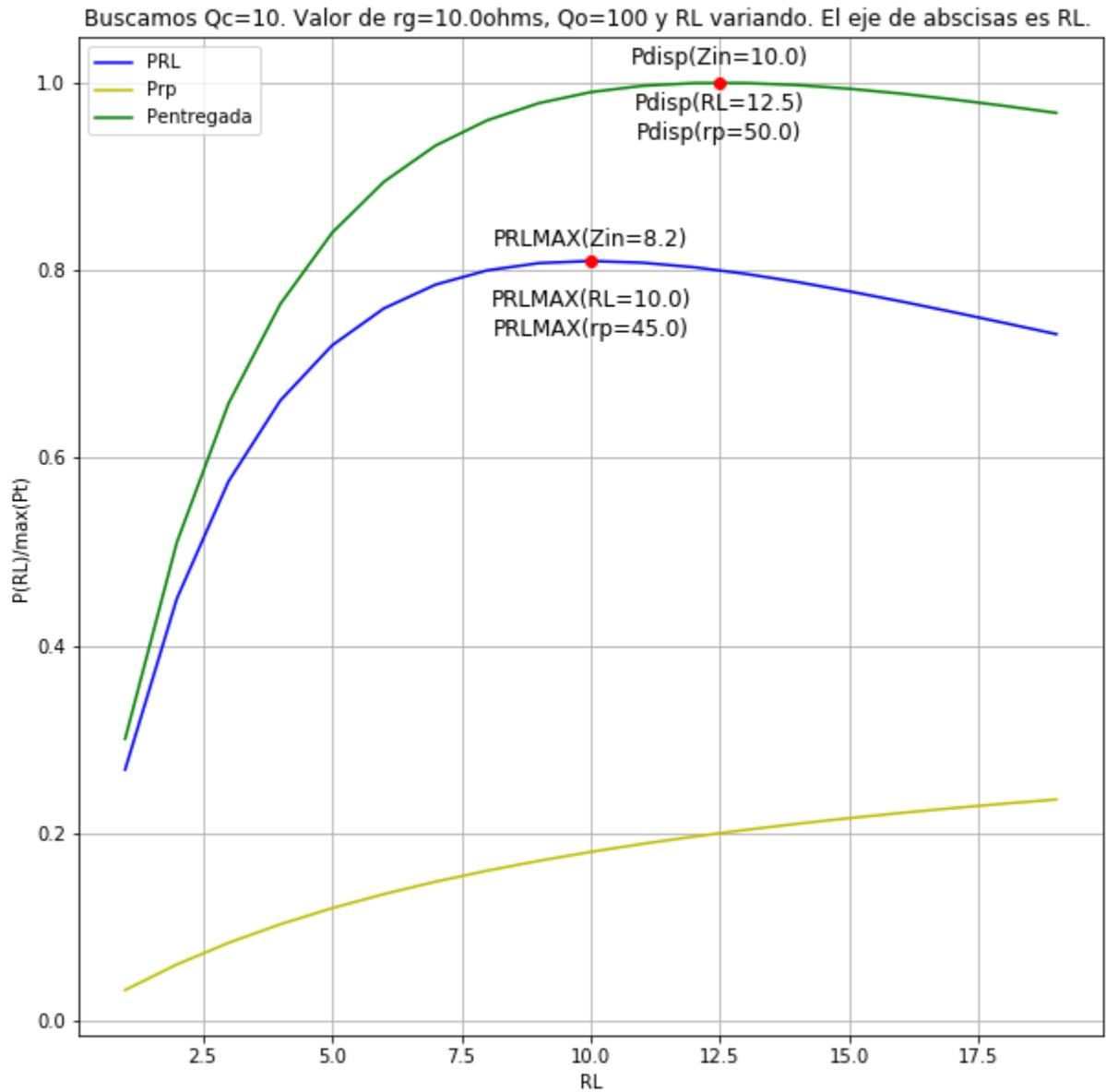
$$C = \frac{1}{L\omega_o^2}$$
$$C = \frac{1}{53nHy(2\pi 1MHz)^2} = 353,67pF$$

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

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

Las pérdidas del adaptador se calcula como:

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

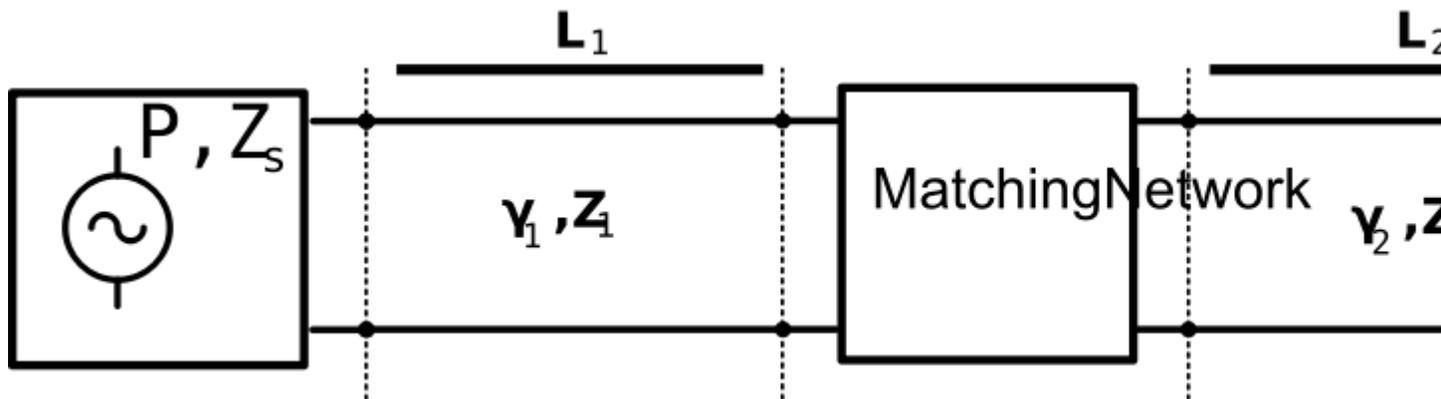


---

 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 un impedancia interna  $Z_g$  suministra energía a una carga pasiva  $Z_L$ , a través de una red de coincidencia de 2 puertos.

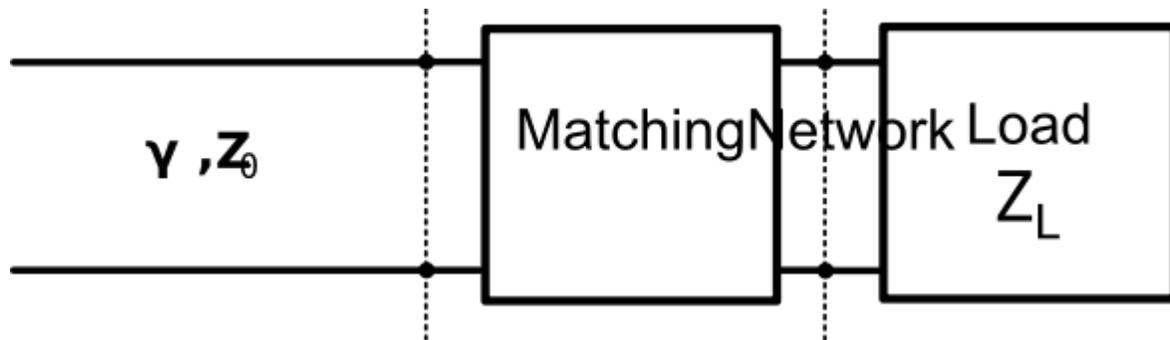
Este problema se denomina comúnmente «el problema de doble coincidencia». La coincidencia de impedancia es importante por las siguientes razones:

- 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.

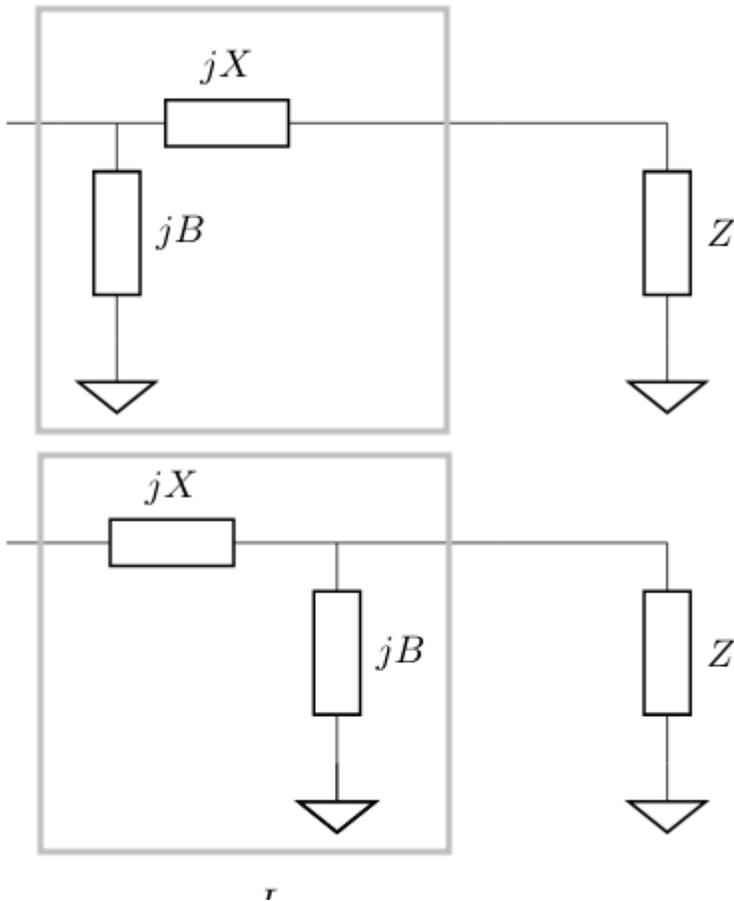
Mientras la impedancia de carga  $Z_L$  tenga una parte positiva real, siempre se puede encontrar una red coincidente. Hay muchas opciones disponibles y los ejemplos a continuación solo describen algunas. Los ejemplos están tomados del libro de D.Pozar «Ingeniería de microondas», cuarta edición. “Microwave 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  $Z_0$ :

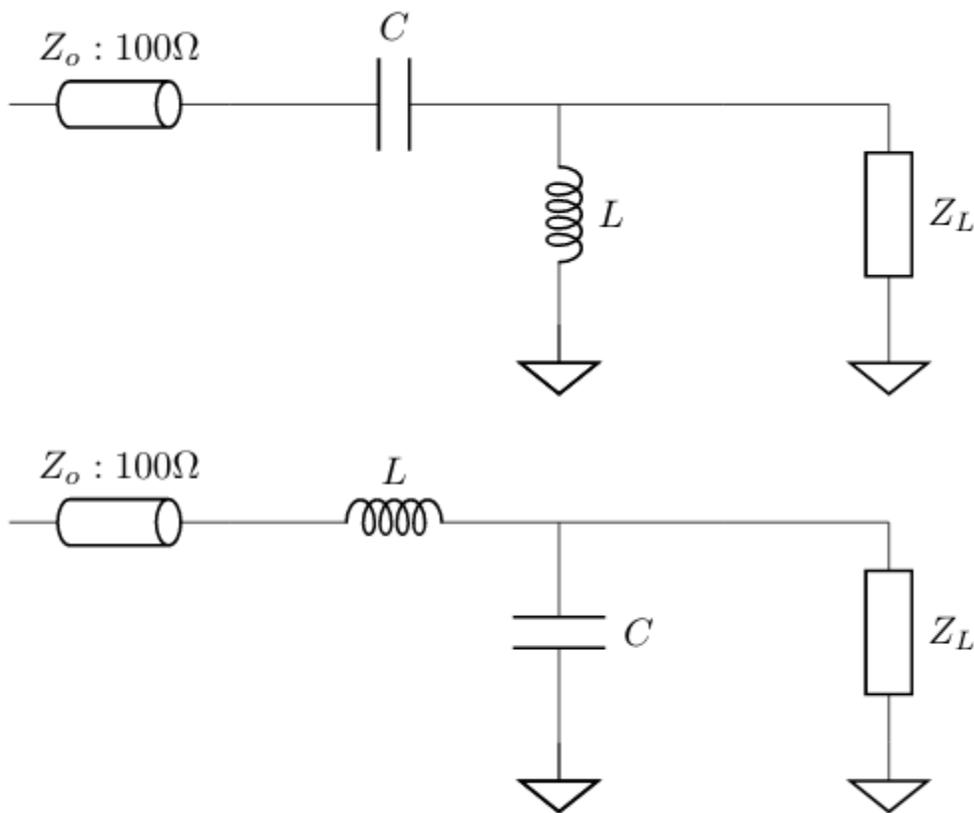


El tipo más simple de red es la red «L», que utiliza dos elementos reactivos para adaptar una impedancia de carga arbitraria. Existen dos configuraciones posibles y se ilustran en las siguientes figuras. En cualquiera de las configuraciones, los elementos reactivos pueden ser inductivos o capacitivos,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

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

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

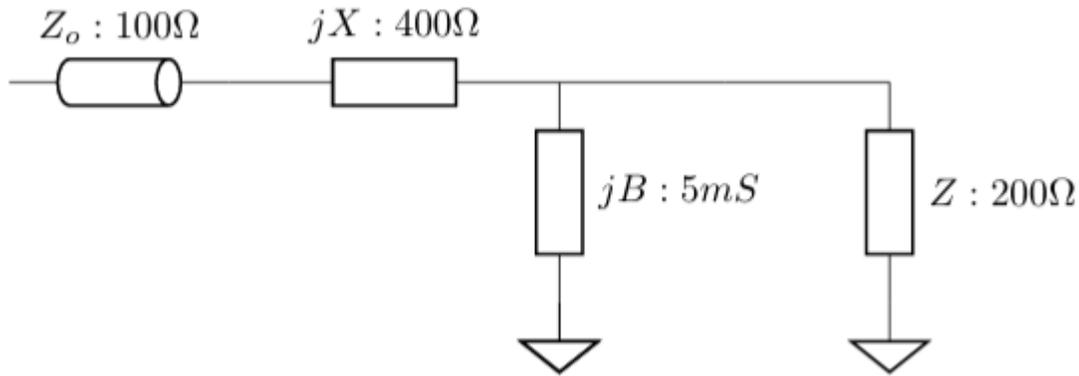
Para conocer el valor de la reactancia  $X_s$ , debemos realizar la conversión paralelo a serie de la susceptancia  $B_p$ .

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

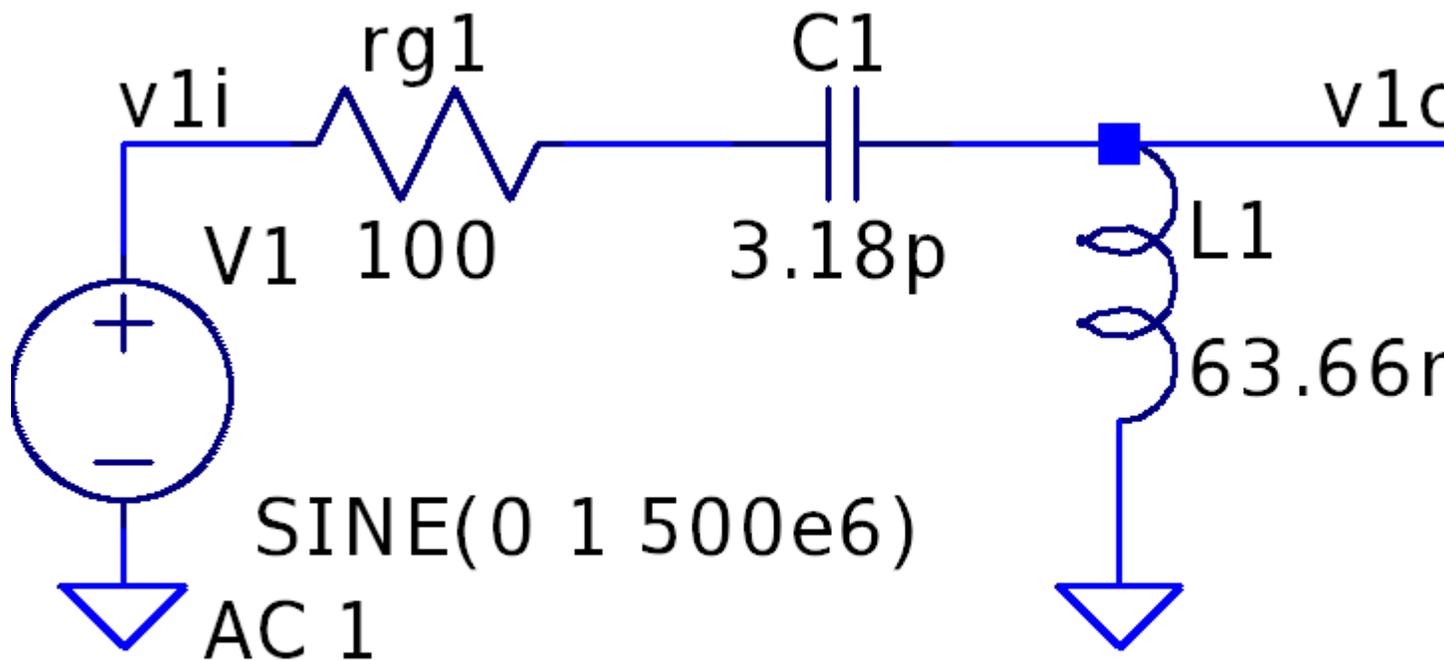
$$B'_p = 5mS(1 + \frac{1}{1^2}) = 10mS$$

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



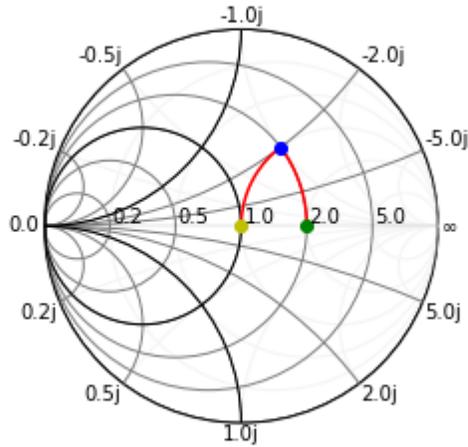
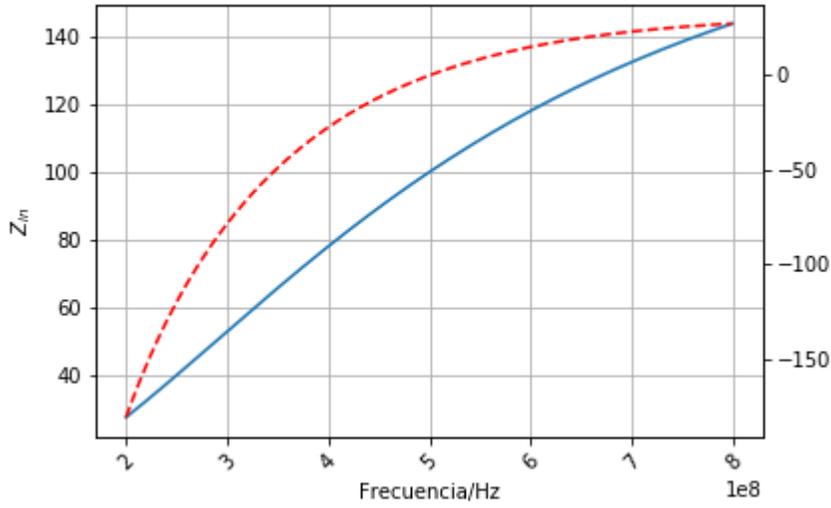
.ac dec 10e6 50e6 5e9

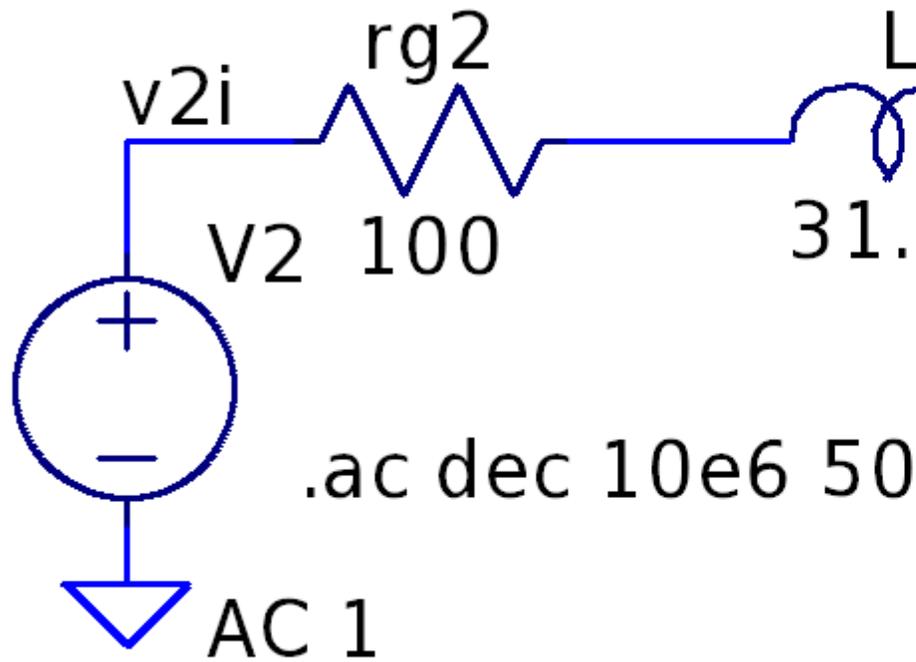
$$B_p = \frac{1}{2\pi f_o L}$$

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

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

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





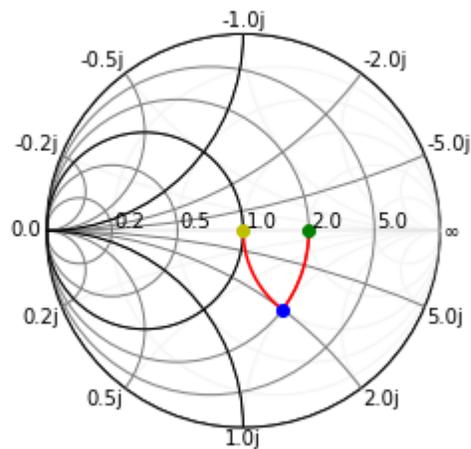
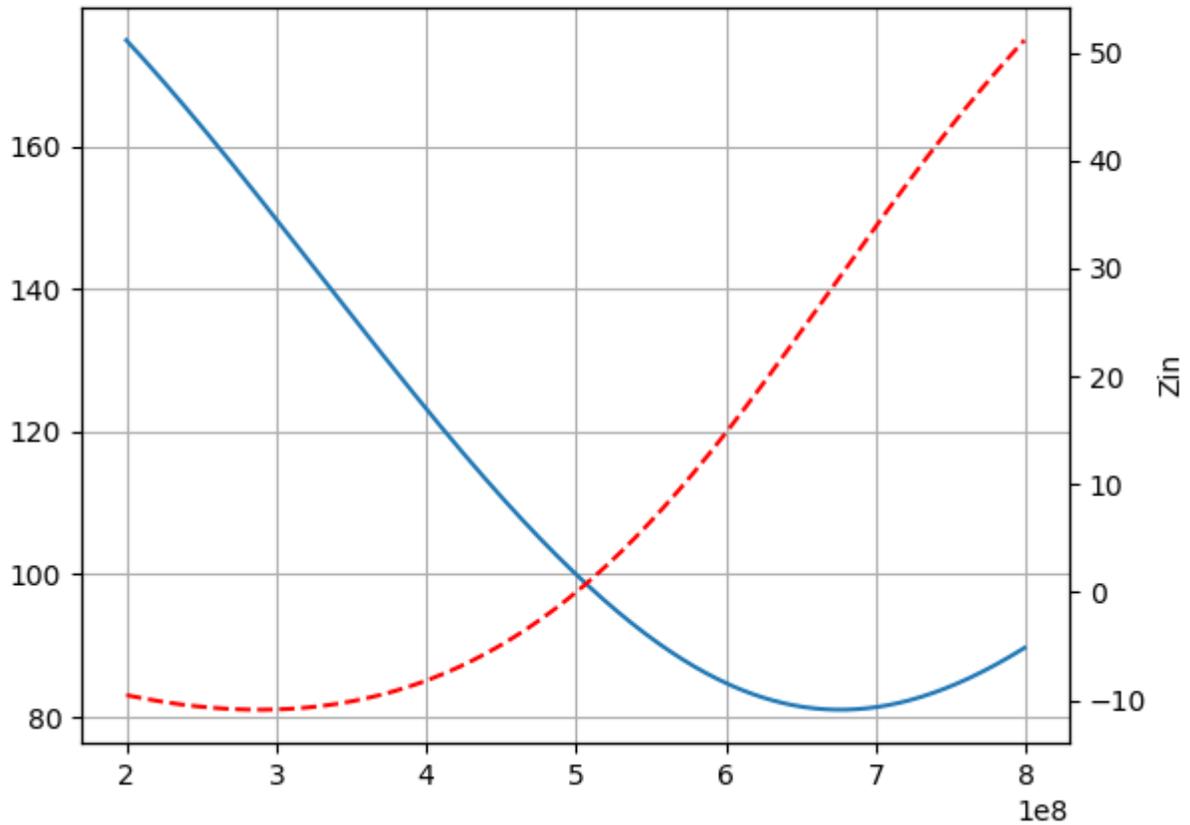
Segunda alternativa: L serie, C derivación

$$B_p = 2\pi f_o C$$

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

$$X_s = 2\pi f_o L$$

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



### Conclusiones

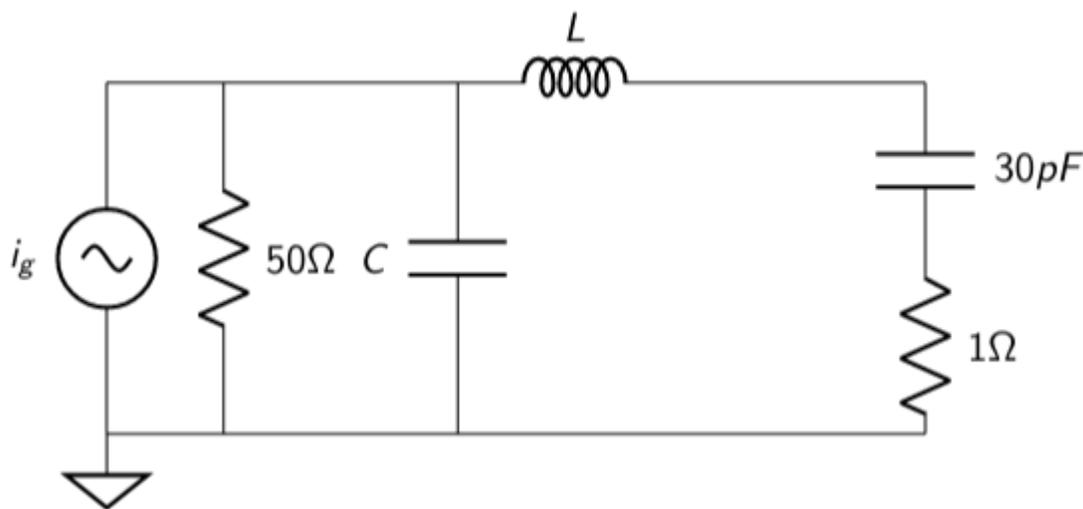
Ambas alternativas cumplen con el objetivo de adaptar la impedancia de carga a la línea. Podemos adaptar a una única frecuencia. Para el caso de máxima transferencia de energía, el  $Q_c$  del circuito queda impuesto.

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.

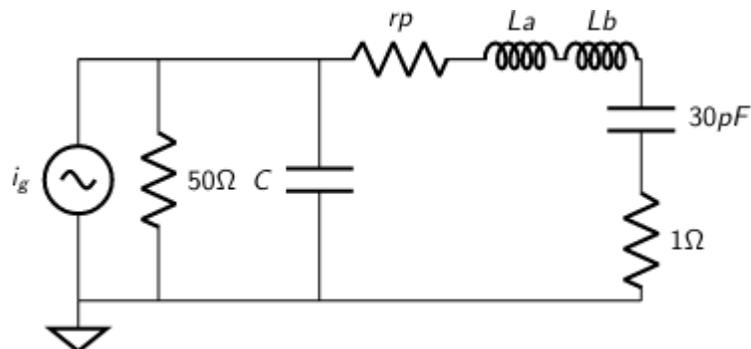
Supóngase querer adaptar una antena látigo de  $3m$  que presenta  $50\Omega$  a aprox.  $27MHz$ , pero que va a usarse a  $3MHz$ , presentando en este caso una impedancia  $Z_{ant} = 0,3\Omega + j\frac{1}{2\pi 3MHz 30nF}$ .



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.

$$X_c = \frac{1}{2\pi 3MHz 30pF} = 2652,5\Omega$$

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

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  $50\Omega$ . 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,

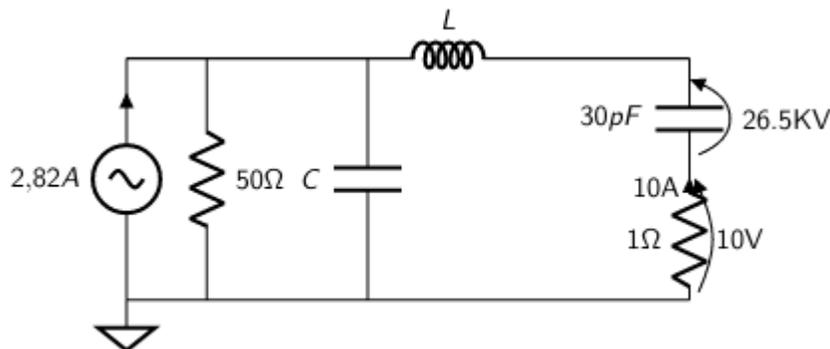
$$C = 11,14nF$$

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

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

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

$$Q_c = 2,33$$



**Calcular la potencia en la carga.**

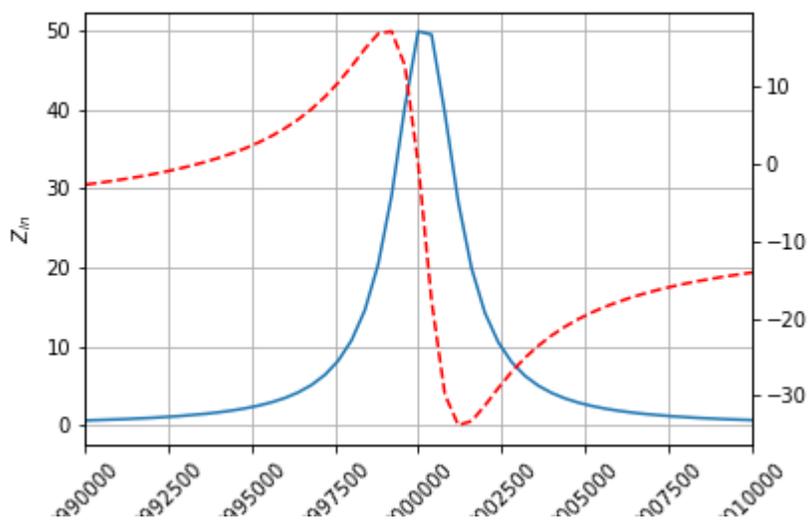
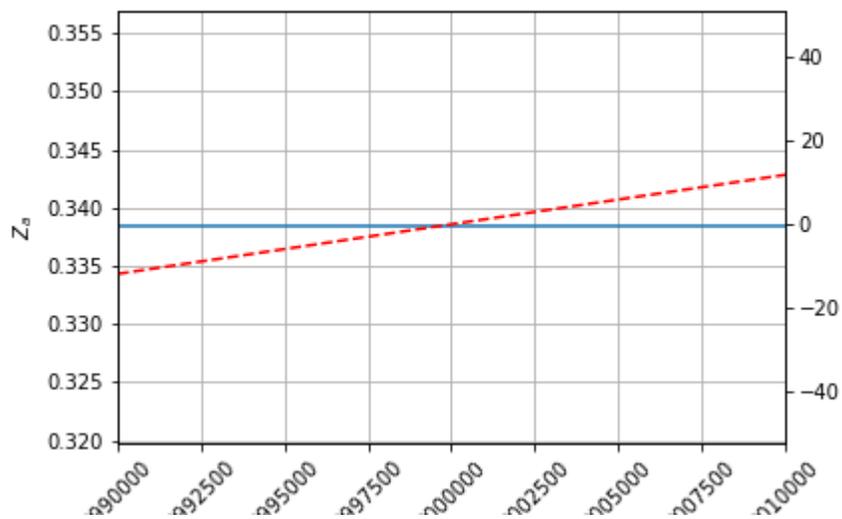
Para el calculo de la potencia, en base a la potencia disponible calculamos la carga.

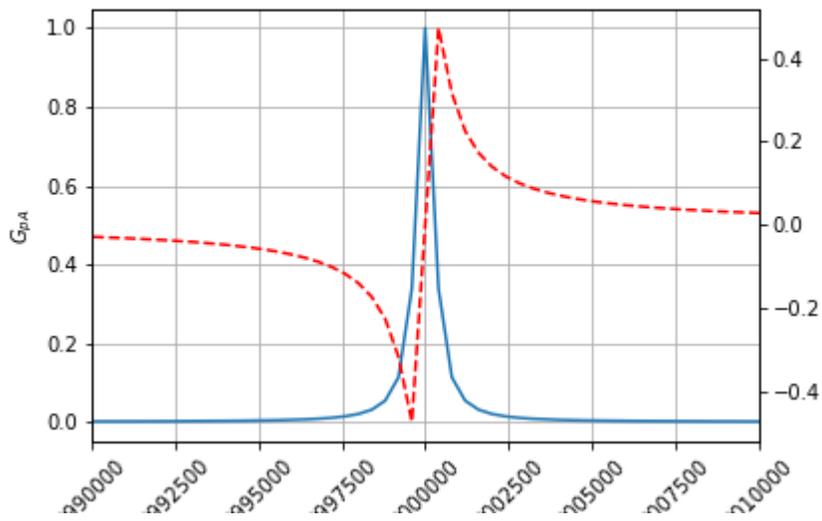
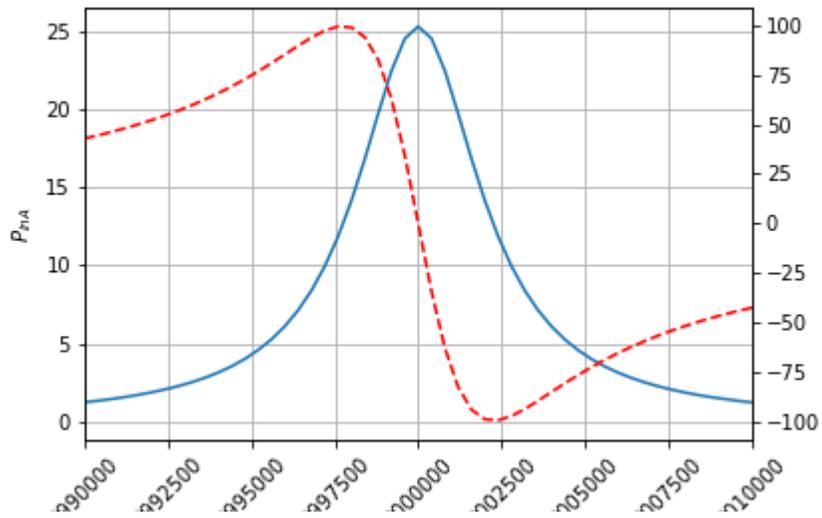
$$P_{disp} = \frac{i_g^2 r_g}{8} = 100W$$

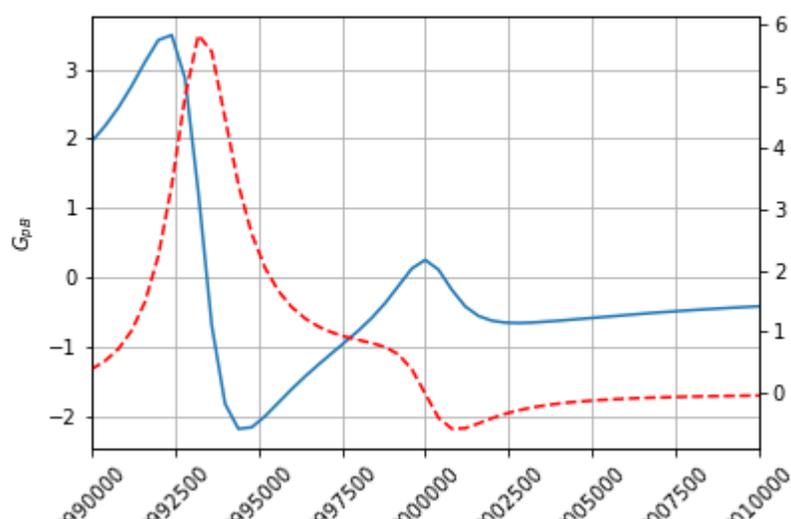
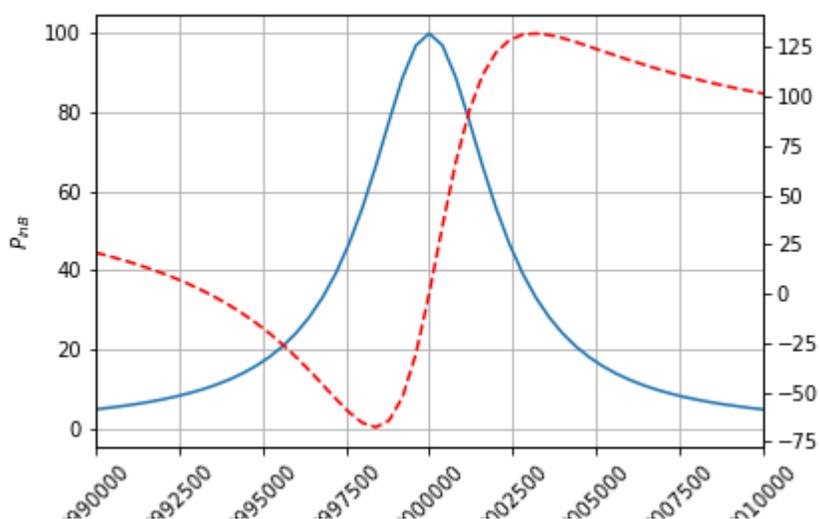
$$i_g = \sqrt{\frac{P_{disp} 8}{r_g}}$$

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

Gráficos







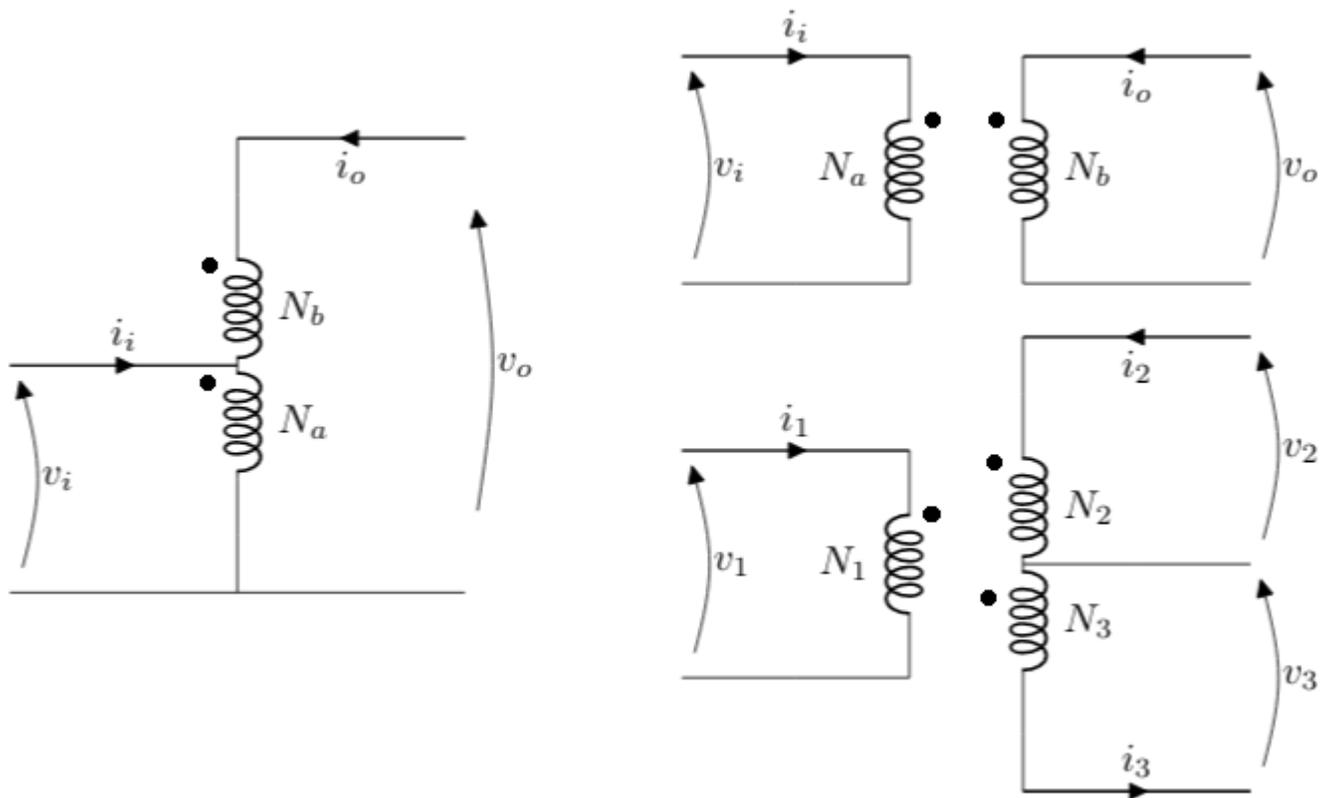
## 9.3 Transformador

### 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 75Ω.



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:

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

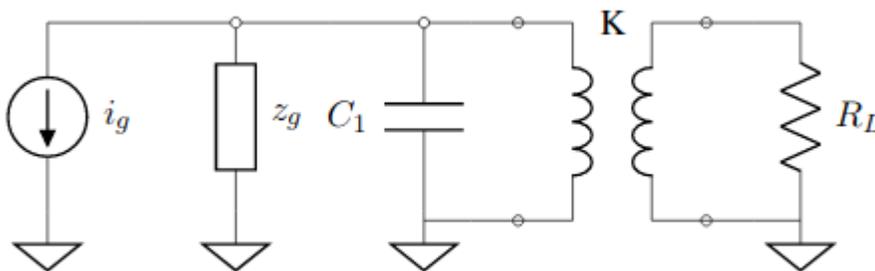
Las impedancias de entrada y de salida:

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

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  $10\text{MHz}$  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 ( $100\Omega$ ) y  $R_L$  ( $10\Omega$ ).

La resistencia total que carga al circuito sintonizado LC es de  $50\Omega$  (formada por los  $100\Omega$  de la fuente en paralelo con los  $100\Omega$  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:

$$\begin{aligned}\frac{1}{Q_c} &= \frac{1}{Q_o} + \frac{\omega_o \cdot L_p}{R_{ext}} \\ \frac{1}{L_p} &= \frac{\omega_o \cdot Q_c}{R_{ext}} \\ R_{ext} &= 50\Omega \\ L_p &= \frac{50\Omega}{10 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 10\text{MHz})} = 79,58\text{nHy}\end{aligned}$$

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 valida para  $K=1$ ).

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

Para el calcular el valor de capacidad del capacitor.

$$\begin{aligned}\omega_o^2 &= \frac{1}{L \cdot C} \\ C &= \frac{1}{L \cdot (\omega_o^2)} = 3,183\text{nF}\end{aligned}$$

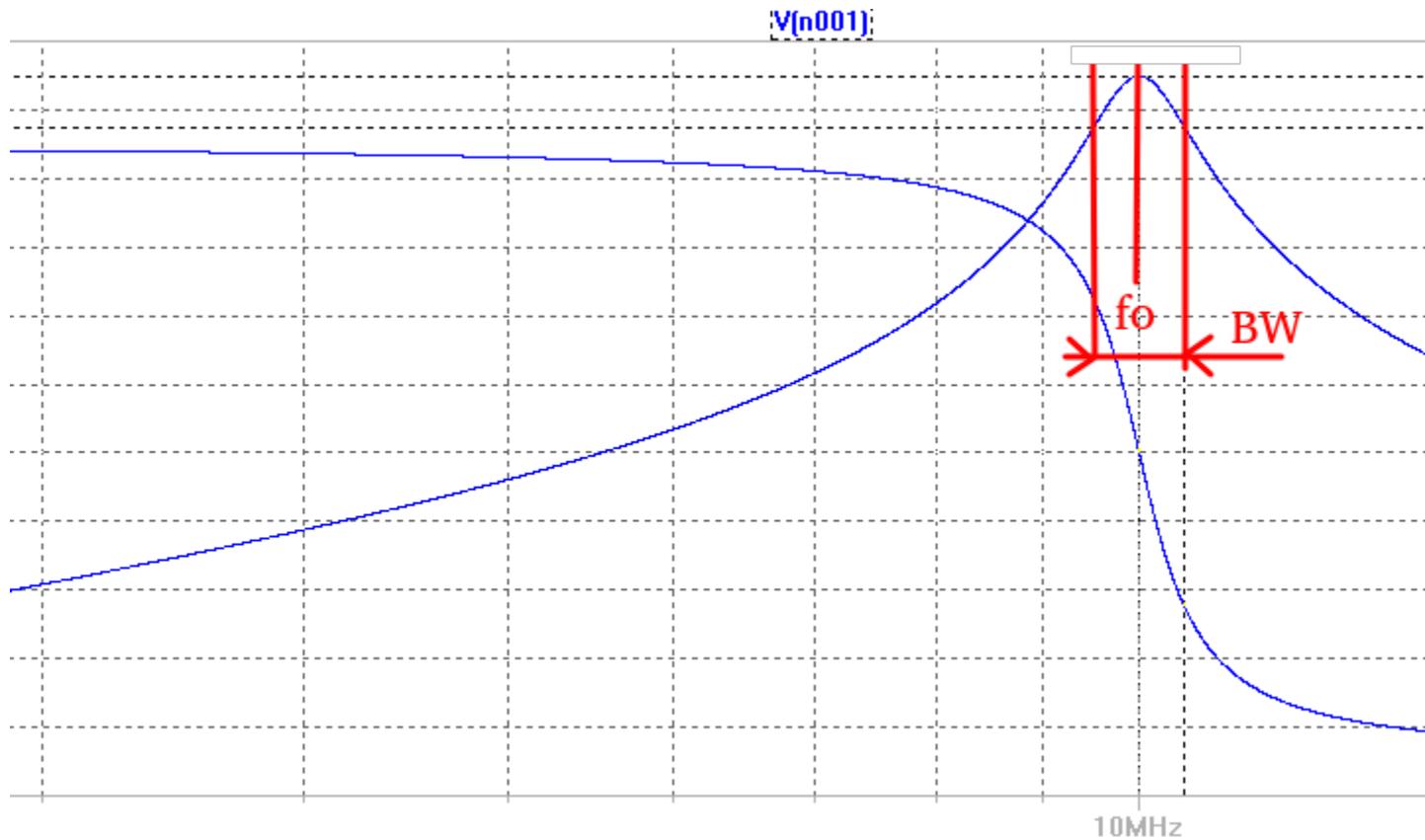
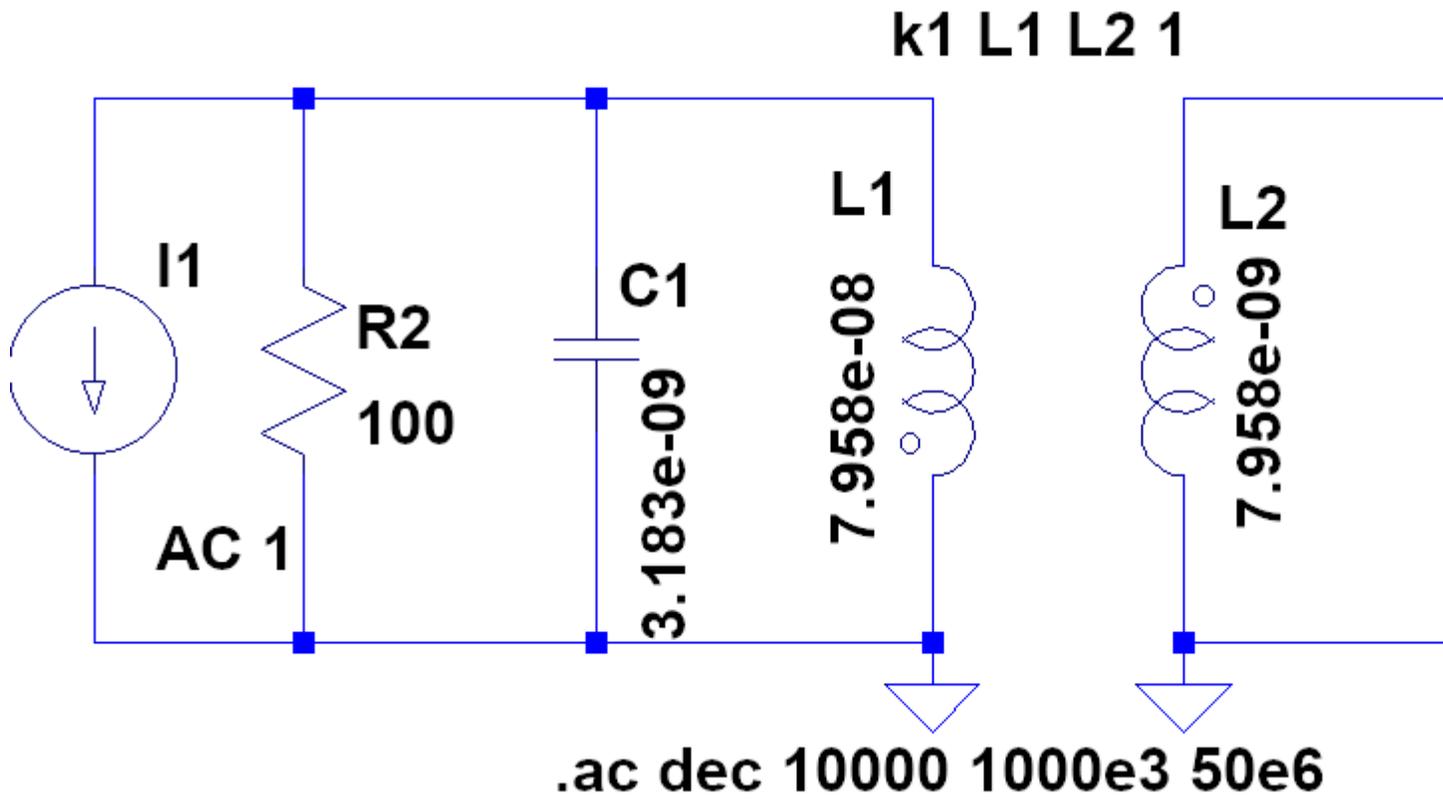
### Simulando con LTSpice

A continuación la simulación del circuito calculado y la respuesta.

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

Por lo tanto,

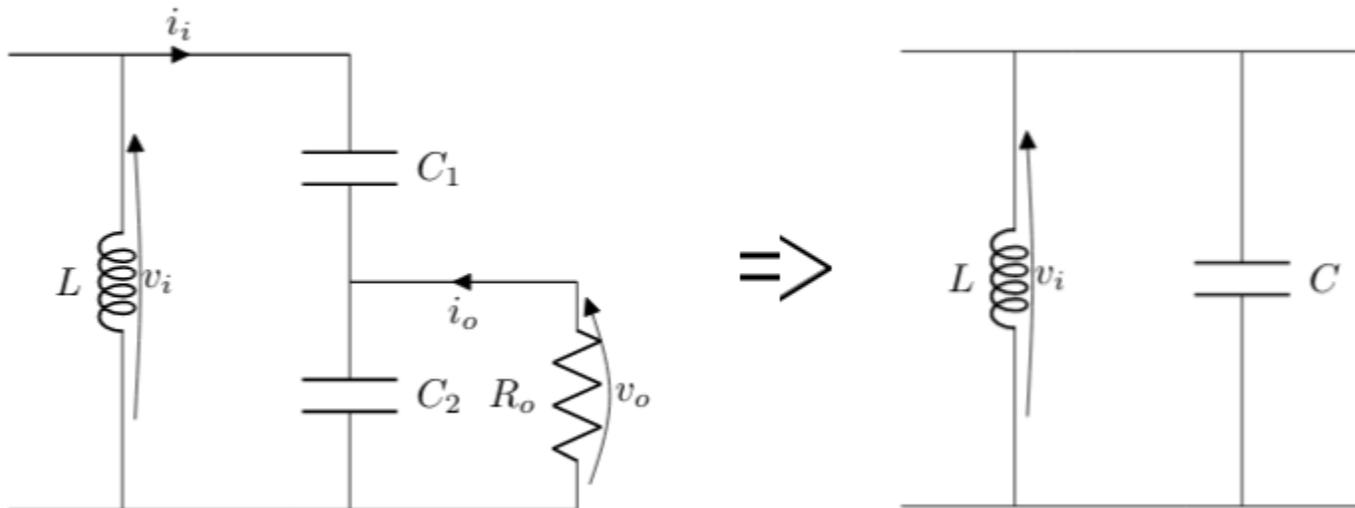
$$Q_c = \frac{f_o}{BW} = \frac{10\text{MHz}}{1\text{MHz}} = 10$$



[https://www.coilmaster.com.tw/comm/upfile/p\\_160818\\_07196.pdf](https://www.coilmaster.com.tw/comm/upfile/p_160818_07196.pdf)

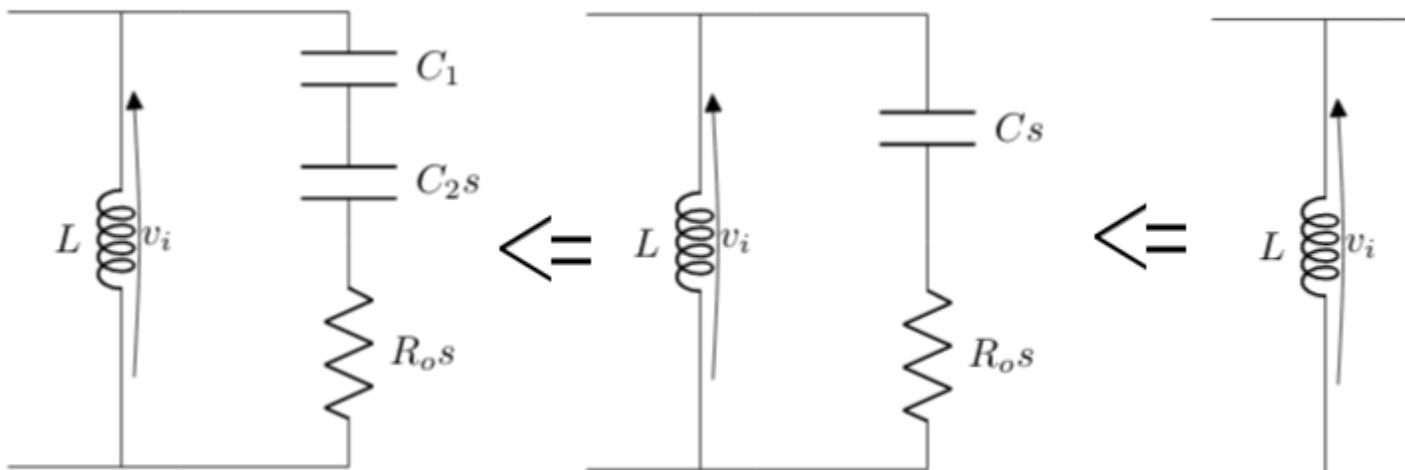
## 9.4 Divisor capacitivo

Dado el circuito de la figura, realizaremos el análisis 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  $R_{os}$  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  $Q_{m1}$ , calculamo  $C_2$

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

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

Entonces, planteadno 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  $C_s$

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

Despejando  $C_1$ :

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

**Por lo tanto:**

Los datos son  $C$ ,  $R$  y  $R_o$ .

Buscamos los valores de  $C_1$  y  $C_2$ .

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

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

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

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

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

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

### 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  $Q_{m1}$ :

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

$$C_2 \sim \frac{Q_{m2}}{NR_o \omega}$$

$$C_2 \sim \frac{R \omega C}{NR_L \omega}$$

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

$$C_2 \sim NC$$

Calculo de  $C_1$

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

$$C_2 s \sim C_2$$

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

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

### 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  $Q_{m1}$ :

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

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

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

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

### 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 un 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  $L$ :

$$\omega_o = 2\pi f_o$$

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

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

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

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

$$XC = XL$$

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

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

### 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  $Q_{m1}$ :

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

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

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

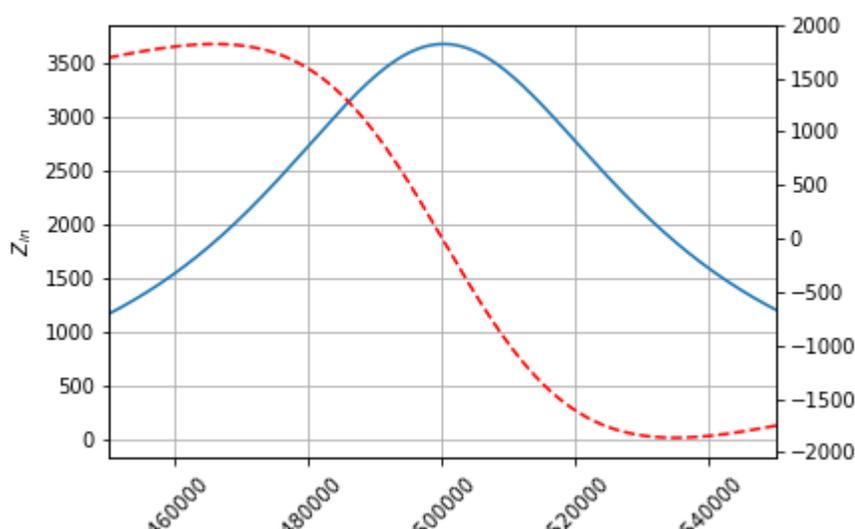
$$C_2s = 5,76 \times 10^{-9} F$$

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

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

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

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



### 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, podíamos calcular el  $Q_c$  del circuito como:

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

$$Q_c = 53,50$$

Entonces, para el cálculo de  $L$ :

$$\omega_o = 2\pi f_o$$

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

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

$$L = \frac{XL}{\omega_0}$$

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

$$XC = XL$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 XL}$$

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

**Diseño del divisor capacitivo**

$$N = \sqrt{\frac{R}{R_0}}$$

$$N = 3,16$$

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

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

Si  $Q_{m2} > 10$

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

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

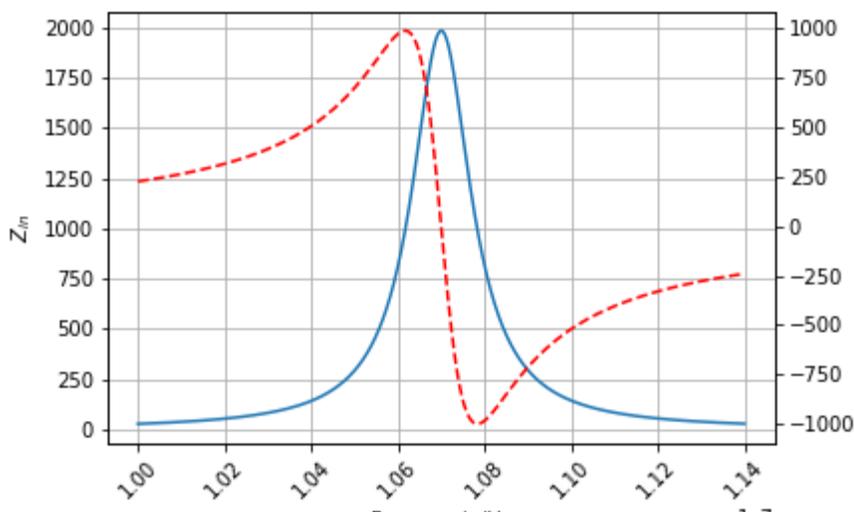
Si  $Q_{m1} > 10$

$$C_2 \sim NC$$

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

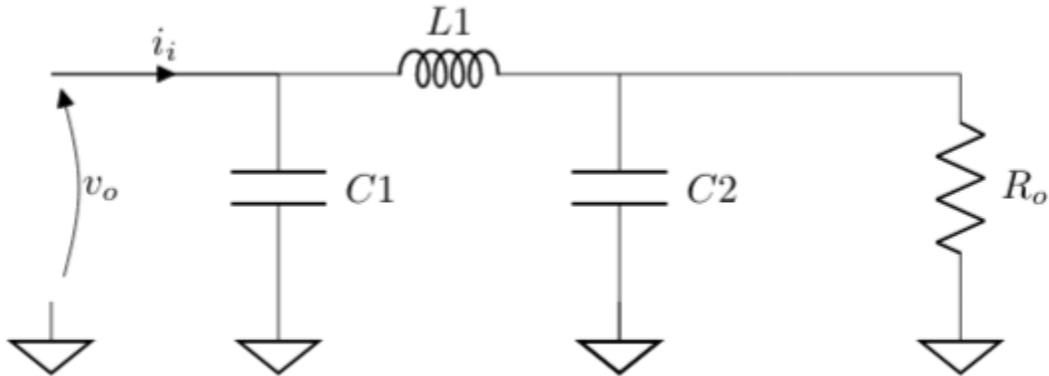
$$C_1 = \frac{NC}{N-1}$$

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

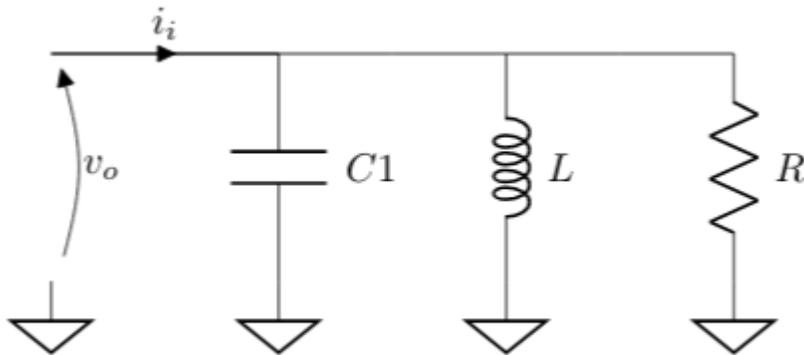


## 9.5 Filtro PI

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  $Q_c$ .

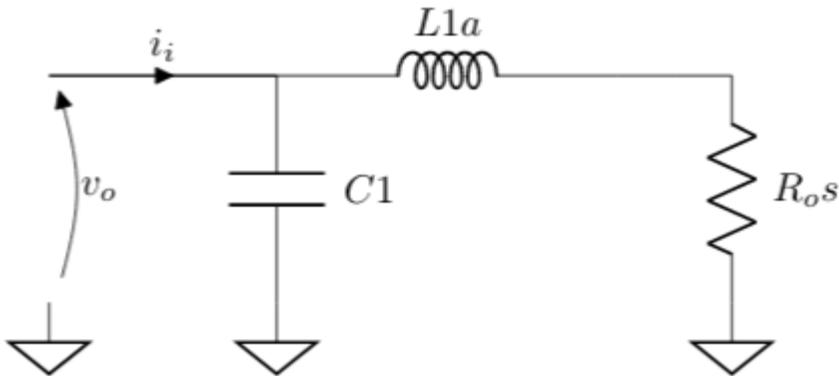


Empezando por este último y suponiendo que el inductor tiene un factor de merito de  $Q_o$ .

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

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  $L$ .



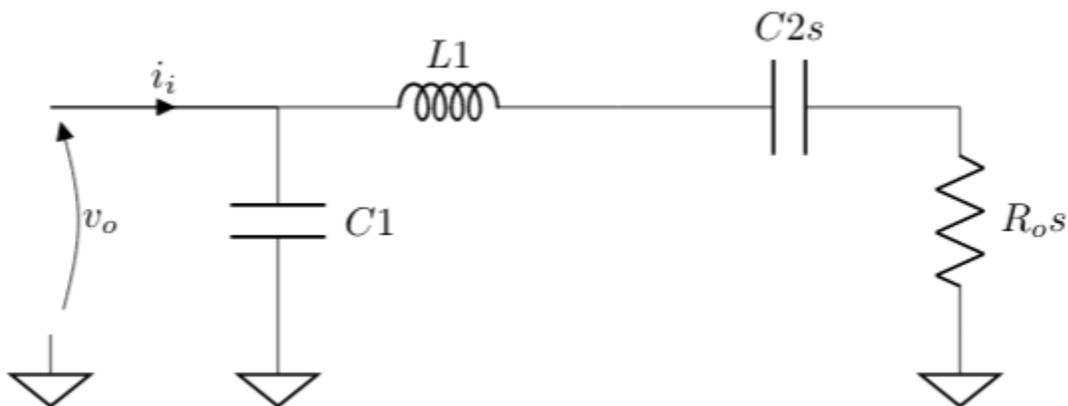
Dado  $L$ , podemos calcular el  $Q_{m2}$ , para la conversión paralelo a serie de  $R$  y  $L$ .

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

Obteniendo de esta manera  $L_{1a}$  y  $R_{0s}$ .

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

$$R_{0s} = \frac{R}{\left(1 + Q_{m2}^2\right)}$$



De igual manera, desde la salida

Del circuito  $R_o$  y  $C_2$  paralelo:

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

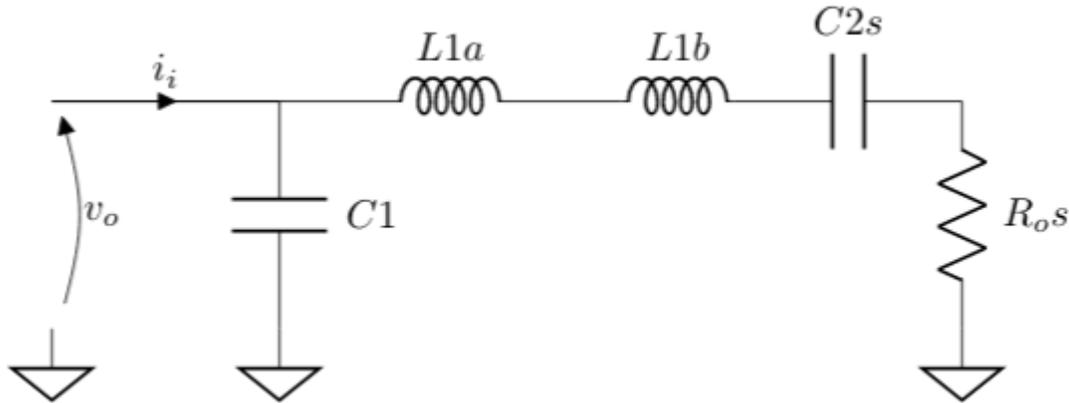
La conversión de paralelo a serie, que debe coincidir con el valor de conversión encontrado  $R_{0s}$ .

$$R_{0s} = \frac{R_o}{\left(1 + Q_{m1}^2\right)}$$

Despejando  $Q_{m1}$

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

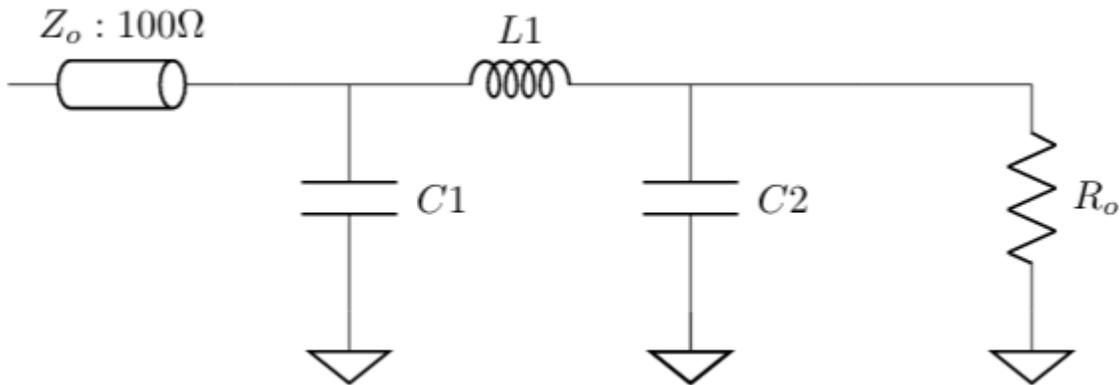
$$C_{2s} = C_2 \left(1 + \frac{1}{Q_{m1}^2}\right)$$



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

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  $Q_o$ .

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

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

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

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

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

$$XC1 = XL$$

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

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

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

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

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

$$L_{1a} = 5,96 \times 10^{-9} \text{Hy}$$

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

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

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

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

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

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

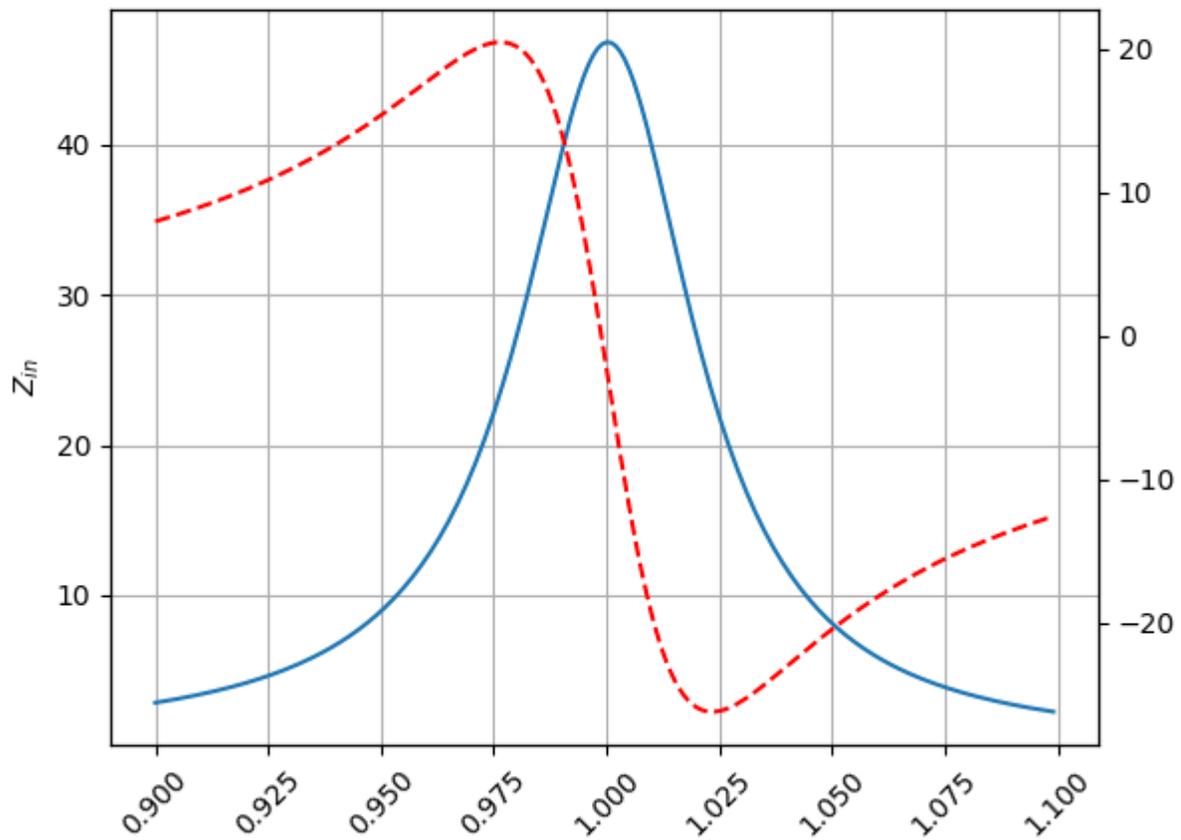
$$C_{2s} = C_2 \left(1 + \frac{1}{Q_{m1}^2}\right)$$

$$L_{1b} = \frac{1}{(C_{2s} \omega_o^2)}$$

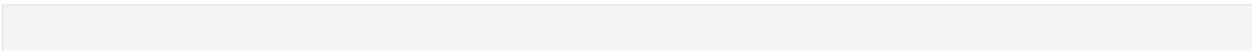
$$L_{1b} = 4,21 \times 10^{-9} \text{Hy}$$

$$L_1 = L_{1a} + L_{1b}$$

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



[ ]:





---

## Amplificador generico

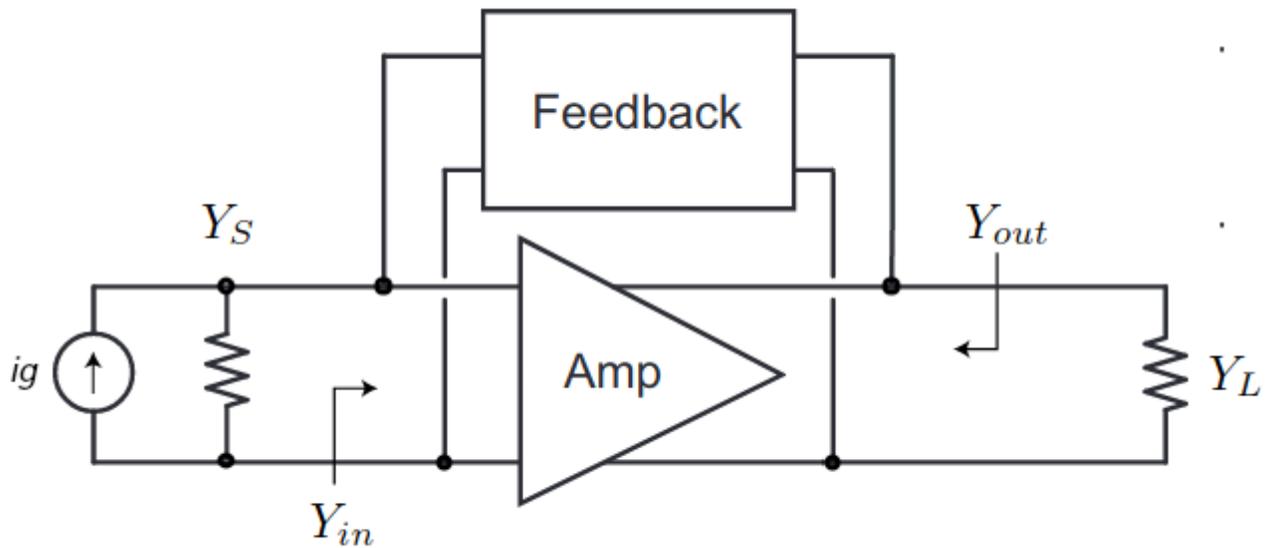
---

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.

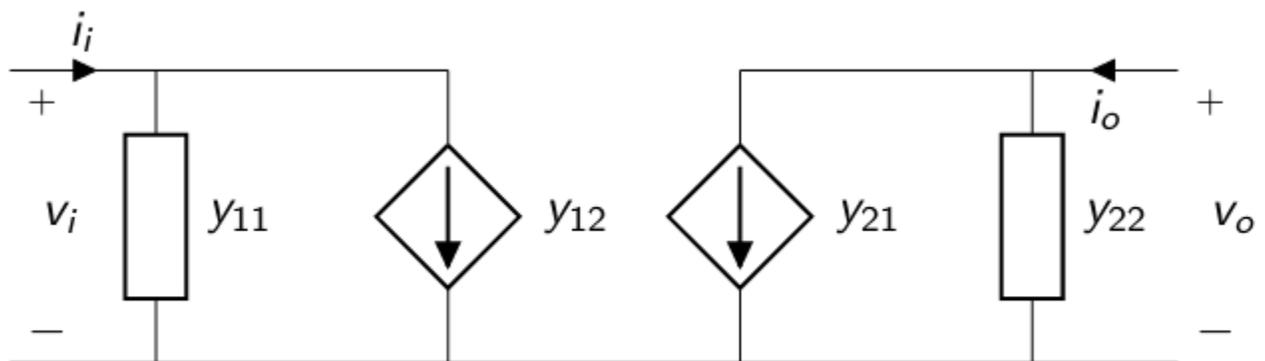
Considere un amplificador genérico de dos puertos que se muestra en la figura. Los circuitos de dos puertos lineales e invariante en el tiempo se puede describir usando cualquier conjunto de parámetros de dos puertos, incluidos los parámetros de admitancia  $Y$ , parámetros de impedancia  $Z$ , parámetros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

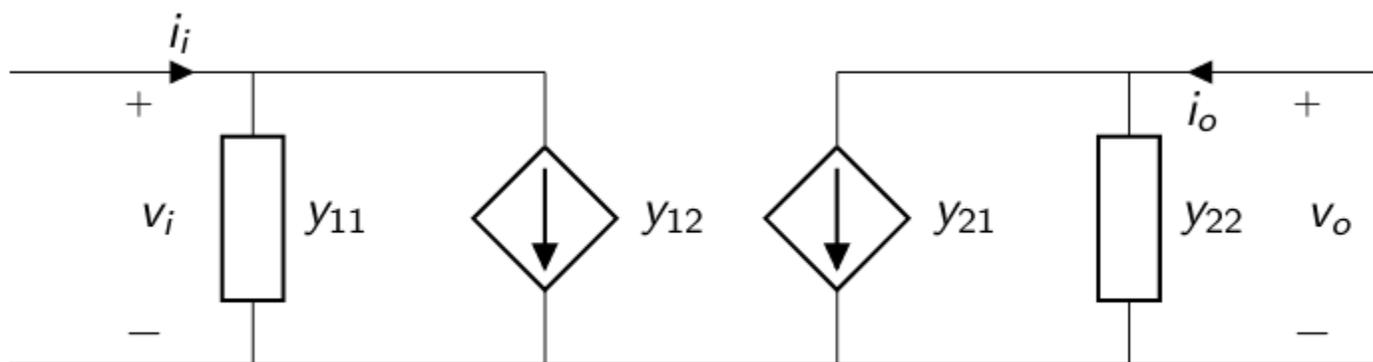


Las ecuaciones del cuadripolo en función de los parámetros de admitancia y tensiones del circuito:

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

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

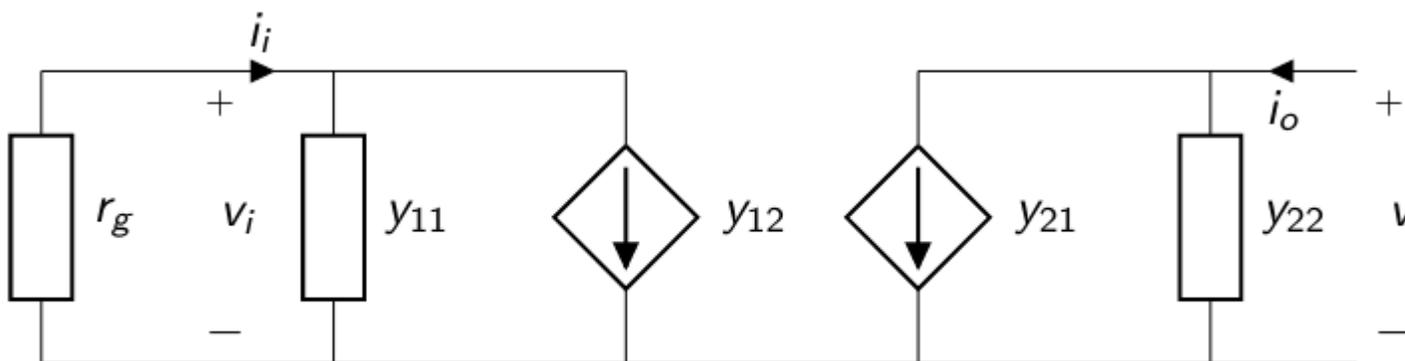
### 10.2.1 Admintacia de entrada



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 Admintacia de salida

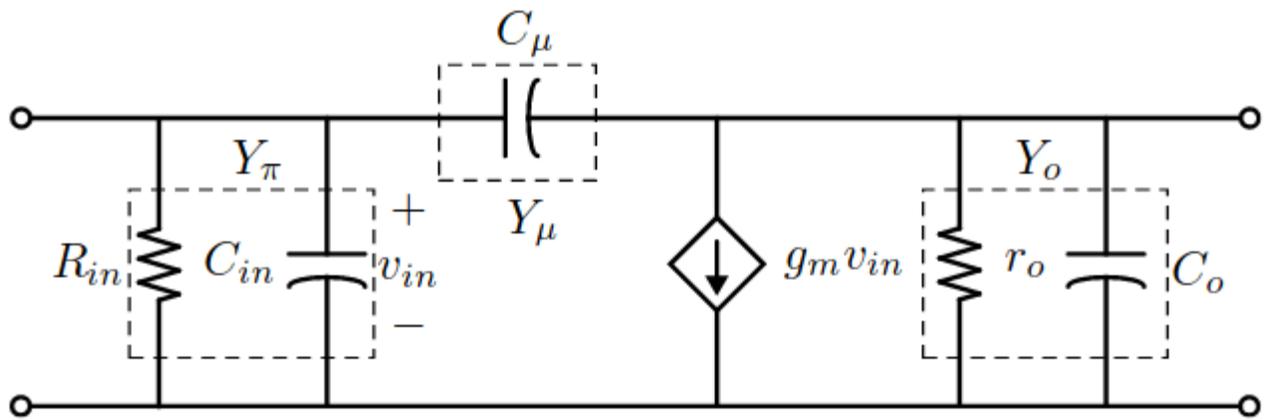


Del circuito, se puede calcular la admitancia de entrada dada una admitancia de salida  $y_L$ :

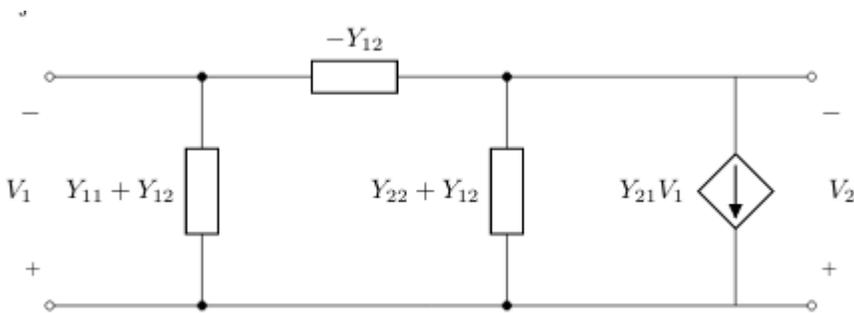
$$y_{out} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + y_g}$$

### 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.



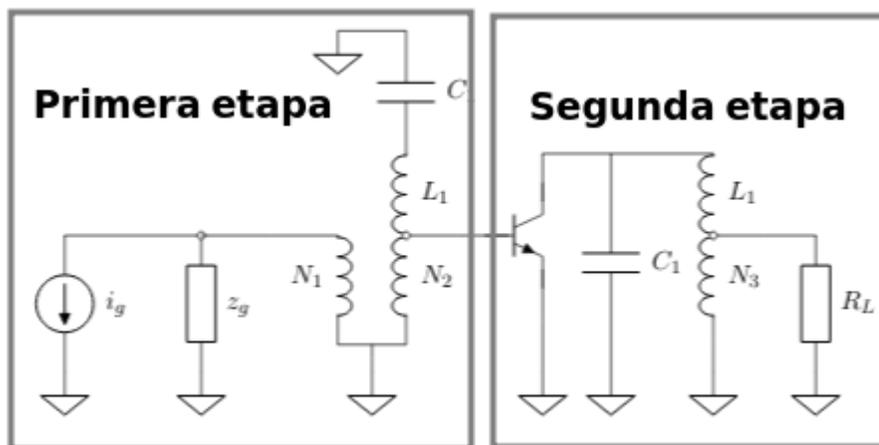
El modelo híbrido-pi puede relacionarse con los parámetros admitancia.



## 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.



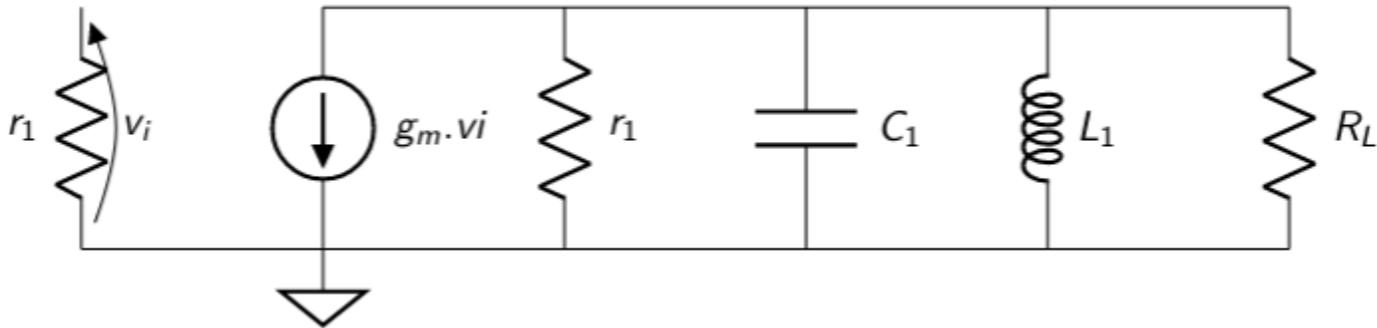
La figura muestra un amplificador realizado con un transistor NPN y etapas de sintonía. Cada una de estas etapas corresponde a un simple sintonizado.

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 transferencia 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  $\omega$  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

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

### 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

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

Para una atenuación dada:

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

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

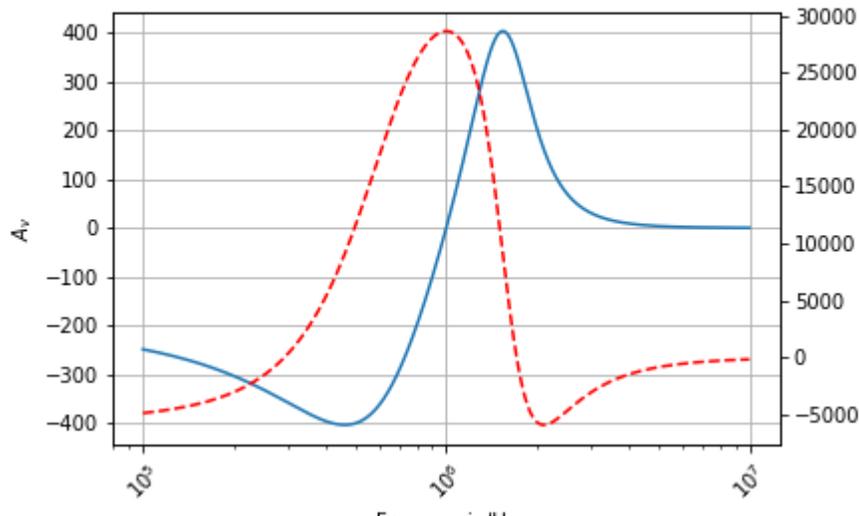
$$\omega_1 \omega_2 = \omega_o^2$$

Simetría geométrica.

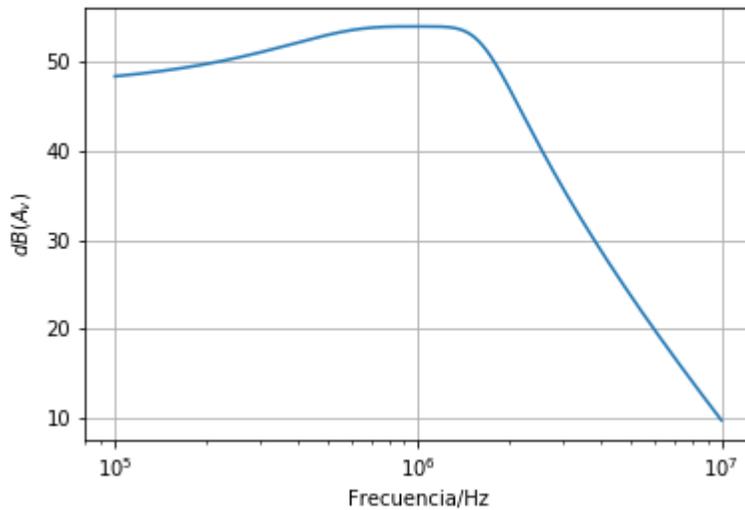
### 11.3 Ejemplo 1

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 transferencia 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  $-\omega_o^2$ :

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

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

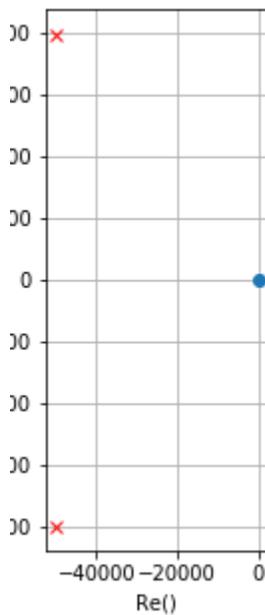
Si  $Q > 2$ , podemos aproximar los polos a:

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

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

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:

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

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

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

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

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

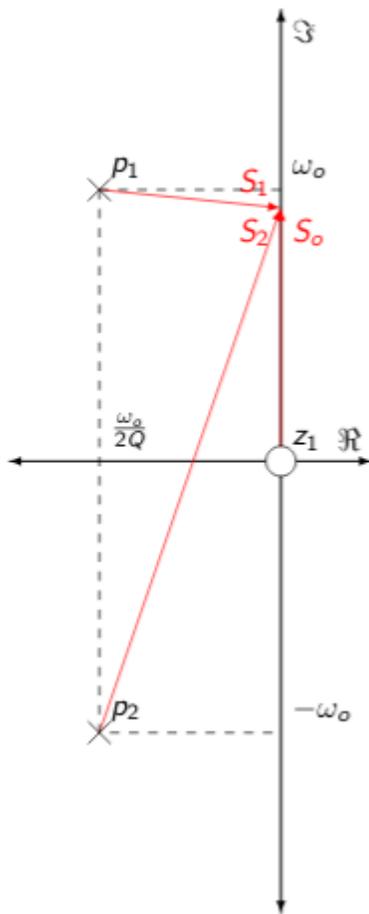
$$BW = \omega_{c_s} - \omega_{c_i} = \frac{\omega_o}{Q}$$

## 11.6 Aproximación de banda angosta

Partiendo de la respuesta en frecuencia del sistema.

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

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



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  $S_1$

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

Reemplazando en la ecuación de la transferencia

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

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

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

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

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

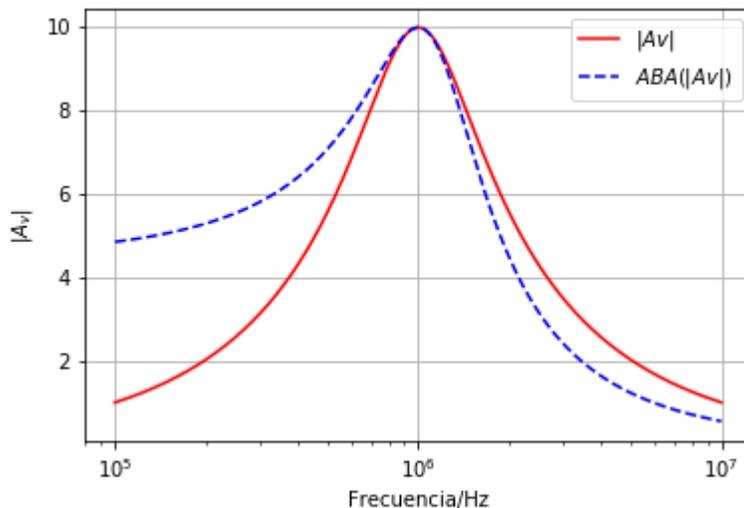
$$|A_v| = \frac{g_m R}{\sqrt{1 + \chi^2}}$$

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

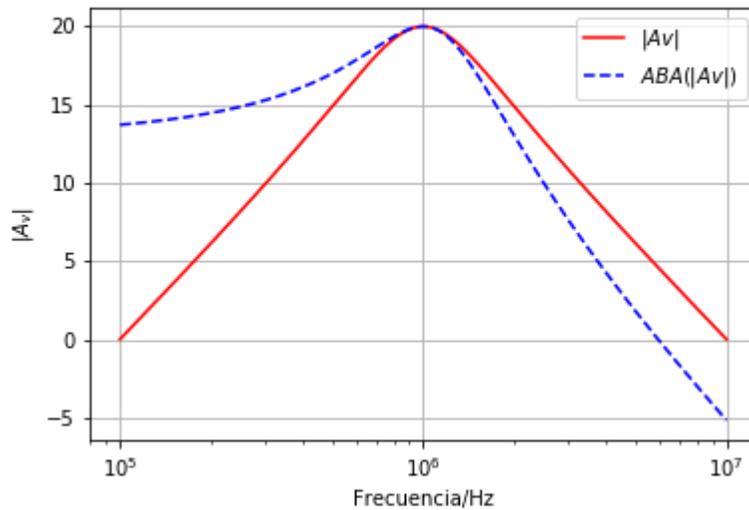
## 11.7 Ejemplo 2

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



En las figuras del ejemplo vemos que la aproximación de banda angosta presenta un error que aumenta al alejarse de la frecuencia de sintonía. Este error será cada vez más apreciable a medida que se aleja. Por lo tanto, esta aproximación es útil para el cálculo de la transferencia para frecuencias dentro de la banda de paso, pero con error si se desea conocer su respuesta fuera de esta.

Por ejemplo, para el cálculo de la atenuación de frecuencia imagen, no se suele emplear esta aproximación.

## 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.

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

Reemplazando

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

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

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

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

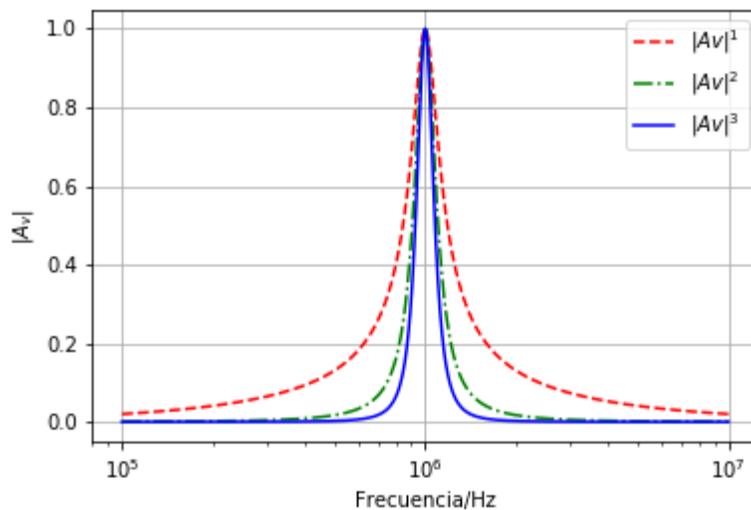
Supongamos tres etapas simple sintonizada sincronicas en cascada a la frecuencia de  $f_o = 1MHz$ , con un ancho de banda total de  $BW_3 = 100KHz$ . El elemento activo tiene una ganancia de transconductancia  $g_m = 100mS$  y la resistencia total de la etapa es de  $R_t = 10\Omega$ .

El factor de selectividad de cada una de las etapas  $Q$

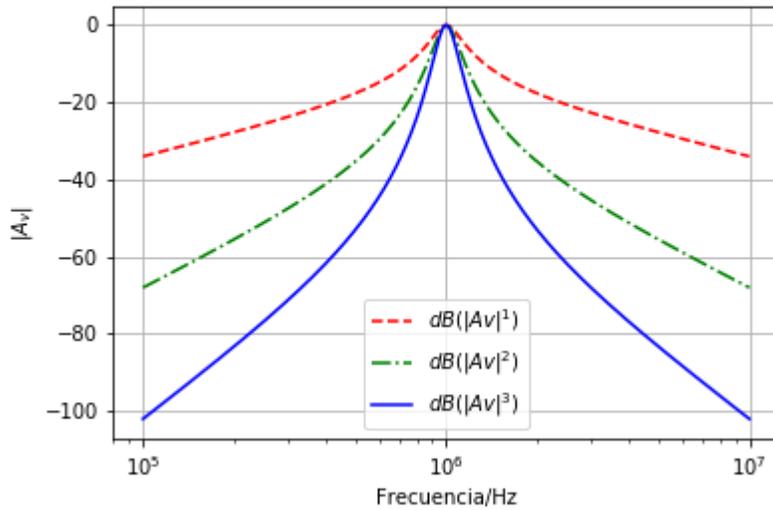
$$Q = \frac{f_o}{BW_3} \sqrt{2^{\frac{1}{3}} - 1}$$

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

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

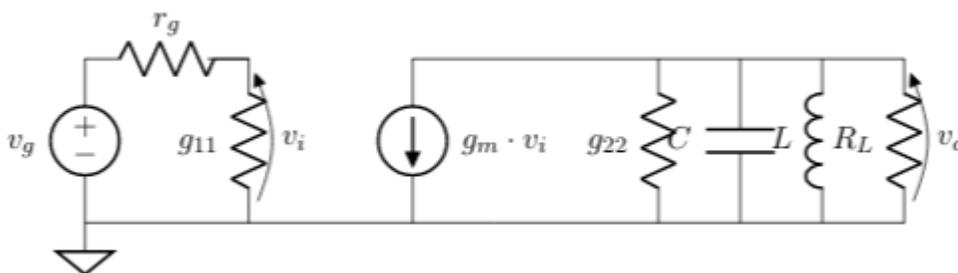


### 11.11 Ejemplo 4, Simple Sintonizado

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

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

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



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

Determinar para una atenuación de  $20dB$  a  $f = 120MHz$  respecto a la frecuencia de sintonia.

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. Pérdidas de inserción.
10.  $|A_{v_o}|$  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 cálculo 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  $f = 120MHz$ .

$$|\bar{A}_v|(120MHz) = \frac{1}{10^{\frac{20}{20}}}$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_c^2 \left( \frac{120MHz}{100MHz} - \frac{100MHz}{120MHz} \right)^2}}$$

$$10 = \sqrt{1 + Q_c^2 \left( \frac{120MHz}{100MHz} - \frac{100MHz}{120MHz} \right)^2}$$

$$Q_c = \frac{\sqrt{10^2 - 1}}{\frac{120MHz}{100MHz} - \frac{100MHz}{120MHz}}$$

$$Q_c = 27,136$$

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

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

$$\omega_o L = 5K\Omega \left( \frac{1}{27,136} - \frac{1}{50} \right)$$

$$\omega_o L = 12,48\Omega$$

El inductor  $L = 19,86nHy$

4.  $C$

El capacitor  $C$

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

$$C = 127,50pF$$

5.  $|A_{vo}|$

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

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

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

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

6.  $BW$

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

7.  $P_{in}$

## 11.12 Ganancia 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:

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



Este documento se basa en el trabajo de Linvill [1], Stern [2] y otros [6], [8], [11], [12].

## 12.1 Linvill

Un factor importante en el diseño general es la estabilidad potencial del transistor. Esto puede determinarse calculando el factor de estabilidad de Linvill[1]  $C$ , usando la siguiente expresión:

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

Cuando  $C$  es menor que 1, el transistor es incondicionalmente estable. Cuando  $C$  es mayor que 1, el transistor es potencialmente inestable.

El factor  $C$  es una prueba de estabilidad bajo una hipotética condición del peor de los casos; es decir, con los terminales del transistor de entrada y salida en circuito abierto.

Sin retroalimentación externa, un transistor incondicionalmente estable no oscilará con ninguna combinación de fuente y carga. Si un transistor es potencialmente inestable, ciertas combinaciones de fuente y carga producirán oscilaciones. Aunque el factor  $C$  puede usarse para determinar la estabilidad potencial de un transistor, las condiciones de fuente de circuito abierto y carga que se supone en la prueba del factor  $C$  no son aplicables a un amplificador práctico. Por consiguiente, también es deseable calcular la estabilidad relativa de los circuitos amplificadores reales, y Stern[2] ha definido un factor de estabilidad  $k$  para este propósito.

## 12.2 Stern

El factor  $k$  es similar al factor  $C$ , excepto que también tiene en cuenta la fuente finita y las admitancias de carga conectadas al transistor. La expresión para  $k$  es:

$$k = \frac{2 \cdot (g_{11} + g_s) \cdot (g_{22} + g_L)}{|y_{12} \cdot y_{21}| + \Re(y_{12} \cdot y_{21})}$$

Si  $k$  es mayor que uno, el circuito será estable. Si  $k$  es menor que uno, el circuito será potencialmente inestable y muy probablemente oscilará a alguna frecuencia.

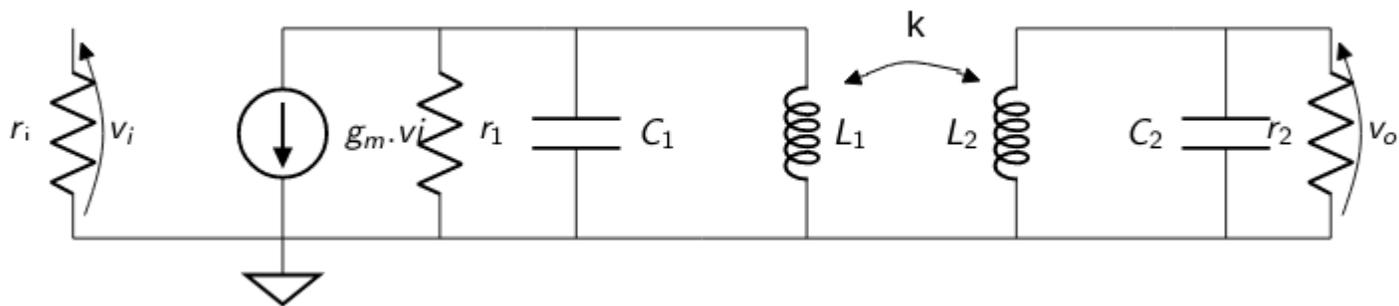
Tenga en cuenta que el factor  $C$  simplemente predice la estabilidad potencial de un transistor con una fuente y carga de circuito abierto, mientras que el factor  $k$  proporciona un cálculo de estabilidad para un circuito específico.

Las consideraciones de estabilidad se discutirán más adelante en las descripciones de cada tipo de circuito básico a seguir.

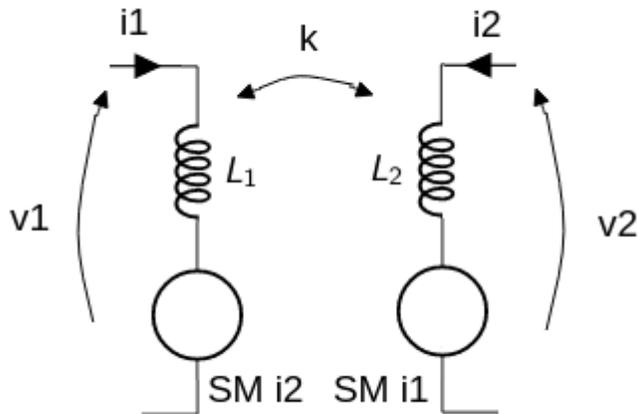
---

## Técnicas de análisis de circuitos doble sintonizados.

---



La definición de la inductancia mutua de un transformador  $M = k\sqrt{L_1 L_2}$  siendo  $k$  el factor de acoplamiento comprendido numéricamente entre 0 y 1.



Donde podemos escribir las ecuaciones

$$v_1 = i_1 \cdot sL_1 + i_2 \cdot sM$$

$$v_2 = i_1 \cdot sM + i_2 \cdot sL_2$$

Donde podemos expresar a la impedancia como:

$$[Z] = \begin{bmatrix} sL_1 & sM \\ sM & sL_2 \end{bmatrix}$$

Dado que buscamos una relación en las tensiones, debemos encontrar la matriz admitancia. La matriz admitancia es la inverda de la matriz impedancia.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Z}^{-1} = \begin{bmatrix} sL_1 & sM \\ sM & sL_2 \end{bmatrix}^{-1}$$

$$\mathbf{Y} = \frac{1}{\det(\mathbf{Z})} \begin{bmatrix} sL_2 & -sM \\ -sM & sL_1 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{Y} = \frac{1}{\det(\mathbf{Z})} \begin{bmatrix} sL_2 & -sM \\ -sM & sL_1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Y} = \frac{1}{s^2 L_1 L_2 - s^2 M^2} \begin{bmatrix} sL_2 & -sM \\ -sM & sL_1 \end{bmatrix}$$

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

$$\mathbf{Y} = \frac{1}{s^2 L_1 L_2 - s^2 k^2 L_1 L_2} \begin{bmatrix} sL_2 & -sM \\ -sM & sL_1 \end{bmatrix}$$

Expresado como matrices.

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2 L_1 L_2 (1 - k^2)} \begin{bmatrix} sL_2 & -sM \\ -sM & sL_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

Resolviendo

$$i_1 = v_1 \frac{sL_2}{s^2 L_1 L_2 (1 - k^2)} - v_2 \frac{sM}{s^2 L_1 L_2 (1 - k^2)}$$

$$i_2 = v_1 \frac{-sM}{s^2 L_1 L_2 (1 - k^2)} + v_2 \frac{sL_1}{s^2 L_1 L_2 (1 - k^2)}$$

Quedando

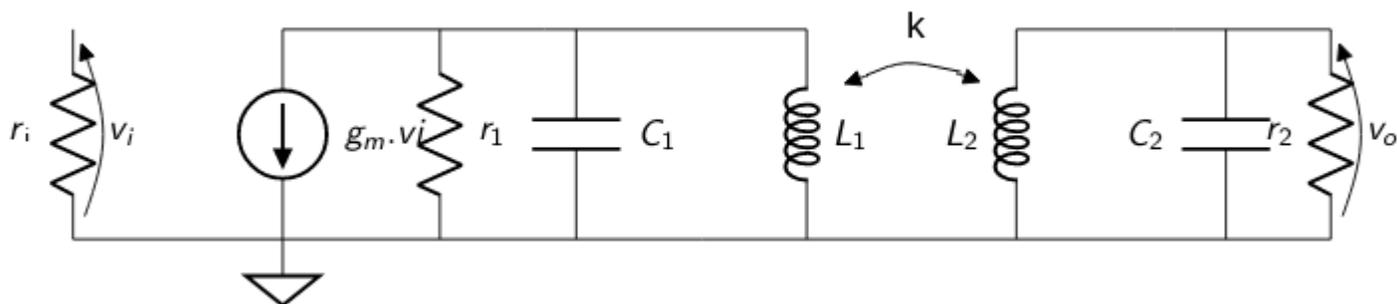
$$i_1 = \frac{v_1}{sL_1(1 - k^2)} - \frac{v_2 M}{sL_1 L_2 (1 - k^2)}$$

$$i_2 = -\frac{v_1 M}{sL_1 L_2 (1 - k^2)} + \frac{v_2}{sL_2(1 - k^2)}$$

Simplificando  $1 - k^2$  respecto a las inductancias.

$$i_1 = \frac{v_1}{sL_1} - \frac{v_2 M}{sL_1 L_2}$$

$$i_2 = -\frac{v_1 M}{sL_1 L_2} + \frac{v_2}{sL_2}$$



Sobre el primer sintonizado

$$g_m v_i + v_1 \left( \frac{1}{r_1} + sC_1 \right) + i_1 = 0$$

Segundo sintonizado

$$i_2 + v_o \left( \frac{1}{r_2} + sC_2 \right) = 0$$

Donde

$$i_1 = \frac{v_1}{sL_1} - \frac{v_o M}{sL_1 L_2}$$

$$i_2 = -\frac{v_1 M}{sL_1 L_2} + \frac{v_o}{sL_2}$$

Entonces

$$-g_m v_i = v_1 \left( \frac{1}{r_1} + sC_1 + \frac{1}{sL_1} \right) - v_o \frac{M}{sL_1 L_2}$$

$$0 = -v_1 \frac{M}{sL_1L_2} + v_o \left( \frac{1}{sL_2} + \frac{1}{r_2} + sC_2 \right)$$

Para resolver el sistema de ecuaciones

$$v_o = \frac{\Delta v_o}{\Delta}$$

Donde

$$\Delta v_o = \left( \frac{M}{sL_1L_2} \right) (-g_m v_i)$$

$$\Delta = \left( \frac{1}{r_1} + sC_1 + \frac{1}{sL_1} \right) \left( \frac{1}{sL_2} + \frac{1}{r_2} + sC_2 \right) - \left( \frac{M}{sL_1L_2} \right)^2$$

Por lo tanto

$$v_o = \frac{-g_m \cdot v_i \cdot M}{s^2 L_1 L_2 \left[ \left( \frac{1}{r_1} + sC_1 + \frac{1}{sL_1} \right) \left( \frac{1}{sL_2} + \frac{1}{r_2} + sC_2 \right) - \left( \frac{M}{sL_1L_2} \right)^2 \right]}$$

Multiplicando ambos terminos por  $s^2$  y sancando  $C_1C_2$  como denominador comun.

$$v_o = \frac{-g_m \cdot v_i \cdot M \cdot s^2}{L_1 L_2 C_1 C_2 \left[ \left( s^2 + \frac{s}{r_1 C_1} + \frac{1}{L_1 C_1} \right) \left( s^2 + \frac{s}{r_2 C_2} + \frac{1}{L_2 C_2} \right) - \frac{M^2}{L_1 L_2 C_1 C_2} \right]}$$

Remplazando  $\omega_o^2 = \frac{1}{C_1 L_1}$  y  $\omega_o^2 = \frac{1}{C_2 L_2}$ . También  $Q_1 = \frac{1}{\omega_o C_1 r_1}$  y  $Q_2 = \frac{1}{\omega_o C_2 r_2}$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m \cdot M \cdot s \cdot \omega_o^4}{(s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q_1} + \omega_o^2) \cdot (s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q_2} + \omega_o^2) - k^2 \omega_o^4}$$

Siendo  $Q = Q_1 = Q_2$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m \cdot M \cdot s \cdot \omega_o^4}{(s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2) \cdot (s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2) - k^2 \omega_o^4}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m \cdot M \cdot s \cdot \omega_o^4}{(s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2 + \omega_o^2 \cdot k) \cdot (s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2 - \omega_o^2 \cdot k)}$$

La transferencia tambien puede escribirse como

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m \cdot M \cdot s \cdot \omega_o^4}{(s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2 \cdot (1+k)) \cdot (s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2 \cdot (1-k))}$$

Donde las raices de  $(s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2 \cdot (1+k))$

$$s_{1,2} = -\frac{\omega_o}{2Q} \pm \sqrt{\frac{\omega_o^2}{4Q^2} - \omega_o^2(1+k)}$$

$$s_{1,2} = -\frac{\omega_o}{2Q} \pm j \cdot \omega_o \sqrt{-\frac{1}{4Q^2} + (1+k)}$$

Despreciando  $\frac{1}{4Q^2}$

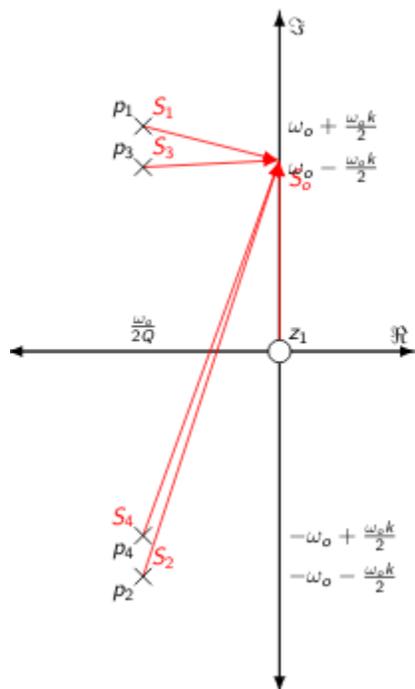
$$s_{1,2} = -\frac{\omega_o}{2Q} \pm j \cdot \omega_o \sqrt{1+k}$$

Donde podemos aproximar  $\sqrt{1+k} \sim 1 + \frac{k}{2}$

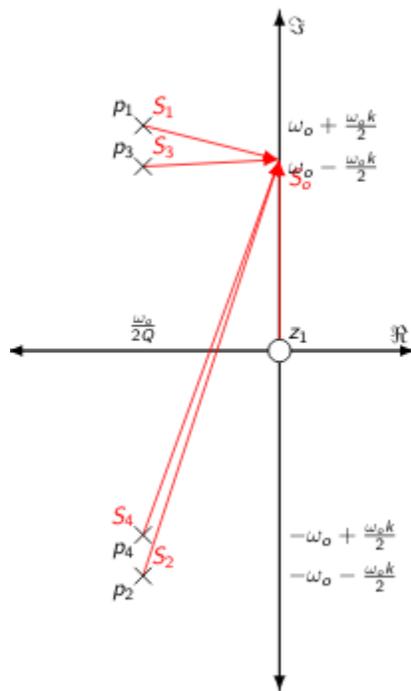
$$s_{1,2} = -\frac{\omega_o}{2Q} \pm j \cdot \omega_o \cdot \left(1 + \frac{k}{2}\right)$$

Y las raices de  $(s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2 \cdot (1-k))$  de igual manera

$$s_{3,4} = -\frac{\omega_o}{2Q} \pm j \cdot \omega_o \cdot \left(1 - \frac{k}{2}\right)$$



### 13.1 Aproximación banda angosta del doble sintonizado



$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m \cdot M \cdot s \cdot \omega_o^4}{(s - s_1)(s - s_2)(s - s_3)(s - s_4)}$$

Analizando la respuesta en frecuencia, siendo  $s = j \cdot \omega$ .

$$(s - s_1) = j\omega - \left[ \frac{\omega_o}{2Q} + j\omega_o \cdot \left(1 + \frac{k}{2}\right) \right]$$

$$(s - s_2) = j\omega - \left[ \frac{\omega_o}{2Q} + j\omega_o \cdot \left(1 - \frac{k}{2}\right) \right]$$

$$(s - s_3) \simeq -2 \cdot j\omega_o$$

$$(s - s_4) \simeq -2 \cdot j\omega_o$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m \cdot M \cdot \omega_o^4 \cdot j\omega}{[-2 \cdot j\omega_o][ -2 \cdot j\omega_o][j\omega - \left(\frac{\omega_o}{2Q} + j\omega_o \cdot \left(1 + \frac{k}{2}\right)\right)][j\omega - \left(\frac{\omega_o}{2Q} + j\omega_o \cdot \left(1 - \frac{k}{2}\right)\right)]}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m \cdot M \cdot \omega_o^2 \cdot j\omega}{4} \frac{1}{\left[\frac{\omega_o}{2Q} + j(\omega - \omega_o \cdot \left(1 + \frac{k}{2}\right))\right]\left[\frac{\omega_o}{2Q} + j(\omega - \omega_o \cdot \left(1 - \frac{k}{2}\right))\right]}$$

Sacando factor comun  $\frac{\omega_o}{2Q}$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m \cdot M \cdot \omega_o^2 \cdot j\omega}{4} \frac{1}{\frac{\omega_o}{2Q} \frac{\omega_o}{2Q} [1 + j \frac{2Q}{\omega_o} (\omega - \omega_o \cdot \left(1 + \frac{k}{2}\right))][1 + j \frac{2Q}{\omega_o} (\omega - \omega_o \cdot \left(1 - \frac{k}{2}\right))]}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m \cdot M \cdot j\omega \cdot Q^2}{[1 + j2Q(\frac{\omega}{\omega_o} - 1 - \frac{k}{2})][1 + j2Q(\frac{\omega}{\omega_o} - 1 + \frac{k}{2})]}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m \cdot M \cdot j\omega \cdot Q^2}{[1 + j2Q(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_o} - \frac{k}{2})][1 + j2Q(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_o} - \frac{k}{2})]}$$

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

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m \cdot M \cdot j\omega \cdot Q^2}{[1 + j(\chi - Q \cdot k)][1 + j(\chi + Q \cdot k)]}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m \cdot M \cdot j\omega \cdot Q^2}{[1 + j(\chi - h)][1 + j(\chi + h)]}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{j \cdot g_m \cdot M \cdot \omega_o \cdot Q^2}{[1 + j(\chi - h)][1 + j(\chi + h)]}$$

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

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{j \cdot g_m \cdot k \cdot \sqrt{L_1 L_2} \cdot \omega_o \cdot Q^2}{[1 + j(\chi - h)][1 + j(\chi + h)]}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = j \cdot g_m \cdot \sqrt{L_1 L_2} \cdot \omega_o \cdot Q \frac{h}{[1 + j(\chi - h)][1 + j(\chi + h)]}$$

```
[8]: import myplot as myp
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt

def AvF(f, fo, Q, h, Avo = 1):
    X = 2*Q*(f-fo)/fo
    return 1j*Avo*h/((1+1j*(X-h))*(1+1j*(X+h)))

# Datos para los calculos
fo = 1e6
wo = 2*np.pi*fo
Q = 10
gm = 0.1
R = 10e3
h = 0.1

# Ahora calculando en la hoja de calculo
f = np.arange(100e3, 10e6, 1e3) # Defino el array de
# frecuencia
Av = AvF(f, fo, Q, h, Avo = gm*R)

# Plot transferencia tensión
myp.PlotCpxSlog(f,
                Av, labelx = 'Frecuencia/Hz', labely = '$A_{v}$')

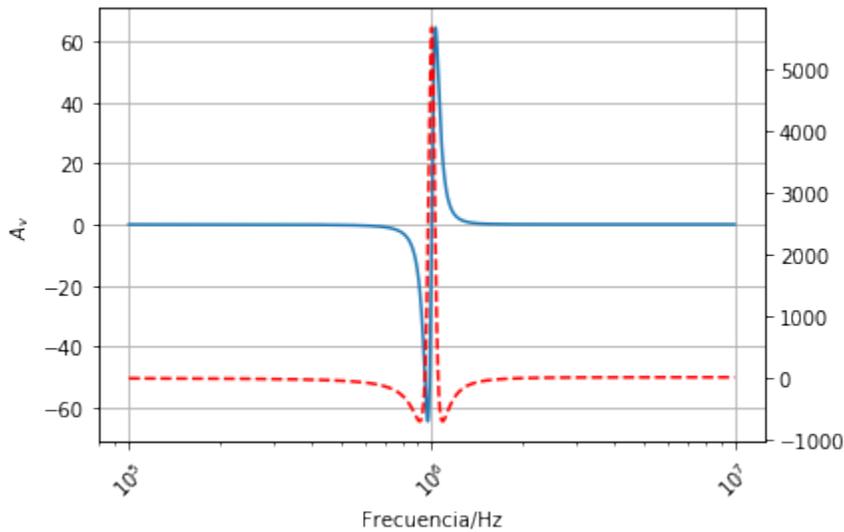
#plt.xlim([2.99e6, 3.01e6])
```

(continué en la próxima página)

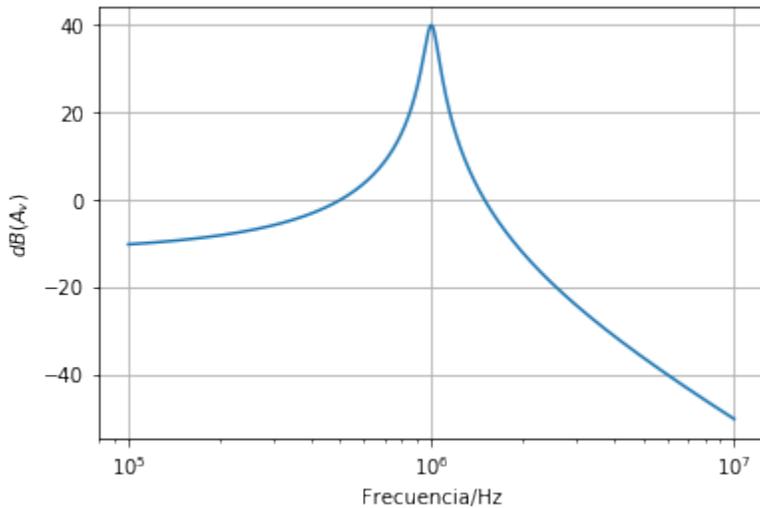
(proviene de la página anterior)

```
plt.savefig('figures/ejemplo1AvABSDS.png')
plt.show()

myp.PlotArySlog(f,20*np.log10(Av) , labelx = 'Frecuencia/Hz', labely = '$dB(A_
→{v})$')
plt.savefig('figures/ejemplo1AvDSdB.png')
plt.show()
```



```
/home/aalmela/anaconda3/lib/python3.7/site-packages/numpy/core/_asarray.py:85:
→ ComplexWarning: Casting complex values to real discards the imaginary part
return array(a, dtype, copy=False, order=order)
```



## 13.2 Transferencia a frecuencia central de un doble sintonizado

La transferencia a frecuencia central de un doble sintonizado la podemos calcular cuando  $\chi = 0$

$$A(\chi = 0) = g_m \cdot L_1 \cdot \omega_o \cdot Q \frac{h}{(1 - jh)(1 + jh)}$$

$$|A(\chi = 0)| = g_m \cdot L_1 \cdot \omega_o \cdot Q \frac{h}{(1 + h^2)}$$

$$\bar{A}(\chi) = \frac{A(\chi)}{A(\chi_o)} = \frac{1 + h^2}{(1 + j(\chi + h))(1 + j(\chi - h))}$$

$$|\bar{A}(\chi)| = \frac{1 + h^2}{\sqrt{\chi^4 + 2\chi^2(1 - h^2) + (1 + h^2)^2}}$$

### 13.2.1 Máxima transferencia a frecuencia central, factor de acoplamiento crítico.

$$\frac{\partial |A(\chi = 0)|}{\partial h} = g_m \cdot L_1 \cdot \omega_o \cdot Q \frac{(1 + h^2) - 2h \cdot h}{(1 + h^2)^2} = 0$$

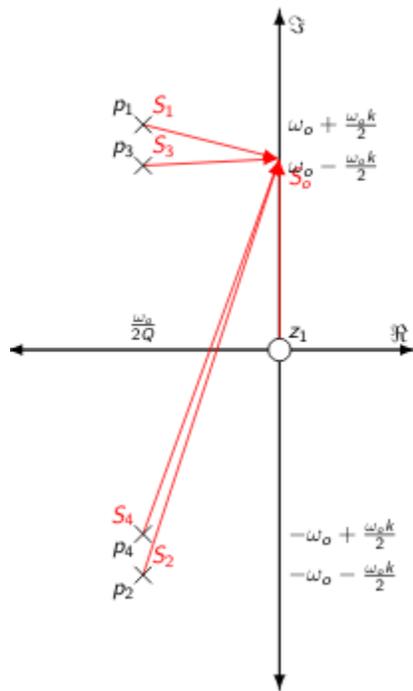
Entonces, con  $h = 1$  se obtiene el máximo acoplamiento.

Por lo tanto, se llama  $k_c$  ( $k$  crítico) cuando  $h = k \cdot Q = 1$ , siendo entonces  $k_c = \frac{1}{Q}$ .

$$\left| \frac{v_o}{v_i} \right| (\chi = 0)_{h=1} = \frac{g_m \cdot L_1 \cdot \omega_o \cdot Q}{2}$$

$$|\bar{A}(\chi)_{h=1}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\chi^4}{4}}}$$

## 13.2.2 Variación de la transferencia en función del coeficiente de acoplamiento



$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m \cdot M \cdot s \cdot \omega_o^4}{(s - s_1)(s - s_2)(s - s_3)(s - s_4)}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m \cdot M \cdot \omega_o \cdot j\omega \cdot Q^2}{[1 + j2Q \frac{\omega - \omega_o}{\omega_o} \cdot (1 + \frac{k}{2})][1 + j2Q \frac{\omega - \omega_o}{\omega_o} \cdot (1 - \frac{k}{2})]}$$

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

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m \cdot M \cdot \omega_o \cdot j\omega \cdot Q^2}{[1 + j\chi + 2Q \frac{\omega - \omega_o}{\omega_o} \cdot \frac{k}{2}][1 + j\chi - 2Q \frac{\omega - \omega_o}{\omega_o} \cdot \frac{k}{2}]}$$

$$h = k \cdot Q$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{j \cdot g_m \cdot M \cdot \omega_o}{(1 + j \cdot (\chi + h)) \cdot (1 + j \cdot (\chi - h))}$$

$$A(s) = \frac{-SgmMw_o^4}{(s^2 + s \frac{w_o}{Q_o} + w_o^2)(s^2 + s \frac{w_o}{Q_o} + w_o^2) - k^2 w_o^4}$$

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

$$A(\chi) = \frac{jgmMw_oQ^2}{(1 + j(\chi + h))(1 + j(\chi - h))}$$

$$A(\chi_o) = \frac{jgmMw_oQ^2}{(1 + j(h))(1 + j(h))} = \frac{jgmMw_oQ^2}{(1 + h^2)}$$

$$\bar{A}(\chi) = \frac{A(\chi)}{A(\chi_o)} = \frac{1 + h^2}{(1 + j(\chi + h))(1 + j(\chi - h))}$$

$$|\bar{A}(\chi)| = \frac{1 + h^2}{\sqrt{\chi^4 + 2\chi^2(1 - h^2) + (1 + h^2)^2}}$$

$$|\bar{A}_v(\chi)| = \frac{1 + h^2}{[(1 + (\chi - h)^2)(1 + (\chi + h)^2)]^{\frac{1}{2}}}$$

$$|\bar{A}_v(\chi_o)| = g_m M \omega_o Q^2 \frac{1}{1 + h^2}$$

$$|\bar{A}_v(\chi)|_{h=1} = \frac{1}{\sqrt[2]{1 + \frac{\chi^4}{4}}}$$

[ ]:



Se denomina ruido a toda señal no deseada que se mezcla con la señal útil que se quiere recibir. El ruido se debe a múltiples causas como al ruido térmico de los resistores, a las interferencias de señales externas, etc. No es posible eliminar totalmente el ruido, ya que los componentes electrónicos no son perfectos y por la temperatura a la que operen. Sin embargo, es posible minimizar su efecto.

La distorsión que produce el ruido en una determinada comunicación depende de su potencia, de su distribución espectral respecto al ancho de banda de la señal y de la propia naturaleza de información que transporta. Como el ruido es un proceso aleatorio, puede ser caracterizado por variables como varianza, distribución y destino espectral.

La distribución espectral del ruido puede variar por la frecuencia, y su densidad de potencial es medida en  $\left[\frac{W}{Hz}\right]^{\frac{1}{2}}$ . Como la potencia de un elemento resistivo es proporcional a la raíz cuadrada del voltaje alrededor del elemento, la unidad de la densidad de voltaje del ruido podría escribirse como  $\left[\frac{V}{\sqrt{Hz}}\right]$ . Se define como ruido blanco aquel que su densidad espectral de ruido en frecuencia es constante. Para medir la influencia del ruido sobre la señal se utiliza la relación señal/ruido, que generalmente se emplea en *dB*.

## 14.1 Tipos de ruido

### 14.1.1 Ruidos correlacionados

El ruido correlacionado es producido por ampliificaciones no lineales e incluye armónicos y distorsión de intermodulación, que son dos formas de distorsión no lineal.

Distorsión armónica: Se define como la producción de armónicos de una señal originados por una mezcla no lineal. Los armónicos son múltiplos enteros de la señal original de entrada, la señal original es la primer armónica y se conoce como la frecuencia fundamental.

Distorsión de intermodulación: se refiere a la generación indeseable de productos cruzados que son la suma o restas de frecuencias.

### 14.1.2 Ruidos no correlacionados

Los ruidos no correlacionados pueden tener su origen en fuentes externas: como ruidos de conmutación (fuentes de alimentación), ruidos de origen atmosférico (como rayos producidos por tormentas o la lluvia de partículas producida por rayos cósmicos con su interacción con la atmósfera) o puede tener origen en el propio tratamiento de la señal por el circuito electrónico.

El ruido en circuitos electrónicos provienen de distintas fuentes. Vamos a destacar tres fuentes de ruido: Thermal Noise, Shot Noise y Flicker Noise.

### 14.1.3 Ruido de disparo

El ruido de disparo en dispositivos electrónicos es el resultado de fluctuaciones estadísticas aleatorias inevitables de la corriente eléctrica cuando los portadores de carga (como los electrones) atraviesan un espacio. Si los electrones fluyen a través de una barrera, entonces tienen tiempos discretos de llegada. Esas llegadas discretas exhiben ruido de disparo. Típicamente, se usa la barrera en un diodo. [3] El ruido de disparo es similar al ruido creado por la lluvia que cae sobre un techo de hojalata. El flujo de lluvia puede ser relativamente constante, pero las gotas de lluvia individuales llegan discretamente.

El valor de la raíz cuadrada media de la corriente de ruido de disparo está dada por la fórmula de Schottky,

$$i_n = \sqrt{2Iq\Delta B}$$

donde  $I$  es la corriente continua,  $q$  es la carga de un electrón y  $\Delta B$  es el ancho de banda en hertz. La fórmula de Schottky supone llegadas independientes.

Los tubos de vacío presentan ruido de disparo porque los electrones abandonan aleatoriamente el cátodo y llegan al ánodo (placa). Es posible que un tubo no muestre el efecto de ruido de disparo completo: la presencia de una carga espacial tiende a suavizar los tiempos de llegada (y así reducir la aleatoriedad de la corriente).

Los conductores y las resistencias normalmente no muestran ruido de disparo porque los electrones se encuentran en equilibrio térmico y se mueven difusamente dentro del material; los electrones no tienen tiempos de llegada discretos. El ruido de disparo se ha demostrado en resistencias mesoscópicas cuando el tamaño del elemento resistivo se vuelve más corto que la longitud de dispersión del electrón-fonón.

Debe distinguirse el ruido de disparo de las fluctuaciones de corriente en equilibrio, las cuales se producen sin aplicar ningún voltaje y sin necesidad de que exista ningún flujo promedio de corriente. Estas fluctuaciones de la corriente de equilibrio se conocen como ruido de Johnson-Nyquist.

El ruido de disparo se puede modelar como un proceso de Poisson y los portadores de carga que forman la corriente siguen una distribución de Poisson. El ruido de disparo está yuxtapuesto a cualquier ruido presente, y se puede demostrar que es aditivo respecto al ruido térmico y a él mismo.

#### 14.1.4 Ruido Flicker

Ruido Flicker o ruido  $1/f$  presenta un densidad espectral que crece, por debajo de kilo-hertz, al disminuir la frecuencia. También es llamado ruido en exceso o ruido de semiconductor, habiéndose atribuido diferentes orígenes, entre ellos los procesos aleatorios de generación-recombinación térmica de pares electrón-hueco, dicho en otras palabras es una señal con una frecuencia de espectro que cae, proporcional a la magnitud de la señal, es más importante a bajas frecuencias y para anchos de banda pequeños  $1/f$  es aproximadamente constante.

#### 14.1.5 Ruido Térmico

El ruido térmico (a veces térmico, Johnson o Nyquist) es inevitable y se genera por el movimiento térmico aleatorio de los portadores de carga (generalmente electrones), dentro de un conductor eléctrico, que ocurre independientemente de cualquier voltaje aplicado. Este ruido sera desarrollado en la siguiente sección.



---

## Ruido Térmico en Resistores.

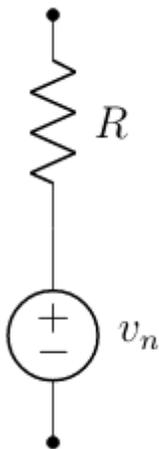
---

También conocido como ruido Johnson-Nyquist), es el ruido generado por el equilibrio de las fluctuaciones de la corriente eléctrica dentro de un conductor eléctrico, el cual tiene lugar bajo cualquier voltaje, debido al movimiento térmico aleatorio de los electrones.

El ruido térmico es aproximadamente blanco, lo que significa que su densidad espectral de potencia es casi plana (hasta frecuencias cercanas a los THz). Además, la amplitud de la señal sigue una distribución gaussiana.

### 15.1 Fuente de tensión de ruido blanco

El ruido térmico es diferente del ruido de disparo, que tiene lugar cuando el número finito de electrones es suficientemente pequeño para dar lugar a la aparición de fluctuaciones estadísticas apreciables en una medición. La definición de ruido de Johnson-Nyquist aplica a cualquier tipo de medio conductor. Puede modelarse como una fuente de tensión que representa el ruido de una resistencia eléctrica no ideal en serie con una resistencia eléctrica libre de ruido. Los modelos equivalentes de un resistor se muestran en la siguiente figura.



La densidad espectral de potencia de ruido en un resistor esta dada por:

$$N_{Res} = 4k_BTR \text{ [V}^2/\text{Hz]}$$

Donde \$ k\_B \$ es la constante de Boltzmann, \$ T \$ es la temperatura a la que se halla el resistor en grados kelvin [K], y \$ R \$ su valor en Ohmios [Ω].

La constante de Boltzman toma un valor aproximado de:

$$k_B \approx 1,38064852 \times 10^{-23} \text{ J/K}$$

Si queremos encontrar la potencia de ruido generada en un ancho de banda B, solo debemos multiplicar la densidad espectral de potencia por el mismo. Por lo tanto, el valor cuadrático medio de la tensión en el resistor esta dado por por:

$$\bar{v}_n^2 = \frac{4hfRB}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1}$$

Donde

$h$  = Constante de Planck

$k_B$  = Constante de Boltzmann

$T$  = temperatura absoluta en Kelvin

$B$  = ancho de banda en Hz

$f$  = frecuencia central de la banda en Hz

$R$  = resistencia

Es posible simplificar esta ecuación, donde es puede usarse hasta 100 GHz y temperaturas mayores a los 100 K:

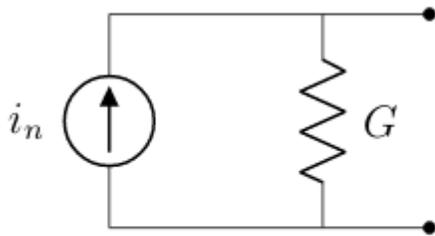
$$\bar{v}_n^2 = 4k_BTRB$$

### 15.1.1 Fuente de corriente de ruido blanco

Utilizando el teorema de Norton es posible obtener el dual de la expresión anterior para la corriente de ruido en el resistor.

$$\overline{i_n^2} = 4k_B T G B$$

Donde G es la inversa de la resistencia R, su conductancia.



Observar que sucedería si fuera posible medir el valor de tensión con un instrumento de ancho de banda infinito, el valor de tensión medido sería infinito. Esto no es posible debido a que como mencionamos anteriormente, la aproximación de densidad espectral de potencia plana solo es válida hasta frecuencias cercanas a los THz, para frecuencias más altas, se debe tener en cuenta que la densidad espectral toma la siguiente forma.

$$N_{Res}(f) = \frac{4hfR}{e^{\frac{hf}{k_B T}} - 1}$$

La expresión anterior es similar a la expresión de la irradiancia espectral de un cuerpo negro y es así debido a la estrecha relación entre la agitación térmica de los electrones dentro de un sólido y la radiación electromagnética que emite.

Para frecuencias bajas  $hf \ll k_B T$  por lo tanto, la densidad espectral se reduce a la expresión  $N_{Res} = 4k_B T R$ .

### 15.2 Simulación de la densidad de ruido espectral.

Cada resistencia ofrece en sus terminales una Potencia de ruido disponible de:

$$k_B T B = (kT) \cdot B = (\text{Densidad de potencia de ruido}) \times (\text{Ancho de banda})$$

La densidad de potencia de ruido es la potencia que se puede medir en cada Hz del ancho de banda. El total potencia disponible se obtiene si se multiplica esta densidad por el ancho de banda válido (o por integración sobre el ancho de banda si la densidad de potencia de ruido varía con el ancho de banda).

Pero frecuentemente se prefiere manejar voltaje en lugar de la potencia, porque es más fácil medir voltajes a diferentes frecuencias que la potencia. Entonces se usa la ecuación de potencia para operar con los dos valores:

$$P = \frac{V^2}{R}$$

Cuando se calcula la raíz cuadrada de la Densidad de potencia de ruido, obtendrá una expresión para la «Densidad de voltaje de ruido espectral», dada en  $[V/\sqrt{Hz}]$ . Si se multiplica este valor por  $\sqrt{Hz}$ , se obtiene el voltaje total de ruido.

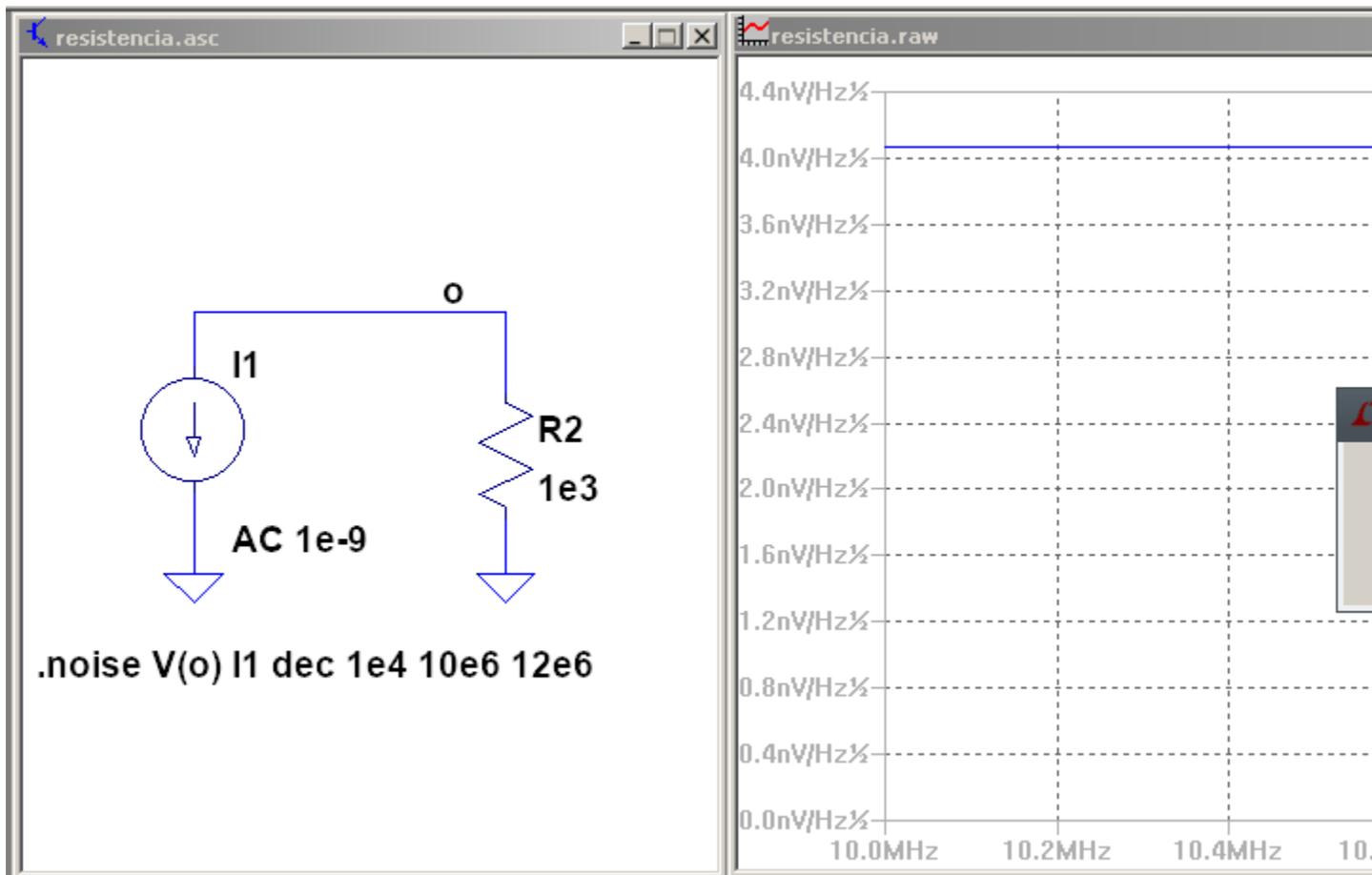
### 15.2.1 Ejemplo 1

Para una resistencia de  $1K\Omega$  a  $300 K$  el valor medio cuadrático de ruido de la tensión sobre el resistor es:

$$\sqrt{v_n^2} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \times 10^{-23} \frac{J}{K} \cdot 300 K \cdot 1 k\Omega} = 4,07 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$$

Valor de tensión sobre el resistor:  $4,07e - 09V/\sqrt{Hz}$

### 15.3 Simulación con LTspice, midiendo la densidad de tensión de ruido



---

## Cifra de ruido y Factor de ruido:

---

La cifra de ruido (NF) y el factor de ruido (F) son medidas de degradación de la relación señal/ruido (SNR) causada por componentes en una cadena de señal.

El factor de ruido es, por lo tanto, la relación entre el ruido de salida real y el que se mantendría si el propio dispositivo no introdujera ruido, o la relación de la entrada SNR a la salida SNR.

$$F = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}}$$

La cifra de ruido es simplemente el factor de ruido (F) expresado en decibelios (dB).

$$NF = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{SNR_i}{SNR_o}\right)$$

Operando el factor de ruido, es posible obtener otras formas de calcularlo.

$$F = \frac{S_i \cdot N_o}{S_o \cdot N_i}$$

$$F = \frac{S_i \cdot N_o}{G \cdot S_i \cdot N_i}$$

La potencia de ruido a la salida  $N_o$  puede ser expresarse como  $N_o = GN_o + N_e$ , entonces:

$$F = \frac{G \cdot N_i + N_e}{G \cdot N_i}$$

$$F = 1 + \frac{N_e}{G \cdot N_i}$$

$N_e$  es la potencia en exceso a la salida y se puede calcular como:

$$N_{ei} = (F - 1) \cdot G \cdot N_i$$

Para un circuito paralelo (modelo admitancia), la potencia adicional puede ser suministrada por una fuente de corriente.

$$i_{ei}^2 \cdot R_{to} = (F - 1) \cdot G \cdot i_i^2 \cdot R_{ti}$$

$$i_{ei} = \sqrt{(F - 1) \frac{R_{ti}}{R_{to}}} \cdot i_i$$

donde  $i_i = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot B \cdot \frac{1}{R}}$

Si la fuente  $N_e$  esta en la entrada,  $N_e = G \cdot N_{ei}$

$$F = 1 + \frac{G \cdot N_{ei}}{G \cdot N_i}$$

$$F = 1 + \frac{N_{ei}}{N_i}$$

La potencia  $N_{\{ei\}}$  corresponde a una potencia de ruido excedente que se presenta en la entrada y se puede calcular como:

$$N_{ei} = (F - 1) \cdot N_i$$

Para un circuito paralelo (modelo admitancia), la potencia adicional puede ser suministrada por una fuente de corriente.

$$i_{ei}^2 \cdot R_{ti} = (F - 1) \cdot i_i^2 \cdot R_{ti}$$

$$i_{ei} = \sqrt{(F - 1)} \cdot i_i$$

donde  $i_i = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot B \cdot \frac{1}{R}}$

## 16.1 Fuentes de ruido en LTspice

No parece haber una forma directa de agregar un ruido de voltaje o una fuente de ruido de corriente a un circuito LTspice (u otro tipo de Spice) para ser usado en una simulación de ruido. Sin embargo, es posible agregar fuentes de ruido para usar en simulaciones .tran (dominio del tiempo) utilizando fuentes de comportamiento.

Un método para agregar ruido blanco (Johnson y disparo) y 1/f voltaje(flicker) o fuentes de ruido de corriente de la amplitud deseada para usar en simulaciones de ruido (.noise).

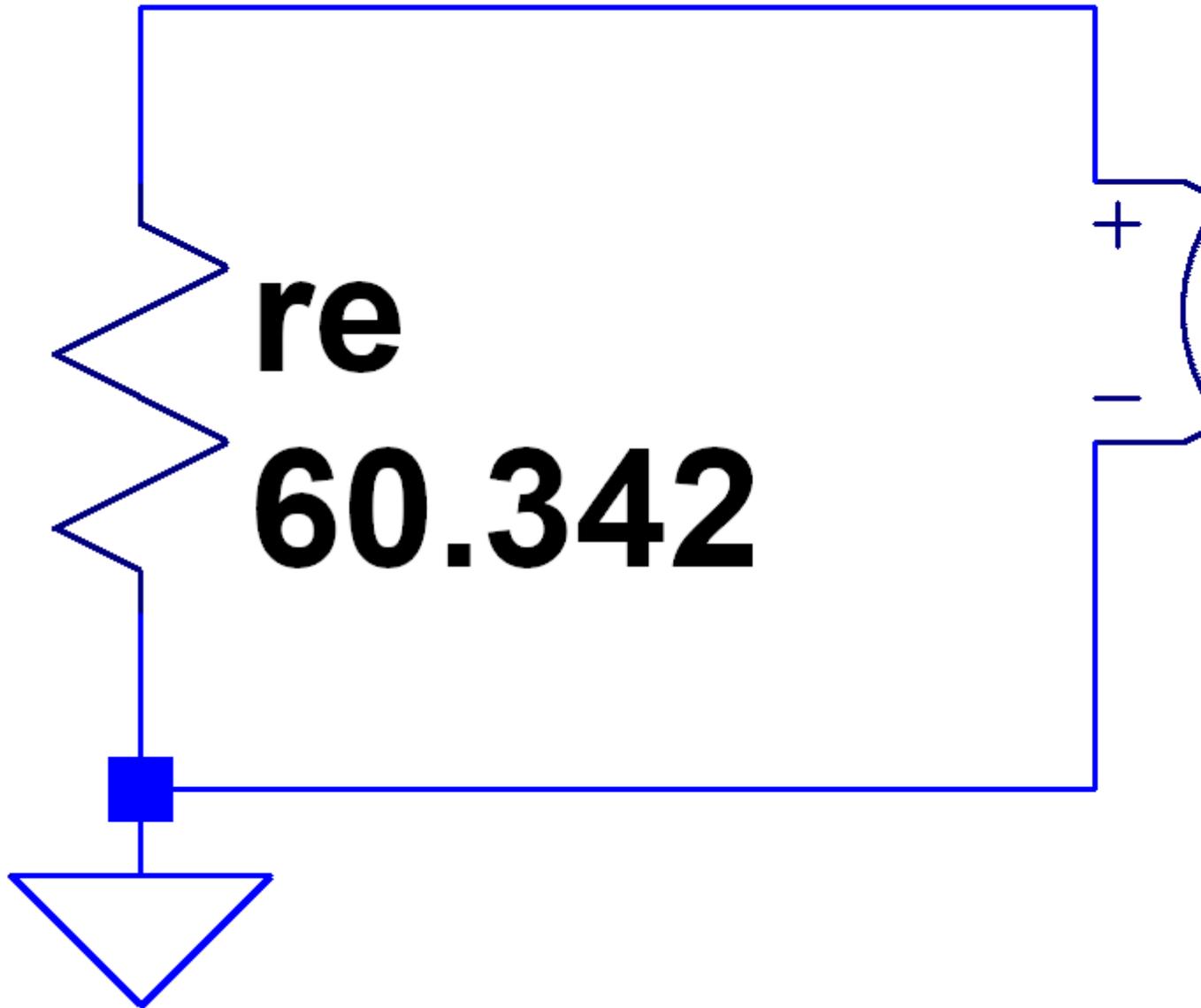
Un caso en el que dichas fuentes de ruido pueden ser útiles es cuando se realizan modelos de simulación de amplificadores donde se conoce el voltaje de entrada referido y los ruidos de corriente a partir de la hoja de datos. La única fuente de ruido simple (que afecta a las simulaciones de ruido) en LTspice es una resistencia simple. Existen otras fuentes de ruido en los modelos de dispositivos semiconductores, pero esos modelos son más complejos. Una resistencia ideal tiene un ruido de voltaje descrito por:

$$V_{rms} = \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \cdot B}$$

donde  $k_B$  es la constante de Boltzmann ( $1,381 \times 10^{-23} J/K$ ),  $T$  es la temperatura en Kelvin ( $300 K$  por defecto en LTspice),  $B$  es el ancho de banda en [Hz] y  $R$  es la resistencia en [ $\Omega$ ]. En las hojas de datos de los transistores o amplificadores generalmente especifica el ruido de voltaje blanco en unidades de  $[\frac{nV}{\sqrt{Hz}}]$  y el ruido de corriente en  $[\frac{pA}{\sqrt{Hz}}]$  (a veces  $[\frac{fA}{\sqrt{Hz}}]$ ).

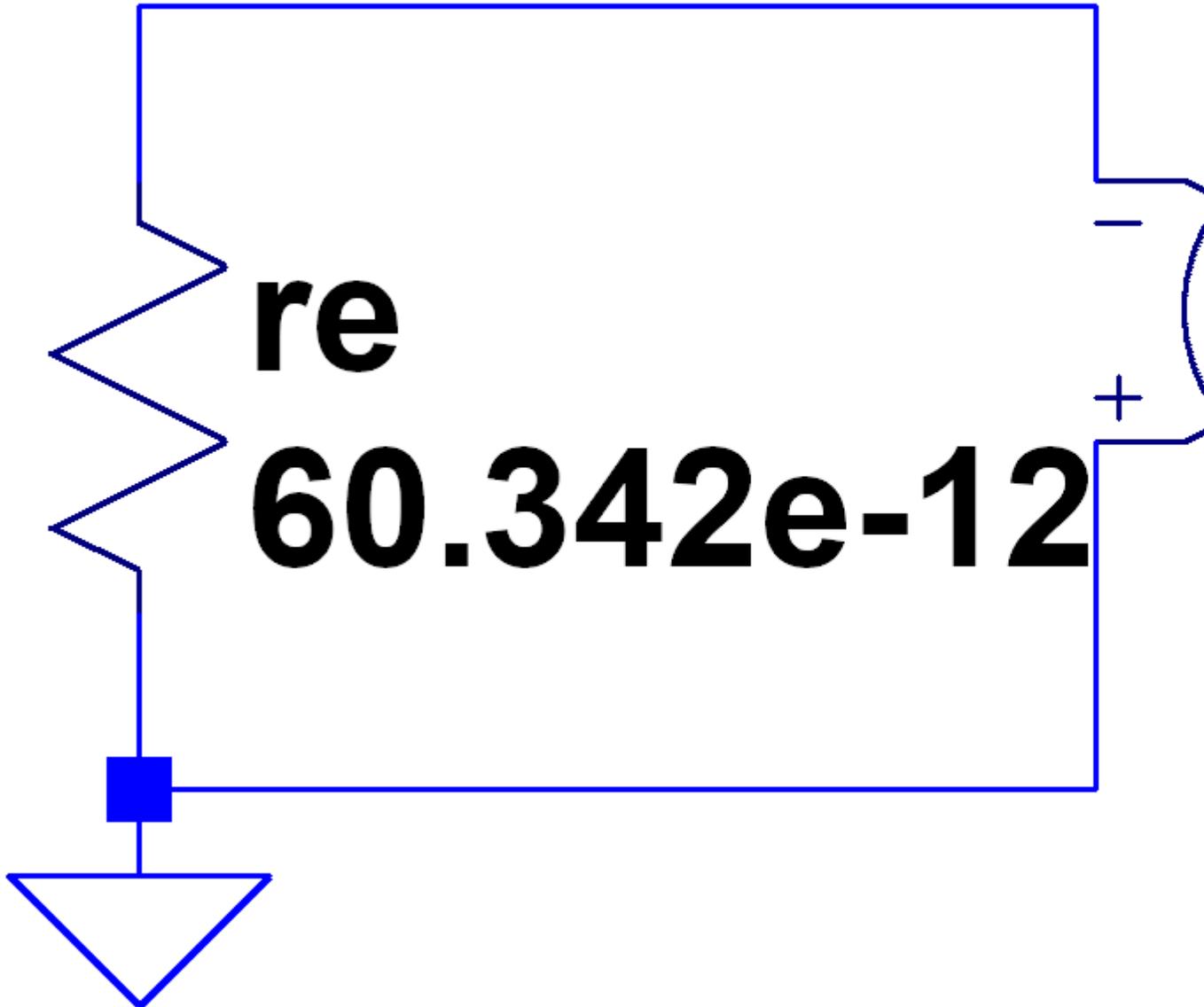
Para crear una fuente de ruido de voltaje blanco, podemos conectar los terminales de entrada de una fuente de voltaje dependiente de voltaje a una resistencia y usar un factor de escala adecuado. La fuente dependiente aísla la resistencia de cualquier circuito que esté conectado a ella y preserva la amplitud de ruido de voltaje independientemente de la carga. Dado que las fuentes de ruido generalmente se especifican en nV/Hz, es conveniente poder ingresar ese número directamente como parte del modelo. Una forma simple de hacerlo es seleccionando una resistencia que produce una densidad de ruido de  $1 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$  e ingrese la amplitud de ruido de la hoja de datos como la ganancia de voltaje de la fuente dependiente. Resolviendo la ecuación anterior para  $v_n = 1nV$  cuando  $T = 300K$  y  $B = 1Hz$  da  $R = 60,342$ .

El esquema de la especificación LTspice resultante para una fuente de ruido de voltaje de  $2 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$  es así:



De manera similar, para crear una fuente de ruido de corriente blanca, podemos usar una fuente de corriente dependiente de voltaje ( Fuente de G). Para establecer el factor de transconductancia de la fuente a la densidad de ruido en  $[\frac{pA}{\sqrt{Hz}}]$ , es necesaria una resistencia con una densidad de ruido de  $1 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}$ , lo que significa que la resistencia tendrá un valor de  $60.342e-6 \Omega$ .

Una fuente de ruido de corriente con una densidad de ruido de  $2 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}$  se puede modelar así:



## 16.2 Ejemplo de Factor de ruido en amplificadores

Suponiendo un transistor con cifra de ruido de  $3dB$ , calcular la corriente en exceso de la fuente del transistor.

Parametros del transistor:

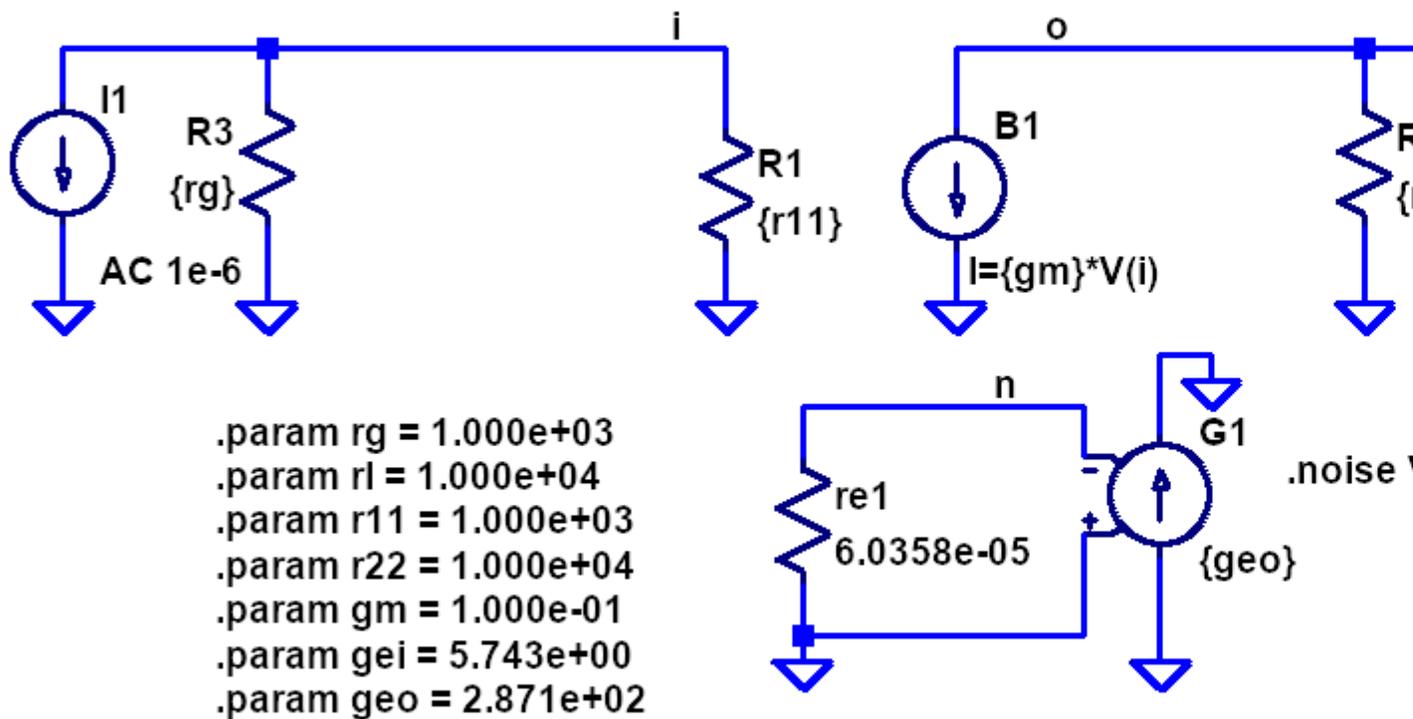
$$r_{11} = 1K\Omega$$

$$g_m = 100mS$$

$$r_{22} = 10k\Omega$$

### 16.2.1 Medición de la potencia de ruido en la entrada sin ruido en exceso

Se mide la potencia de ruido en la entrada. Esta potencia de ruido es suministrada por las resistencias del nodo de entrada (generador y transistor).



De la medición, la tensión espectral de ruido en la entrada es:

$$V_n = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot r_{ti}} = 2,87 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$

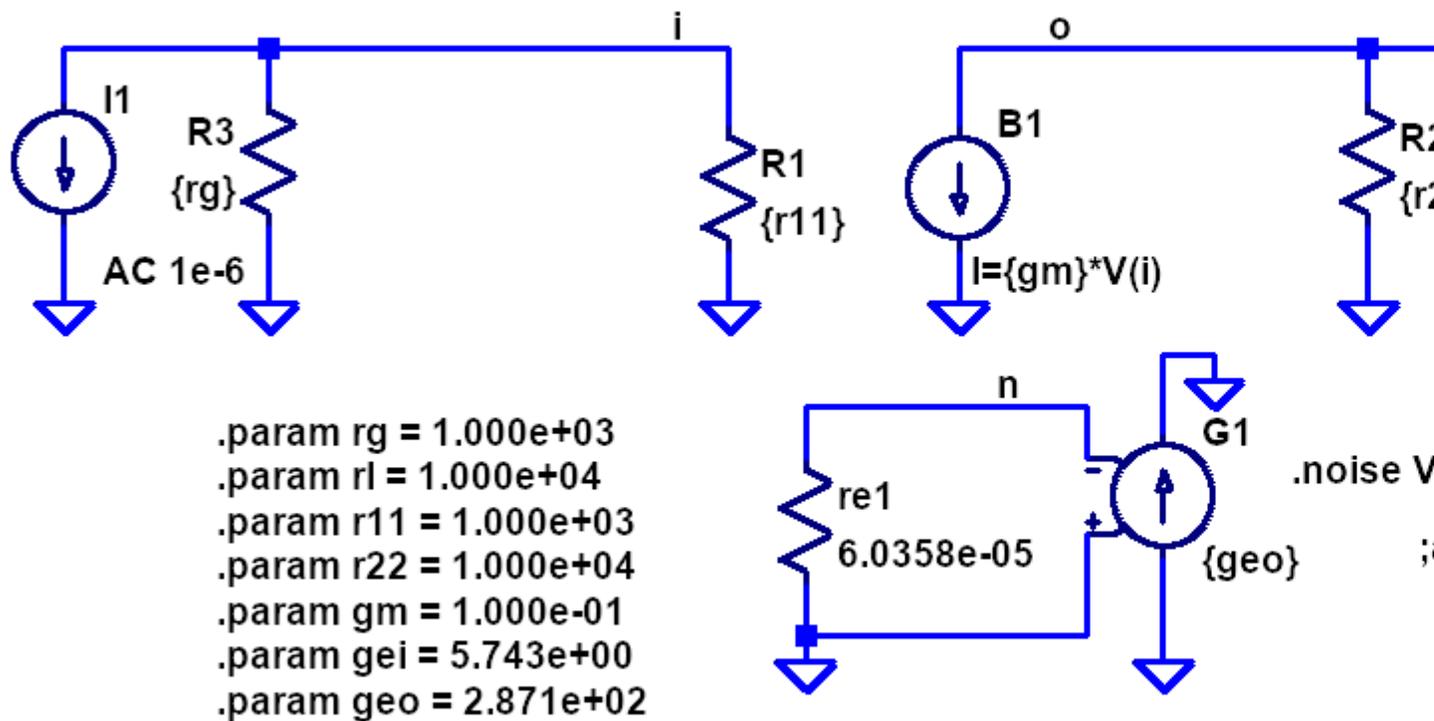
El valor de tensión rms (\$ 1 Hz\$ de ancho de banda):

$$V_{rms} = 2,87 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \cdot 1Hz = 2,87nV$$

La potencia de ruido en la entrada del transistor:

$$N_i = \frac{(V_{rms})^2}{r_{i1}} = \frac{(2,87nV)^2}{1K\Omega} = 8,28 \times 10^{-21}W$$

### 16.2.2 Medición de la potencia de ruido en la salida sin ruido en exceso



De la medición, la tensión espectral de ruido en la entrada es:

$$V_n = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot r_{ti}} = 1,44 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$$

El valor de tensión rms (\$ 1 Hz\$ de ancho de banda):

$$V_{rms} = 1,44 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}} \cdot 1HZ = 1,44\mu V$$

La potencia de ruido en la resistencia de salida  $r_l$  :

$$N_o = \frac{(V_{rms})^2}{r_l} = \frac{(1,44\mu V)^2}{10K\Omega} = 2,07 \times 10^{-16}W$$

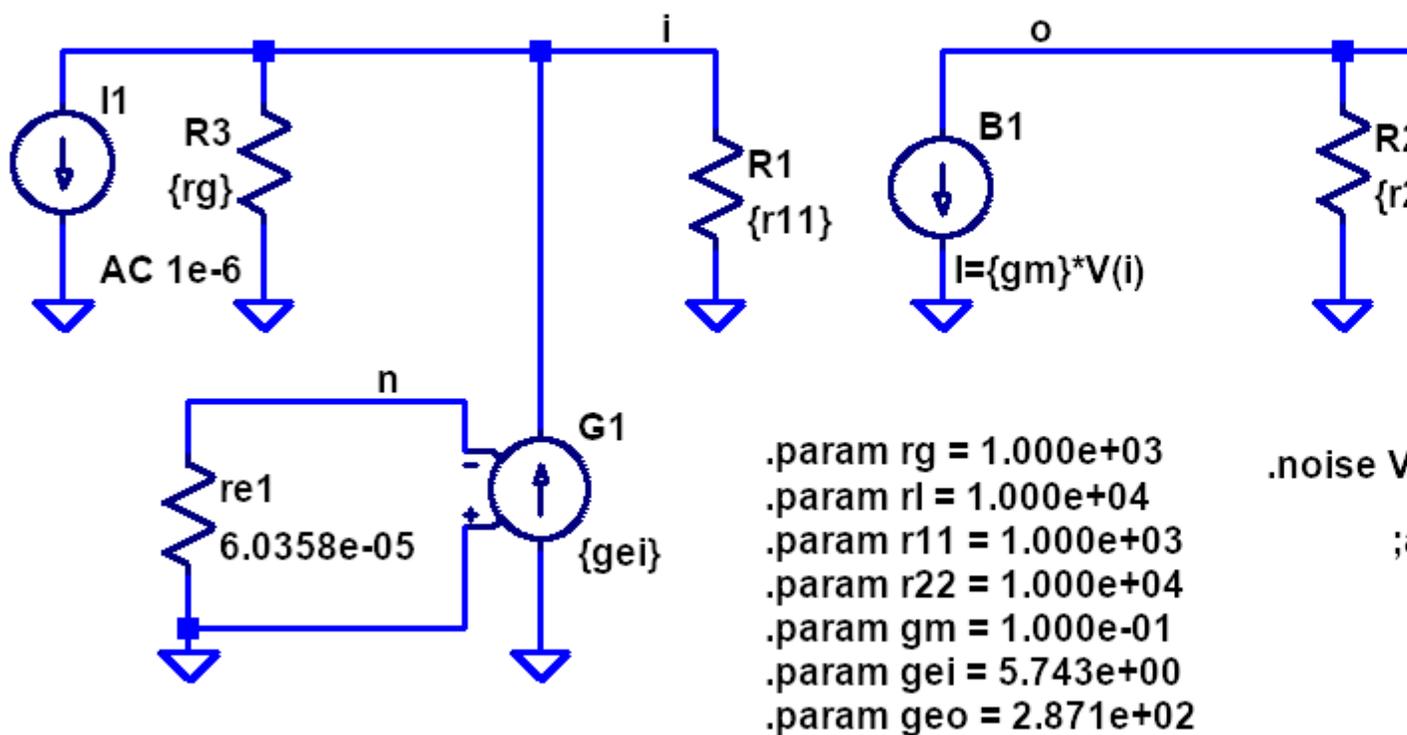
### 16.2.3 Ganancia de potencia

$$G = \frac{N_o}{N_i} = \frac{2,07 \times 10^{-16}}{8,23 \times 10^{-21}} = 25,1 \times 10^3$$

Analíticamente la ganancia de potencia  $G$  se puede calcular como:

$$G = |Av|^2 \cdot \frac{r_l}{r_{i1}} = (gm \cdot r_{to})^2 \cdot \frac{r_l}{r_{i1}} = 25 \times 10^3$$

### 16.2.4 Medición del Factor de ruido con ruido en exceso en la entrada



De la medición, la tensión espectral de ruido en la salida es:

$$V_n = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot r_{ti}} = 2,03 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$$

El valor de tensión rms (\$ 1 Hz\$ de ancho de banda):

$$V_{rms} = 2,03 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}} \cdot 1HZ = 2,03 \mu V$$

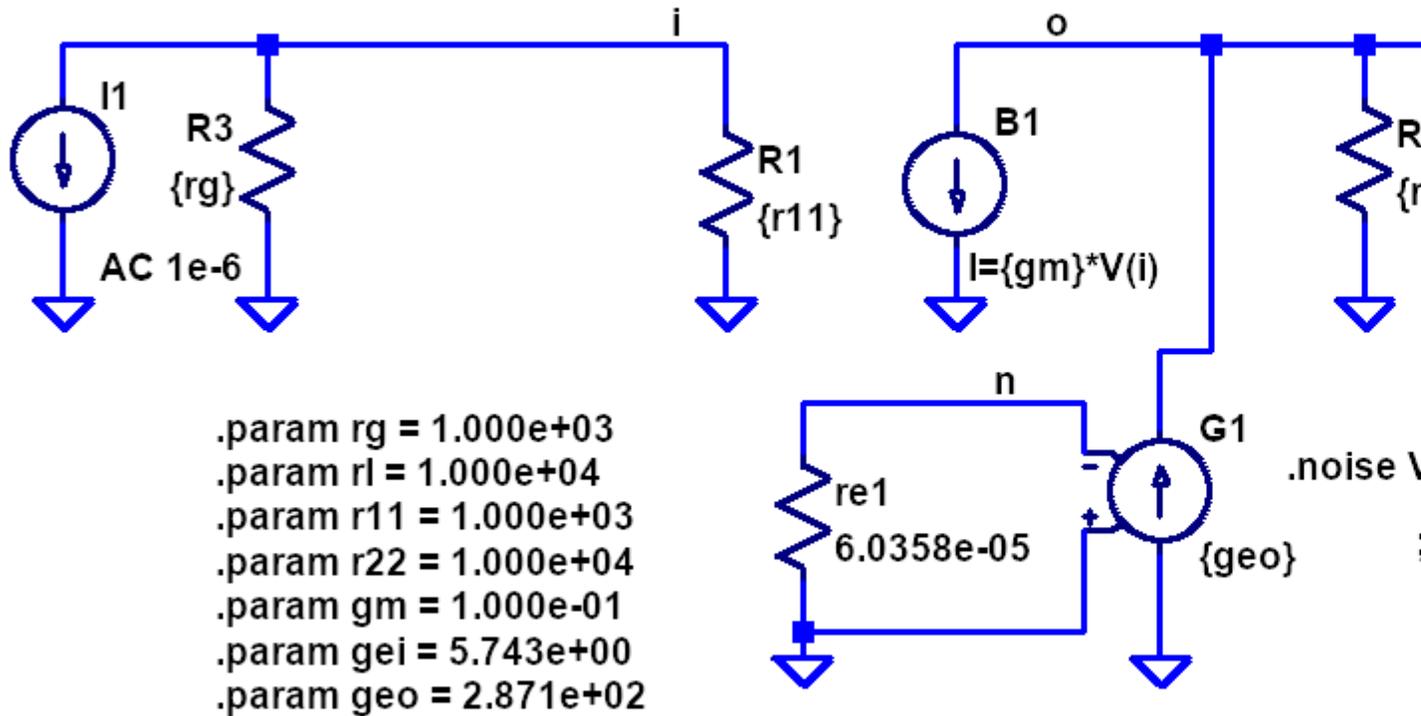
La potencia de ruido en la resistencia de salida  $r_l$  :

$$N_o = \frac{(V_{rms})^2}{r_l} = \frac{(2,03 \mu V)^2}{10K\Omega} = 4,12 \times 10^{-16} W$$

El Factor de poptencia:

$$F = \frac{N_o}{G \cdot N_i} = \frac{4,12 \times 10^{-16} W}{25 \times 10^3 \cdot 8,28 \times 10^{-21} W} = 2$$

16.2.5 Medición del Factor de ruido con ruido en exceso en la salida



De la medición, la tensión espectral de ruido en la salida es:

$$V_n = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot r_{ti}} = 2,03 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$$

El valor de tensión rms (\$ 1 Hz\$ de ancho de banda):

$$V_{rms} = 2,03 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}} \cdot 1HZ = 2,03 \mu V$$

La potencia de ruido en la resistencia de salida  $r_l$  :

$$N_o = \frac{(V_{rms})^2}{r_l} = \frac{(2,03 \mu V)^2}{10K\Omega} = 4,12 \times 10^{-16} W$$

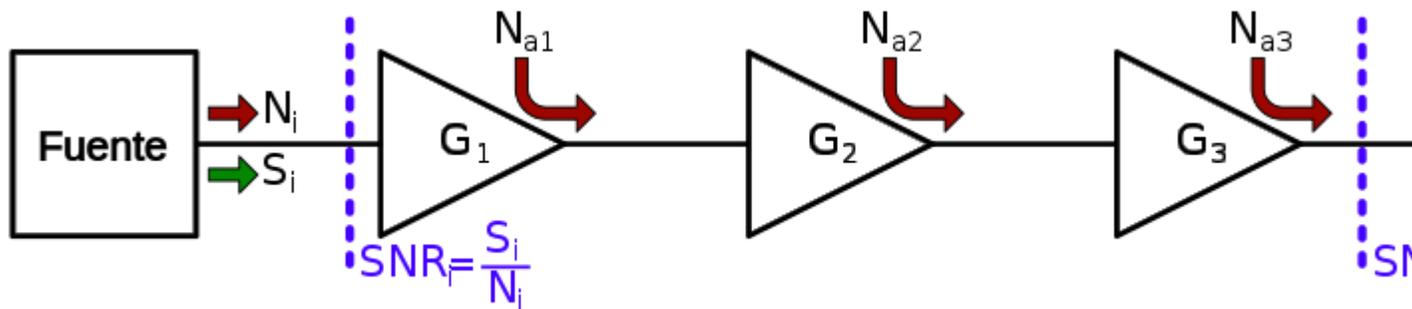
$$F = \frac{N_o}{G \cdot N_i} = \frac{4,12 \times 10^{-16} W}{25 \times 10^3 \cdot 8,28 \times 10^{-21} W} = 2$$

**Nota:** en estos calculos se despreciaron los ruidos aportados por las resistencias en la salida.



Factor de ruido en dispositivos conectados en cascada.

La fórmula de Friis se utiliza para calcular el factor de ruido total de una cascada de etapas, cada una con su propio factor de ruido y ganancia de potencia (suponiendo que las impedancias se combinan en cada etapa).



El factor de ruido total se puede utilizar para calcular la cifra de ruido total.

El factor de ruido total se da como

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \cdot G_2 \dots \cdot G_{n-1}}$$

Suponiendo el sistema que se muestra en la figura, la potencia de señal a la salida se calcula como (suponiendo que el calculo de potencia tiene en cuenta la impedancia de entrada y de salida de las distintas etapas del sistema):

$$S_o = S_i \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot G_3$$

La potencia de ruido  $N_o$  en este caso sera:

$$N_o = N_i \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 + N_{a1} \cdot G_2 \cdot G_3 + N_{a2} \cdot G_3 + N_{a3}$$

El factor de ruido entonces:

$$F = \frac{S_i}{N_i} \cdot \frac{N_o}{S_o}$$

$$F = \frac{S_i \cdot (N_i \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 + N_{a1} \cdot G_2 \cdot G_3 + N_{a2} \cdot G_3 + N_{a3})}{N_i \cdot (S_i \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot G_3)}$$

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \cdot G_2 \dots \cdot G_{n-1}}$$

A temperatura ambiente, el factor de ruido de una red con pérdidas es igual a su pérdida de potencia.

La potencia de ruido en la entrada del atenuador debido a una fuente perfectamente adaptada a la temperatura ( $T$ ) viene dada por

$$N_i = k_B \cdot T \cdot B$$

La densidad espectral de potencia de ruido de entrada es

$$\frac{N_i}{B} = k_B \cdot T$$

Cuando una señal ruidosa pasa a través del atenuador, la potencia de ruido se atenúa de la misma manera que la potencia de la señal ( $G = \frac{1}{L}$ ). Entonces, la densidad espectral de potencia del ruido en la salida es

$$\frac{N_o}{B} = \frac{N_i}{L \cdot B} = \frac{k_B \cdot T}{L \cdot B}$$

donde  $L = 10^{L_{dB}/10}$

Solo sale una parte del ruido, y el resto se disipa en el atenuador. Bajo el supuesto de que el atenuador está en equilibrio térmico, no sale calor por el atenuador debido al gradiente de temperatura.

El calor disipado en el atenuador es equivalente al exceso de potencia de ruido ( $N_e$ ) en el atenuador.

$$\frac{N_e}{B} = \frac{N_i}{B} - \frac{N_o}{B} = \frac{N_i}{B} \cdot \left(1 - \frac{1}{L}\right)$$

Factor de ruido del atenuador,

$$F = 1 + \frac{N_e}{G \cdot N_i} =$$

$$F = 1 + \frac{N_i \cdot \left(1 - \frac{1}{L}\right)}{G \cdot N_i} =$$

$$F = 1 + L \cdot \left(1 - \frac{1}{L}\right)$$

$$F = L$$

---

## Ancho de banda equivalente

---

Hasta el momento el análisis realizado permite el cálculo de la densidad espectral de ruido. Para conocer la potencia de ruido es necesario conocer el ancho de banda de los circuitos.

A continuación se analiza el ancho de banda de circuitos con impedancias complejas y luego, circuitos sintonizados.

### 18.1 Impedancias complejas

Nyquist determinó que la densidad espectral de ruido generado en una impedancia solo depende del valor resistivo de la impedancia (Parte real). El valor de tensión cuadrático medio en bornes de la impedancia se calcula integrando la densidad espectral sobre el ancho de banda de interés. El cálculo de la tensión de ruido tiene la siguiente expresión.

$$\bar{v}_n^2 = 4k_B T \int_B R(f) df$$

La expresión anterior equivale tener infinitas resistencias de valor  $R(f)$  que solo aportan ruido en un diferencial tensión cuadrática media  $4k_B T R(f) df$  centrado en  $f$ .

Para fijar conocimientos, consideremos un resistor en paralelo con un capacitor.

El valor de impedancia en bornes se calcula:

$$Z(f) = \frac{R}{1 + j\omega RC}$$

Donde

$$Re[Z(f)] = R(f) = \frac{R}{1 + (\omega RC)^2}$$

Por lo tanto, para conocer el valor cuadrático medio de la tensión de ruido a la salida debemos resolver la siguiente integral

$$\bar{v}_n^2 = 4k_B T R \int_B \frac{1}{1 + (2\pi f RC)^2} df$$

Observar que la constante que multiplica a la integral tiene unidades de  $V^2/Hz$ , por lo tanto, la integral debe tener unidades de  $Hz$ . Más adelante veremos que esta integral determina el ancho de banda de ruido equivalente y esta dado pros la respuesta en frecuencia del circuito. Para resolver la siguiente integral, debemos conocer el ancho de banda sobre el que queremos medir el ruido, supongamos que poseemos un instrumento de ancho de banda infinito y queremos verificar el nivel de ruido, la integral que debemos resolver es:

$$\bar{v}_n^2 = 4k_B T R \int_0^\infty \frac{df}{1 + (2\pi f RC)^2}$$

Recurriendo a una tabla de integrales entonces:

$$\bar{v}_n^2 = \frac{k_B T}{C}$$

Sabiendo que para un filtro RC, la frecuencia de corte se halla en  $f_{-3db} = \frac{1}{2\pi RC}$ . La tensión cuadrática media de ruido toma la expresión:

$$\bar{v}_n^2 = 4k_B T R \left( \frac{\pi}{2} f_{-3db} \right)$$

Donde el término entre paréntesis es el denominado ancho de banda equivalente de ruido.

```
[5]: # Ejemplo de calculo de potencia de ruido
# RC en paralelo
## Calculo con Jupyter

kb = constants.value('Boltzmann constant')
T = 300 # K
R = 1e3 # ohm
C = 1e-9 # F

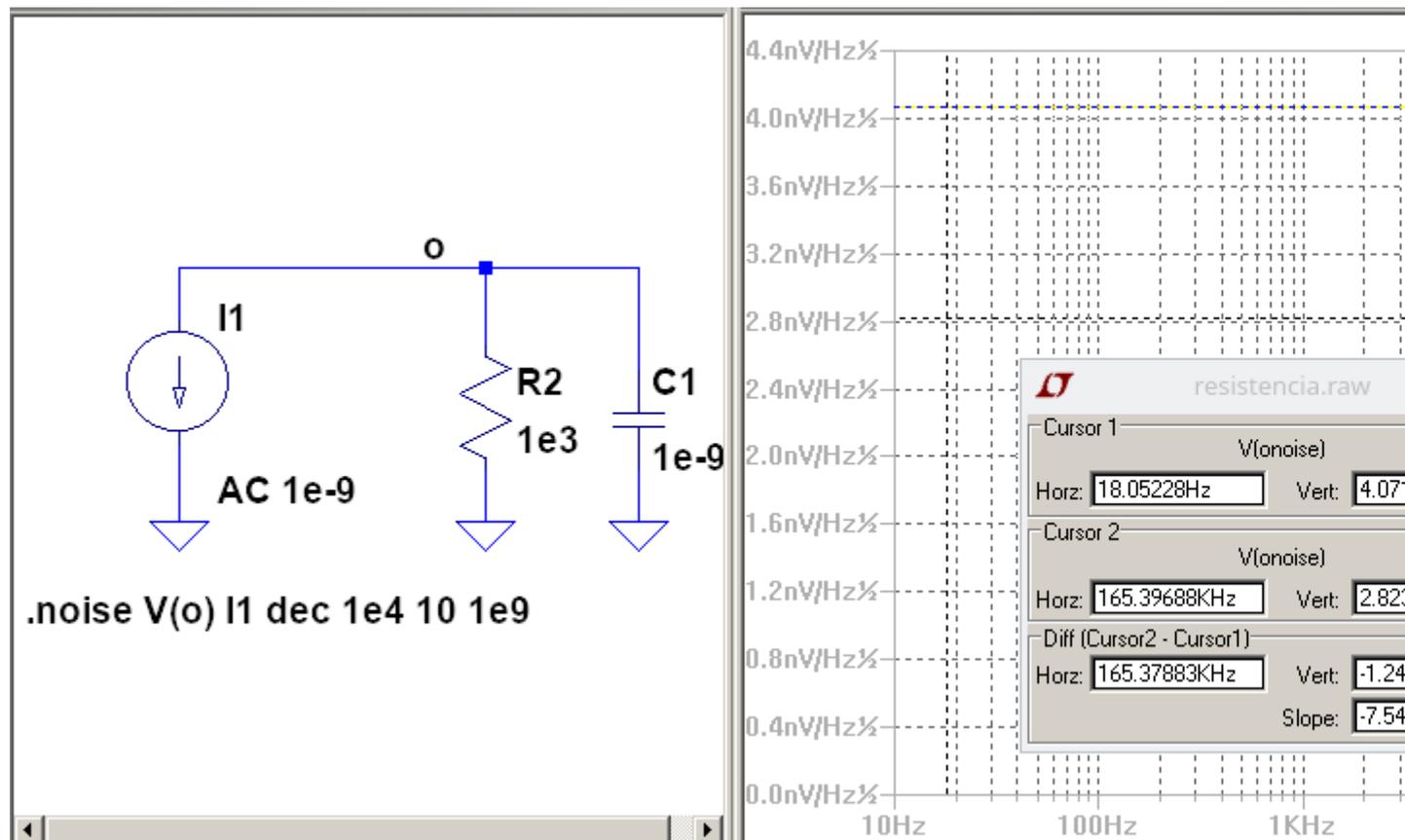
# Potencia de ruido
Prms = (kb*T/C)/R # [V/sqrt(Hz)]

print('Potencia de ruido sobre el resistor: {:.12e} W'.format((Prms)))

Vrms = (Prms*R)**(1/2)
print('Valor cuadratico medio de la tensión sobre el resistor: {:.12e} V'.
      ↪format(Vrms) )

Potencia de ruido sobre el resistor: 4.14e-15 W
Valor cuadratico medio de la tensión sobre el resistor: 2.04e-06 V
```

## 18.1.1 Medición con LTspice



Valor cuadrático medio de la tensión sobre el resistor:  $2,04e - 06V$

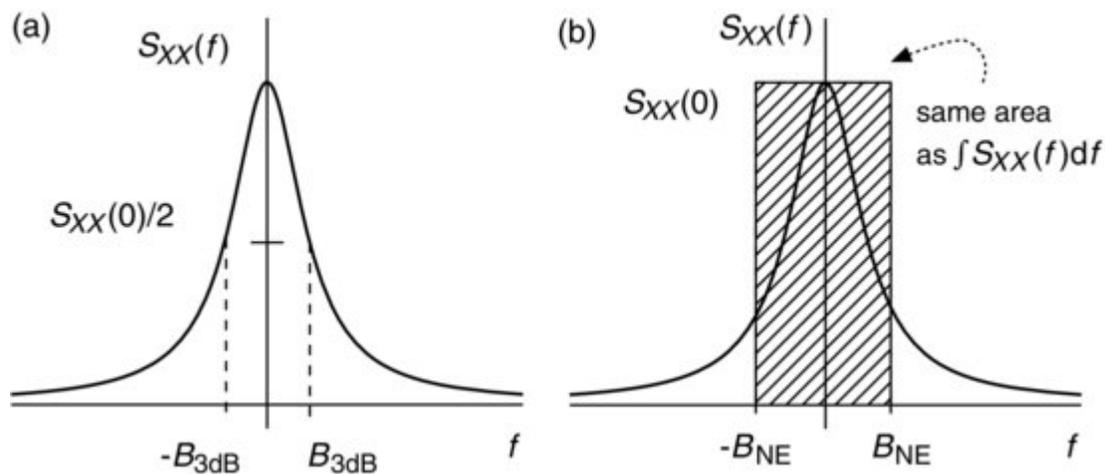
Potencia de ruido sobre el resistor:

$$P = 4,14 \times 10^{-15} W$$



Ancho de banda equivalente en circuitos sintonizados

Tanto el ruido térmico como el de disparo poseen densidades espectrales planas. Se define como ancho de banda equivalente de ruido de un sistema, al ancho de banda que debería tener un dispositivo ideal para producir en la salida la misma potencia de ruido. Esto se representa gráficamente en la siguiente imagen.



La potencia de ruido a la salida del dispositivo puede calcularse integrando la densidad espectral de potencia de ruido a la salida  $N_{noise} * |H(f)|^2$  para todas las frecuencias, donde  $|H(f)|^2$  es la ganancia de potencia en función de la frecuencia del dispositivo (puede ser un amplificador, un filtro o un mezclador). Esta potencia tiene que coincidir con la potencia a la salida de un filtro ideal de ancho de banda  $B_{eq}$  y ganancia igual a la ganancia en frecuencia central  $f_c$ . Esto se expresa matemáticamente de esta forma:

$$P_{out} = \int_{-\infty}^{\infty} N_0 \cdot |H(f)|^2 df = N_0 \cdot |H(f_c)|^2 \int_{-B_{eq}/2}^{B_{eq}/2} df$$

Donde  $N_{noise}$  es la densidad espectral de ruido y una constante. Resolviendo la integral en el termino derecho se obtiene:

$$N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = N_0 \cdot |H(f_c)|^2 B_{eq}$$

Esto demuestra que el ancho de banda se calcula de la siguiente forma:

$$B_{eq} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df}{|H(f_c)|^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|H(f)|^2}{|H(f_c)|^2} df = \int_{-\infty}^{\infty} |H(\bar{f})|^2 df$$

Para demostrar la aplicación de este concepto, calculemos el ancho de banda equivalente de ruido de un amplificador sintonizado. El mismo tiene la siguiente respuesta en frecuencia normalizada:

$$|H(\bar{f}_c)|^2 = \frac{1}{1 + \chi^2}$$

Donde:  $\chi^2 = \frac{2Q}{f_c} \cdot (f - f_c)$ , entonces  $df = \frac{f_c}{2Q} d\chi$ . El ancho de banda equivalente se calcula de esta forma

$$B_{eq} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{1 + \chi^2} \frac{f_c}{2Q} d\chi$$

Este resultado es el mismo que el del filtro RC calculado anteriormente. El ancho de banda equivalente es el ancho de banda de 3dB por  $\pi/2$

$$B_{eq} = \frac{\pi}{2} \cdot f_{3dB} = \frac{\pi f_c}{2Q}$$

$$|H(\bar{f}_c)|^2 = \frac{1}{(1 + \chi^2)^2}$$

Donde:  $\chi^2 = \frac{2Q}{f_c} \cdot (f - f_c)$ , entonces  $df = \frac{f_c}{2Q} d\chi$ . El ancho de banda equivalente se calcula de esta forma

$$B_{eq} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{(1 + \chi^2)^2} \frac{f_c}{2Q} d\chi$$

Este resultado es el mismo que el del filtro RC calculado anteriormente. El ancho de banda equivalente es el ancho de banda de 3dB por  $\pi/2$

$$B_{eq} = \frac{\pi}{4} \cdot f_{3dB} = \frac{\pi f_c}{4Q}$$

En el caso de un amplificador doble sintonizado, la transferencia normalizada es:

$$|H(\bar{f}_c)|^2 = \frac{1}{1 + \frac{\chi^4}{4}}$$

$$B_{eq} = \frac{\pi}{2} \cdot f_{3dB} = \frac{\pi f_c}{2Q}$$

## 19.1 Ejemplo Simple Sintonizado empleando transistor con cifra de ruido \$ NF = 2 \text{ dB} \$.

Calcular el ancho de banda equivalente de un amplificador simple sintonizado. Calcular para máxima transferencia de energía. Suponer que el aporte de la fuente de ruido en exceso se encuentra en la entrada.

Datos:  $f_o = 100 \text{ MHz}$

$Q_c = 40$

$Q_o = inf$

Transistor:  $y_{11} = 1,0 \text{ mS}$ ,  $y_{12} = 0,0 \text{ mS}$ ,  $y_{21} = 30,0 \text{ mS}$ ,  $y_{22} = 0,1 \text{ mS}$ .

```
[6]: ## Ejemplo con calculo en Python
# simple sintonizado de 100MHz
# Frecuencia de operación
fo = 100e6
wo= 2*np.pi*fo

kb = constants.value('Boltzmann constant')
# Temperatura en Kelvin
T = 300

# Parametros del transistor 100 MHz
y11 = 1.0e-3
y12 = 0.0
y21 = 30.0e-3
y22 = 0.1e-3
# Cifra de ruido del transistor
NF = 2 # dB
F = 10**(NF/10) # Factor de ruido del transistor

Q1 = 40 # Q cargado del sintonizado
Qo = 10000 # Q libre de perdidas

rg = 1/y11.real # Resistencias del generador
r11 = 1/y11.real # resistencia de entrada
gm = abs(y21) # gm del transistor
r22 = 1/y22.real # resistencia de salida
rl = 1/y22.real # Resistencia de carga

rext = rg/2 # resistencia externa para el calculo del
↳inductor
L1 = (1/Q1 - 1/Qo)*rext/wo # Calculo del inductor
C1 = 1/(wo**2 * L1) # Capacitor de sintonia
rp1 = Qo * wo * L1 # Resistencia de perdida

rti = Q1*wo*L1 # resistencia total en el nodo de entrada
↳(incluye sintonizado)
rto = r22*rl/(r22 + rl) # resistencia total en el nodo de salida (no
↳tiene sintonizado)
Av = gm * rto # Ganancia de tension
G = Av**2 * r11/rl # Ganancia de potencia
print('Ganancia de potencia: {:.1.2e} V'.format(G) )

Beq1 = (np.pi/2)*(fo/Q1) # Ancho de banda equivalente del sintonizado
print('Ancho de banda equivalente: {:.1.2e} Hz '.format(Beq1) )

# Calculo de la fuentes de corriente de ruido
iib = (4*kb*T/rti)**(1/2) ## Corriente de ruido dadas las resistencias en
↳la entrada
Ni = iib**2* Beq1 *r11 # N Potencia de ruido de entrada
print('Potencia de ruido de entrada Ni: {:.1.2e} W'.format(Ni))
```

(continúe en la próxima página)

(proviene de la página anterior)

```

iei    = (F - 1)**(1/2) * iib  ## Fuente de corriente de ruido en exceso en
↳la entrada
# Si la fuente se encuentra en el nodo de salida
#ieo    = ((F - 1)*G*rti/rto)**(1/2)*ii

inoise = (iib**2 + iei**2)**(1/2)  # Corriente total en el nodo de entrada
print('Valor cuadrático medio de la corriente sobre el resistor de entrada: {
↳:1.2e} V'.format(inoise) )

No     = G * (inoise**2 * Beq1 * r11)
print('Potencia de ruido sobre el resistor de salida: {:1.2e} W'.format(No))

F      = No/(G*Ni)
print('F : {:1.2e} '.format(F))
NF     = 10 * np.log10(F)
print('NF : {:1.2e} '.format(NF))

Ganancia de potencia: 2.25e+03 V
Ancho de banda equivalente: 3.93e+06 Hz
Potencia de ruido de entrada Ni: 1.31e-13 W
Valor cuadrático medio de la corriente sobre el resistor de entrada: 7.26e-12
↳V
Potencia de ruido sobre el resistor de salida: 4.66e-10 W
F : 1.58e+00
NF : 2.00e+00

```

```

[7]: ## Parametros de LTspice
# para usar en LTspice. Presionar s y pegar en el cuadro de dialogo.
# Los valores de los componentes se asignan entre llaves.

```

```

## Para las simulaciones con LTspice
gei = iei/1e-12

print('.param L1 = {:1.3e}'.format(L1))
print('.param C1 = {:1.3e}'.format(C1))
print('.param rp1 = {:1.3e}'.format(rp1))
print('.param rg = {:1.3e}'.format(rg))
print('.param r11 = {:1.3e}'.format(r11))
print('.param gm = {:1.3e}'.format(gm))
print('.param r22 = {:1.3e}'.format(r22))
print('.param r1 = {:1.3e}'.format(r1))
print('.param gei = {:1.3e}'.format(gei))

```

```

.param L1 = 1.981e-08
.param C1 = 1.278e-10
.param rp1 = 1.245e+05
.param rg = 1.000e+03
.param r11 = 1.000e+03
.param gm = 3.000e-02

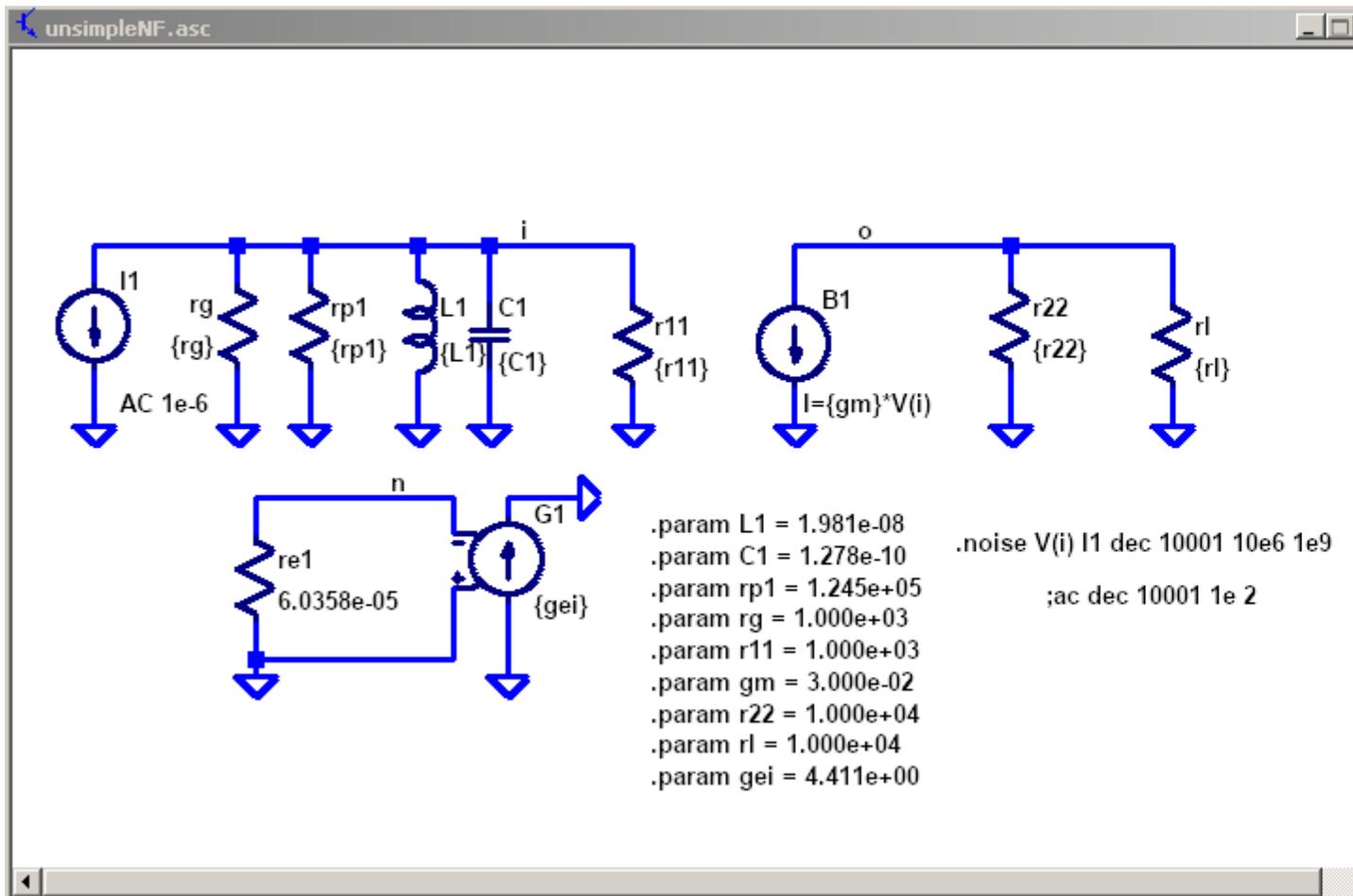
```

(continué en la próxima página)

(proviene de la página anterior)

```
.param r22 = 1.000e+04
.param rl = 1.000e+04
.param gei = 4.411e+00
```

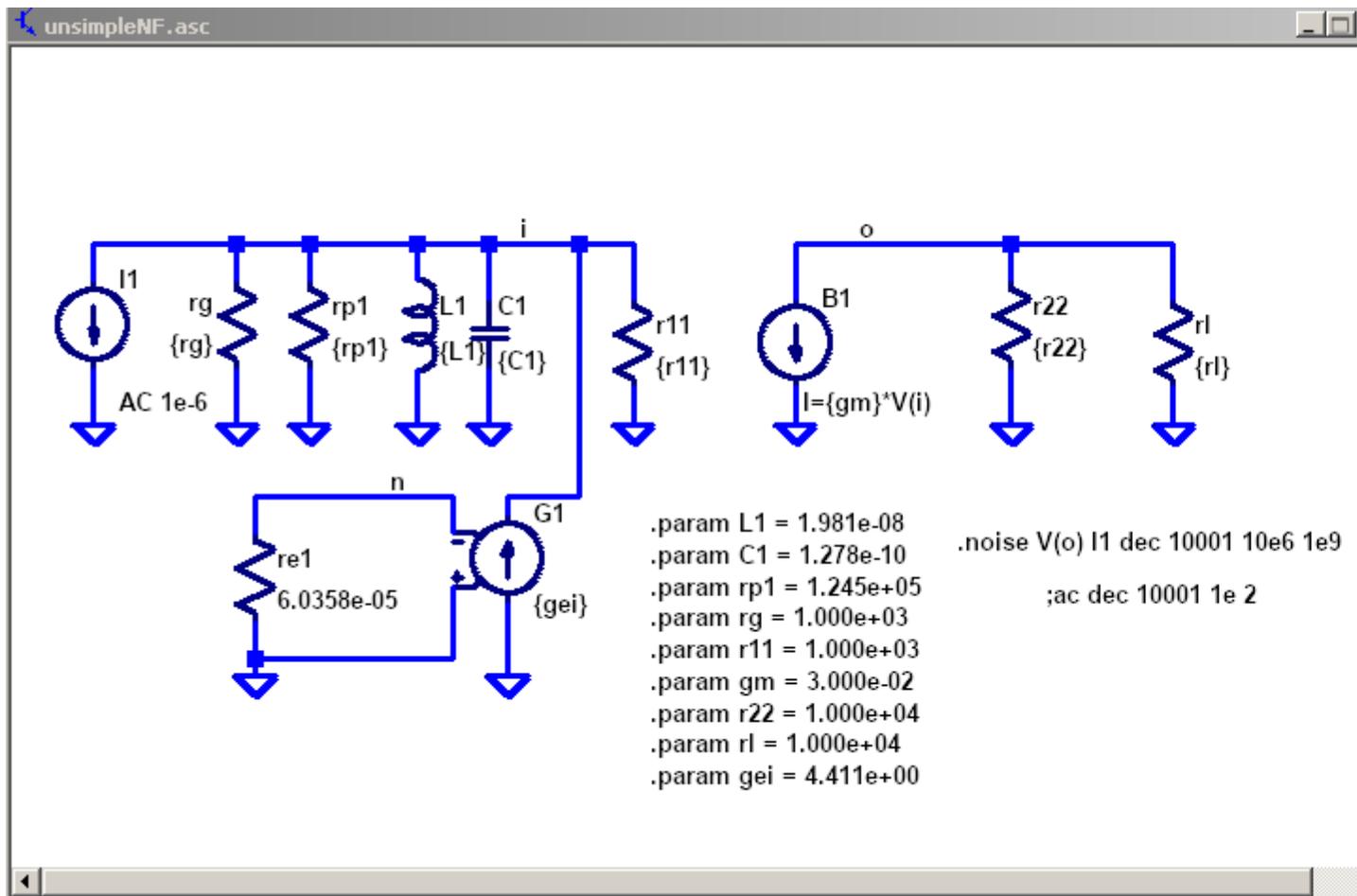
### 19.1.1 Medición con LTspice



Valor cuadrático medio de la tensión en el nodo de entrada:  $5,5858e - 6V$

Potencia de ruido sobre el resistor  $r_{11}$ :

$$N_i = \frac{v_{ni}^2}{r_{11}} = 3,12 \times 10^{-14} W$$



Valor cuadrático medio de la tensión en el nodo de entrada:  $1,11e - 3V$

Potencia de ruido sobre el resistor  $rl$ :

$$N_o = \frac{v_{no}^2}{rl} = 4,66 \times 10^{-10} W$$

## 19.2 Ejemplo Dos Simples Sintonizados empleando transistor con factor de ruido $F = 2$ .

Calcular el ancho de banda equivalente de un amplificador simple sintonizado que tiene dos sintonizados. Calcular para máxima transferencia de energía.

Datos:  $f_o = 100MHz$

$Q_{c1} = 40$   $Q_{c2} = 40$

$Q_o = inf$

Transistor:

$y_{11} = 1,0 \times 10^{-3} S$ ,

$$y_{12} = 0,0S,$$

$$y_{21} = 30,0 \times 10^{-3}S,$$

$$y_{22} = 0,1 \times 10^{-3}S.$$

```
[8]: ## Ejemplo con calculo en Python
# simple sintonizado de 100MHz
# Frecuencia de operación
fo = 100e6
wo= 2*np.pi*fo

kb = constants.value('Boltzmann constant')
# Temperatura en Kelvin
T = 300

# Parametros del transistor 100 MHz
y11 = 1.0e-3
y12 = 0.0
y21 = 30.0e-3
y22 = 0.1e-3
# Cifra de ruido del transistor
NF = 2 # dB
F = 10**(NF/10) # Factor de ruido del transistor

Q1 = 40 # Q cargado del sintonizado
Q2 = 40 # Q cargado del sintonizado
Qo = 10000 # Q libre de perdidas

rg = 1/y11.real # Resistencias del generador
r11 = 1/y11.real # resistencia de entrada
gm = abs(y21) # gm del transistor
r22 = 1/y22.real # resistencia de salida
rl = 1/y22.real # Resistencia de carga

## Entrada
rext = rg/2 # resistencia externa para el calculo del
↳inductor
L1 = (1/Q1 - 1/Qo)*rext/wo # Calculo del inductor
C1 = 1/(wo**2 * L1) # Capacitor de sintonia
rp1 = Qo * wo * L1 # Resistencia de perdida
rti = Q1*wo*L1 # resistencia total en el nodo de entrada
↳(incluye sintonizado)

## Salida
rext = r22/2 # resistencia externa para el calculo del
↳inductor
L2 = (1/Q2 - 1/Qo)*rext/wo # Calculo del inductor
C2 = 1/(wo**2 * L2) # Capacitor de sintonia
rp2 = Qo * wo * L2 # Resistencia de perdida
rto = Q2*wo*L2 # resistencia total en el nodo de salida (no
↳tiene sintonizado)
```

(continué en la próxima página)

(proviene de la página anterior)

```

Av  = gm * rto          # Ganancia de tension
G   = Av**2 * r11/r1   # Ganancia de potencia
print('Ganancia de potencia: {:.1.2e} V'.format(G) )

# Ancho de banda equivalente para las fuentes de ruido en la entrada del
↳sintonizado
Beq1 = (np.pi/2)*(fo/Q1)
print('Ancho de banda equivalente de la entrada: {:.1.2e} Hz '.format(Beq1) )
# Ancho de banda equivalente para las fuentes de ruido en la salida del
↳sintonizado
Beq2 = (np.pi/2)*(fo/Q2)
print('Ancho de banda equivalente de la salida: {:.1.2e} Hz '.format(Beq2) )

# Ancho de banda equivalente para las fuentes de ruido de la entrada del
↳sintonizado
Beq1o = (np.pi/4)*(fo/Q1)
print('Ancho de banda equivalente: {:.1.2e} Hz '.format(Beq1o) )

# Calculo de la fuentes de corriente de ruido
iib  = (4*kb*T/rti)**(1/2) ## Corriente de ruido dadas las resistencias en
↳la entrada
Ni   = iib**2* Beq1o *r11      # N Potencia de ruido de entrada
print('Potencia de ruido de entrada Ni: {:.1.2e} W'.format(Ni))

iei  = (F - 1)**(1/2) * iib ## Fuente de corriente de ruido en exceso en
↳la entrada
# Si la fuente se encuentra en el nodo de salida
ieo  = ((F - 1)*G*rti/rto)**(1/2)*iib

inoise = (iib**2 + iei**2)**(1/2) # Corriente total en el nodo de entrada
print('Valor cuadratico medio de la corriente sobre el resistor de entrada: {
↳1.2e} A'.format(inoise) )

No   = G * (inoise**2 * Beq1o * r11)
print('Potencia de ruido sobre el resistor de salida: {:.1.2e} W'.format(No))

F    = No/(G*Ni)
print('F : {:.1.2e} '.format(F))
NF   = 10 * np.log10(F)
print('NF : {:.1.2e} '.format(NF))

Ganancia de potencia: 2.23e+03 V
Ancho de banda equivalente de la entrada: 3.93e+06 Hz
Ancho de banda equivalente de la salida: 3.93e+06 Hz
Ancho de banda equivalente: 1.96e+06 Hz
Potencia de ruido de entrada Ni: 6.53e-14 W
Valor cuadratico medio de la corriente sobre el resistor de entrada: 7.26e-12
↳A
Potencia de ruido sobre el resistor de salida: 2.31e-10 W

```

(continué en la próxima página)

(proviene de la página anterior)

```
F : 1.58e+00
NF : 2.00e+00
```

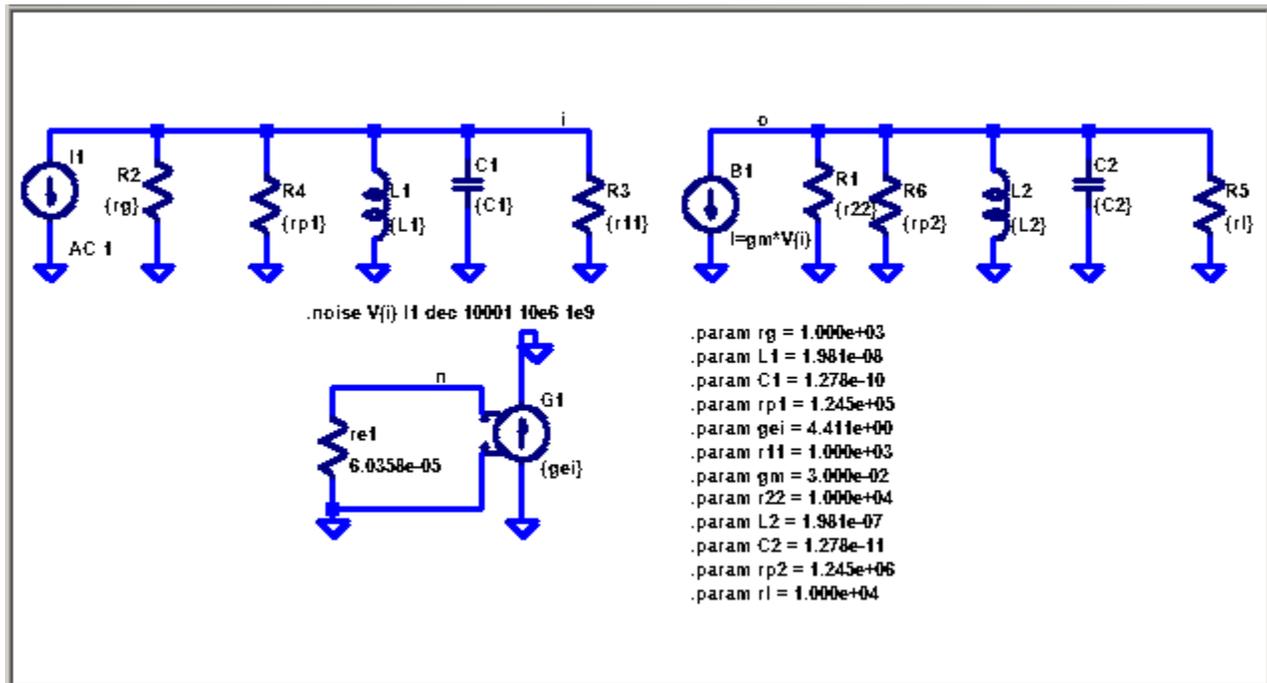
```
[9]: ## Parametros de LTspice
# para usar en LTspice. Presionar s y pegar en el cuadro de dialogo.
# Los valores de los componentes se asignan entre llaves.
```

```
## Para las simulaciones con LTspice
gei = iei/1e-12
geo = ieo/1e-12

print('.param rg = {:.3e}'.format(rg))
print('.param L1 = {:.3e}'.format(L1))
print('.param C1 = {:.3e}'.format(C1))
print('.param rp1 = {:.3e}'.format(rp1))
print('.param gei = {:.3e}'.format(gei))
print('.param geo = {:.3e}'.format(geo))
print('.param r11 = {:.3e}'.format(r11))
print('.param gm = {:.3e}'.format(gm))
print('.param r22 = {:.3e}'.format(r22))
print('.param L2 = {:.3e}'.format(L2))
print('.param C2 = {:.3e}'.format(C2))
print('.param rp2 = {:.3e}'.format(rp2))
print('.param r1 = {:.3e}'.format(r1))
```

```
.param rg = 1.000e+03
.param L1 = 1.981e-08
.param C1 = 1.278e-10
.param rp1 = 1.245e+05
.param gei = 4.411e+00
.param geo = 6.590e+01
.param r11 = 1.000e+03
.param gm = 3.000e-02
.param r22 = 1.000e+04
.param L2 = 1.981e-07
.param C2 = 1.278e-11
.param rp2 = 1.245e+06
.param r1 = 1.000e+04
```

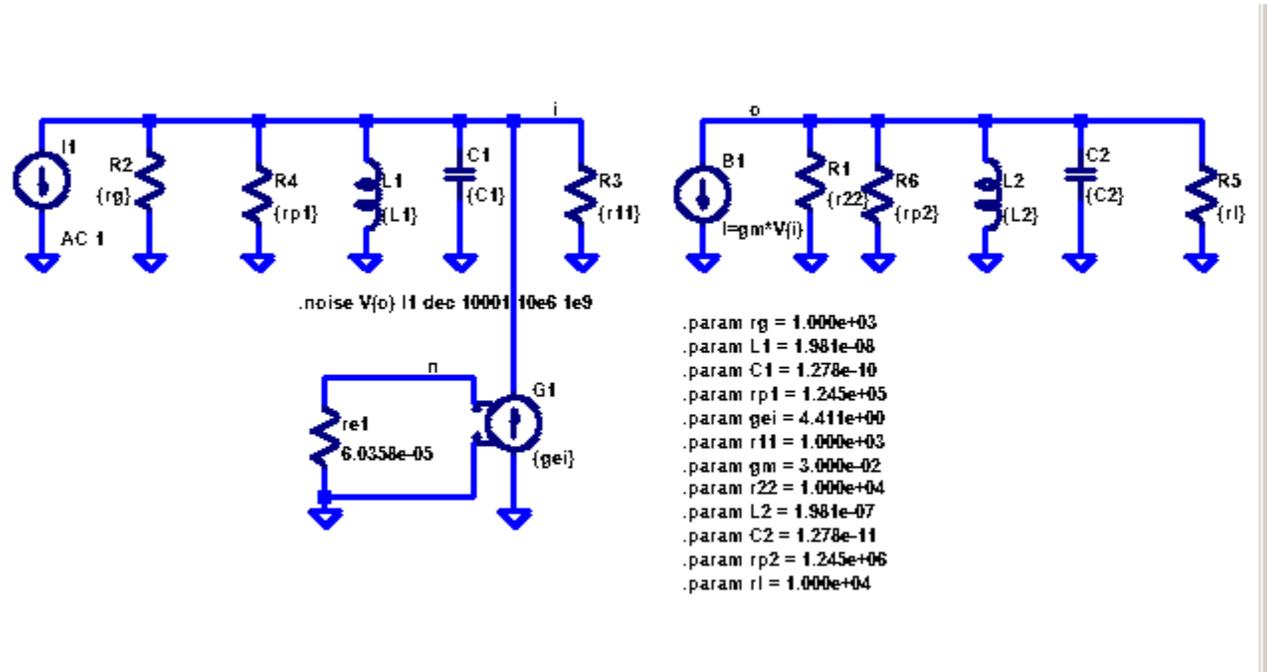
### 19.3 Medición con LTspice



Valor cuadrático medio de la tensión en el nodo de entrada:  $5,5858e - 6V$

Potencia de ruido sobre el resistor  $r11$ :

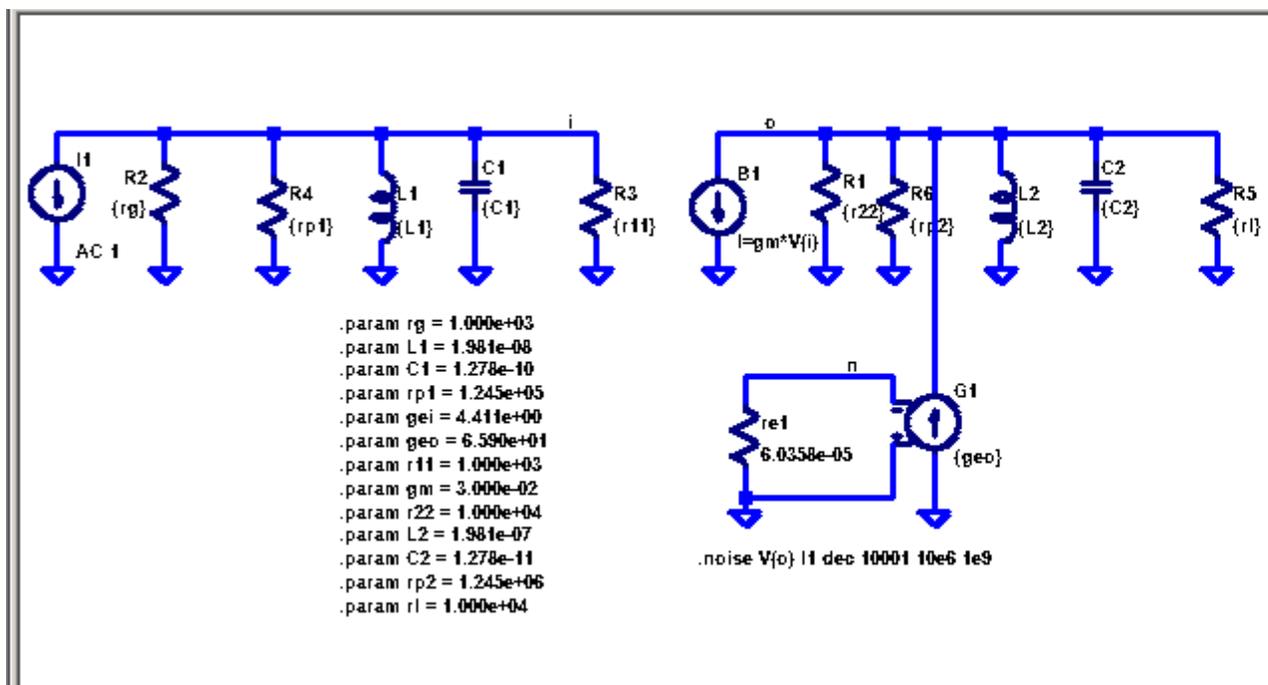
$$N_i = \frac{vn_i^2}{r_{11}} = 3,12 \times 10^{-14}W$$



Valor cuadrático medio de la tensión en el nodo de entrada:  $757e - 6V$

Potencia de ruido sobre el resistor  $r_l$ :

$$N_o = \frac{v_{no}^2}{r_l} = 5,73 \times 10^{-11} W$$



Valor cuadrático medio de la tensión en el nodo de entrada:  $885e - 6V$

Potencia de ruido sobre el resistor  $r_l$ :

$$N_o = \frac{v_{no}^2}{r_l} = 7,85 \times 10^{-11} W$$

La diferencia entre los dos metodos radica en que la fuente de corriente de ruido en la entrada se filtra por dos sintonizados, lo que da un ancho de banda equivalente de ruido de  $\frac{\pi}{4}$ , en cambio, al estar en la salida, el ancho de banda equivalente es de  $\frac{\pi}{2}$ .

### 19.4 Ancho de banda de ruido equivalente

Se define como ancho de banda equivalente de ruido, al ancho de banda que debería tener un dispositivo ideal para producir en la salida la misma potencia de ruido.

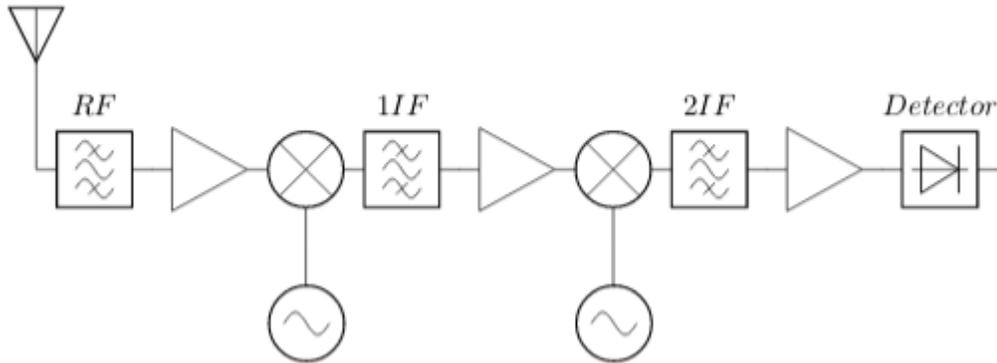
La potencia de ruido a la salida del dispositivo puede calcularse integrando la densidad espectral de potencia de ruido a la salida  $N_{noise} * |H(f)|^2$  para todas las frecuencias, donde  $|H(f)|^2$  es la ganancia de potencia del dispositivo en función de la frecuencia (puede ser un amplificador, un filtro o un mezclador). Esta potencia tiene que coincidir con la potencia a la salida de un filtro ideal de ancho de banda  $B_{eq}$  y ganancia igual a la ganancia en frecuencia central  $f_c$ .

Esto demuestra que el ancho de banda se calcula de la siguiente forma:

$$B_{eq} = \frac{\int_0^\infty |H(f)|^2 df}{|H(f_c)|^2} = \int_0^\infty \frac{|H(f)|^2}{|H(f_c)|^2} df = \int_0^\infty |H(\bar{f})|^2 df$$

## 19.5 Ruido en un receptor heterodino

La figura muestra un receptor heterodino de doble conversión.



El factor de ruido del receptor se puede calcular como:

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{\prod_{i=1}^{N-1} G_i}$$

Podemos aplicar la formula de Frizz, si los anchos de banda de ruido se reducen en las sucesivas etapas.

Dado que la incidencia del factor de ruido es inversamente proporcional a las ganancias anteriores, para la mayoría de los casos prácticos, las primeras etapas son las que definen el ruido del sistema.

Con respecto al ancho de banda de ruido equivalente, podemos analizar los anchos de banda de ruido de cada etapa para ver como inciden en el ancho de banda total del sistema.

En este caso, por ejemplo, si la etapa de RF esta sintoniza en  $100MHz$ , su ancho de banda probablemente sea de algunos  $MHz$ , la etapa de primera de frecuencia intermedia tiene una frecuencia de  $10,7MHz$  con un ancho de banda de cientos de  $KHz$  y por último, la etapa de segunda frecuencia intermedia esta sintonizada a  $455KHz$  con un ancho de banda de decenas de  $KHz$ . En este sistema, la cifra de ruido se define por las primeras etapas (RF y 1FI) y el ancho de banda equivalente de ruido esta definido principalmente por la etapa de segunda FI.

## 19.6 Tres simples sintonizados sincrónicos:

$$|H(\bar{f})|^2 = \frac{1}{(1 + \chi^2)^3}$$

Donde:  $\chi^2 = \frac{2Q}{f_o} \cdot (f - f_o)$ , entonces  $df = \frac{f_o}{2Q} d\chi$ .

El ancho de banda equivalente se calcula de esta forma

$$B_{eq} = \int_0^{\infty} \frac{1}{(1 + \chi^2)^3} \frac{f_o}{2Q} d\chi$$

El ancho de banda equivalente es el ancho de banda de 3dB por  $\pi/2$

$$B_{eq} = \frac{3 \cdot \pi}{16} \cdot \frac{f_o}{2Q}$$

## 19.7 Butterwoth de tercer orden

La transferencia normalizada de un Butterwoth de orden  $n$  puede expresarse como:

$$|H(\bar{f})| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\chi(f)}{\chi(f_c)}\right)^{2 \cdot n}}}$$

donde:

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

$$\chi(f_c) = 2 \cdot Q \cdot \frac{(f_c - f_o)}{f_o}$$

Esta transferencia corresponde a un filtro pasabajo, por lo tanto para el cálculo del ancho de banda equivalente podemos usar esta ecuación teniendo en cuenta que corresponde a la mitad del ancho de banda.

Entonces:

$$B_{eq} = 2 \cdot \int_0^\infty \frac{1}{1 + \left(\frac{\chi(f)}{\chi(f_c)}\right)^6} \frac{f_o}{2Q} d\chi = \frac{f_o}{Q} \cdot \chi(f_c) \cdot \frac{\pi}{3} = 2 \cdot \frac{f_o}{2Q} \cdot 2 \cdot Q \cdot \frac{(f_c - f_o)}{f_o} \cdot \frac{\pi}{3}$$

$$B_{eq} = 2 \cdot (f_c - f_o) \cdot \frac{\pi}{3}$$