

Didactica_5

July 21, 2021

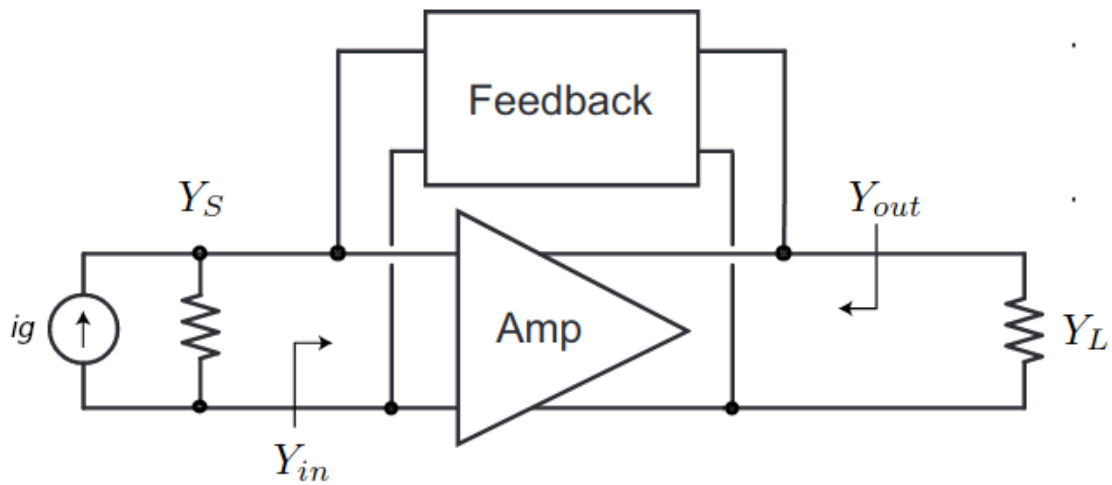
1 Amplificador generico pequeña señal para banda angosta.

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.

1.1 Consideraciones generales de diseño

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

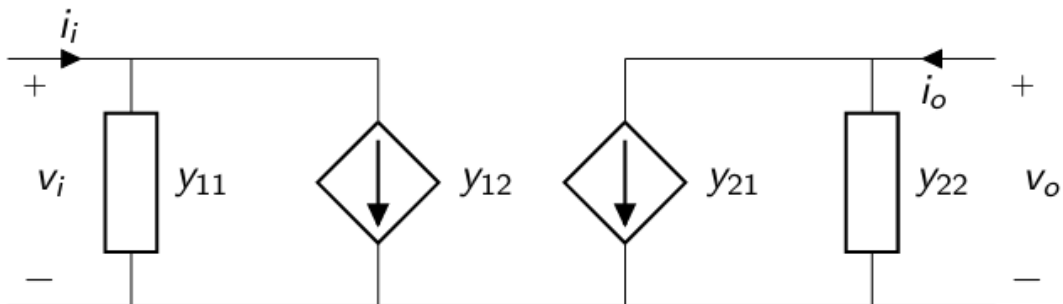
Considere un amplificador genérico de dos puertos que se muestra en la figura. Los circuitos de dos puertos lineales e invariante en el tiempo se puede describir usando cualquier conjunto de parámetros de dos puertos, incluidos los parámetros de admitancia Y , parámetros de impedancia Z , parámetros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



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

1.2 Parametro admitancia

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

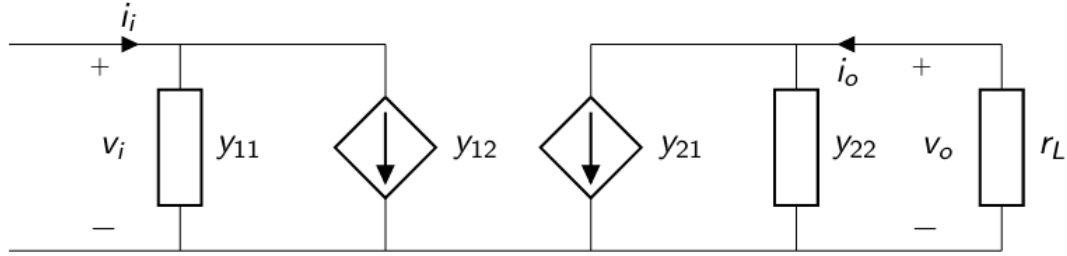


Las ecuaciones del cuadripolo en función de los parámetros de admitancia y tensiones del circuito:

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

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

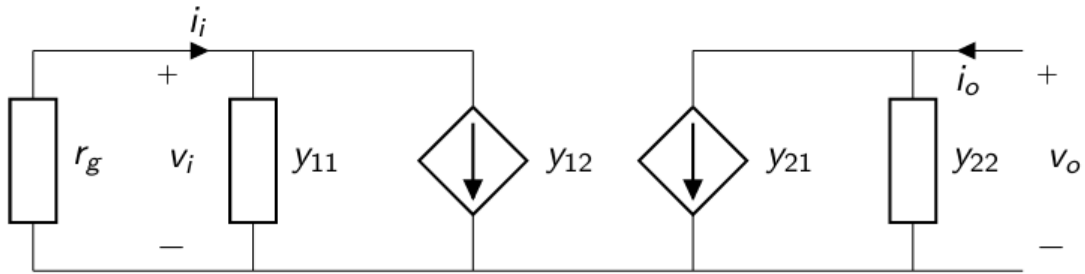
1.2.1 Admintacia de entrada



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

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

1.2.2 Admintacia de salida

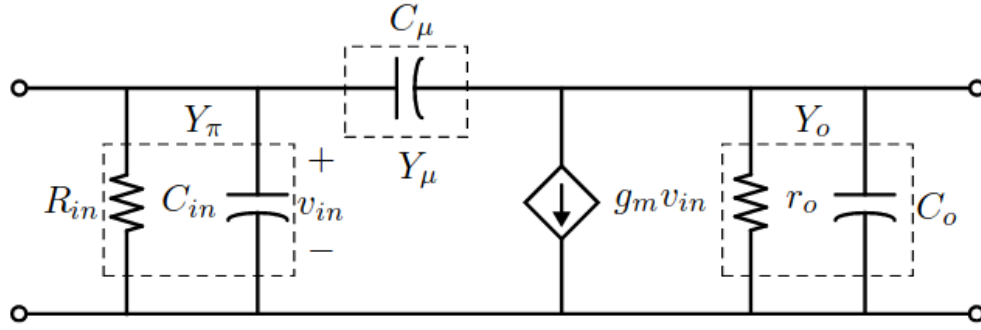


Del circuito, se puede calcular la admitancia de entrada dada una admitancia de salida y_L :

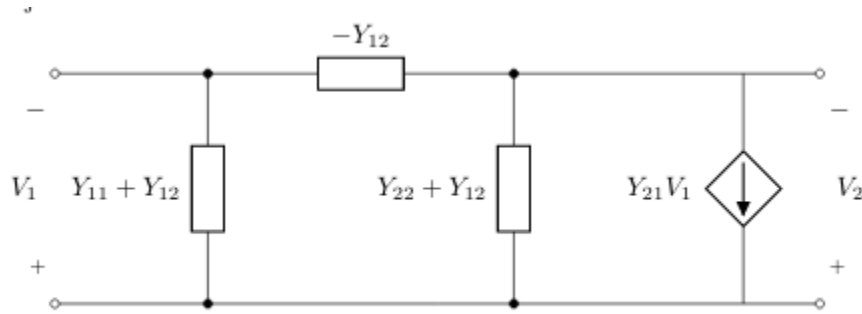
$$y_{out} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + y_g}$$

1.2.3 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.

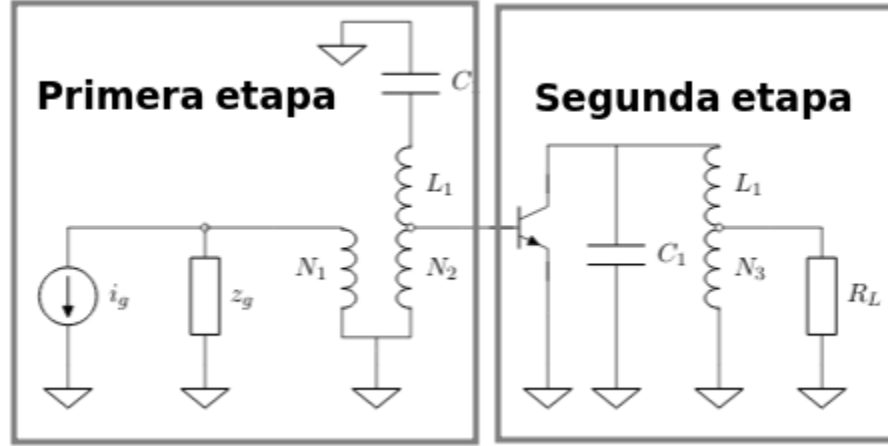


(AN215A)[<https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN215A.pdf>]

2 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.



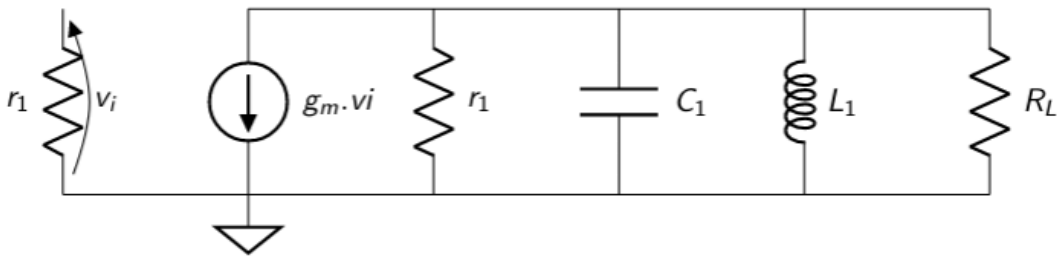
La figura muestra un amplificador realizado con un transistor NPN y etapas de sintonia. Cada una de estas etapas corresponde a un simple sintonizado.

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.

2.1 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:

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

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

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

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

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

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

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

2.2 Modulo y fase de la transferencia de tensión

La trasferencia de un simple sintonizado se obtuvo como

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

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

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

Operando.

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

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

Se obtiene entonces la trasferencia

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

El modulo de la trasferencia

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

La fase de la transferencia

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

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

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

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

Que también puede ser expresada en función de la frecuencia como

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

2.2.2 Simetría

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

Para una atenuación dada:

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

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

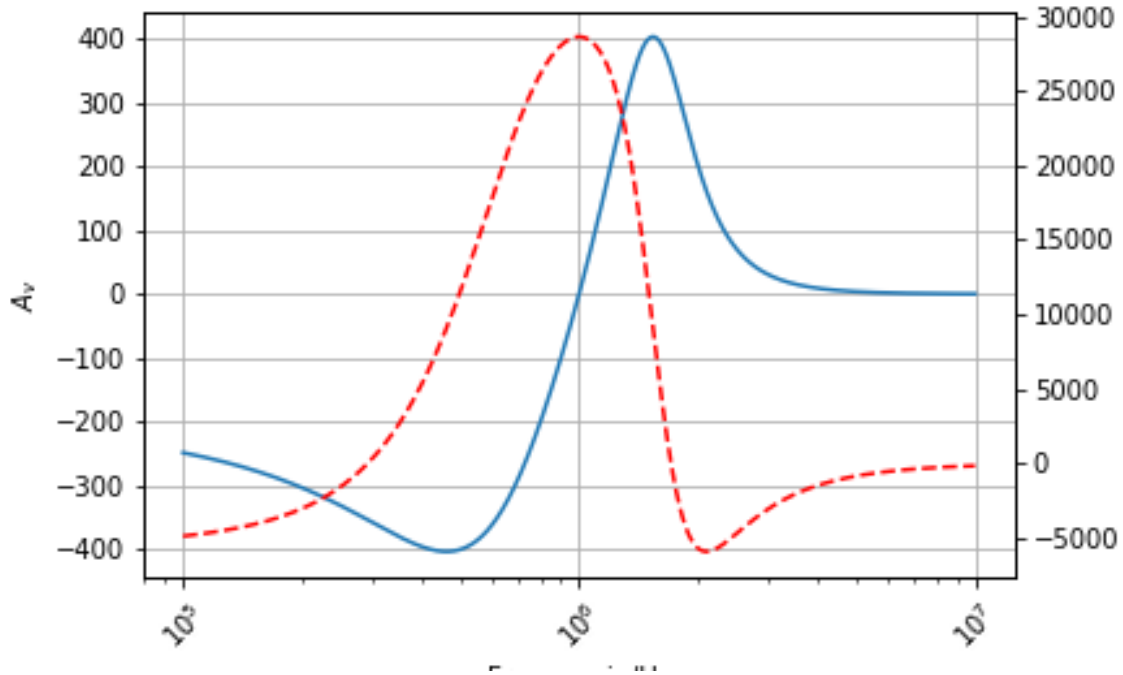
$$\omega_1 \omega_2 = \omega_o^2$$

Simetría geométrica.

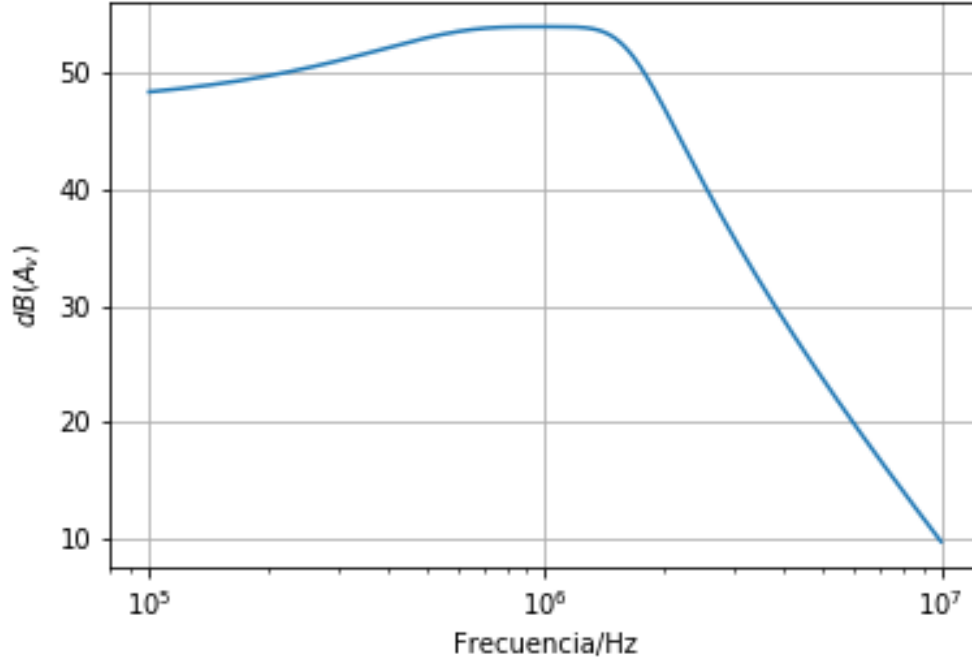
2.3 Ejemplo 1

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



2.4 Diagrama de polos y ceros de un simple sintonizado

Volviendo a la expresión

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

La expresión puede ser rescrita como:

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

Donde los polos:

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

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

Donde podemos remplazar los siguiente terminos:

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

$$Q = \omega_o CR$$

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

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

Factor comun $-\omega_o^2$:

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

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

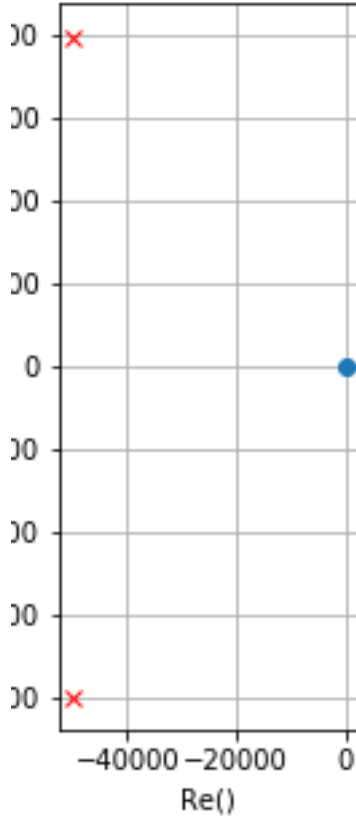
Si $Q > 2$, podemos aproximar los polos a:

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

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

Siendo entonces la ganancia de tensión:

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



3 Modelos de dispositivos activos

3.1 JFET

Características DC

3.1.1 Región óhmica lineal ($V_P \leq V_{GS} \leq 0$; $V_{DS} \leq V_{GS} - V_P$)

La corriente en el N-JFET debida a una pequeña tensión V_{DS} (es decir, en la región ‘lineal’ u ‘óhmica’ también llamada región lineal) viene dada por tratar el canal como una barra rectangular de material de $qN_d\mu_n$

En términos de I_{DSS} , la corriente de Drain puede expresarse como

$$I_D = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} \left(V_{GS} - V_P - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS}$$

3.1.2 Región de corriente constante o saturación ($V_P \leq V_{GS} \leq 0$; $V_{DS} \geq V_{GS} - V_P$)

La corriente de drenaje en la región de saturación, activa o región de pinch-off puede aproximarse en términos de polarización de Gate como

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

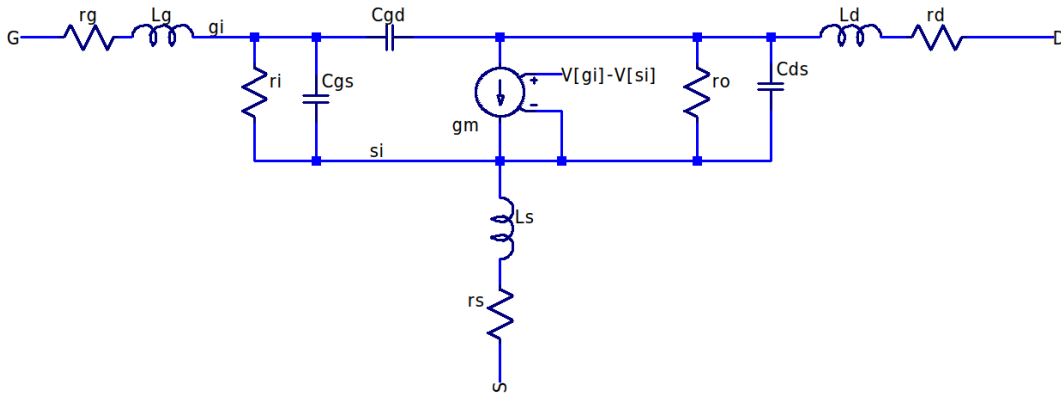
donde I_{DSS} es la corriente de saturación a una tensión Gate-Source nula, es decir, la máxima corriente que puede fluir a través del FET desde el drenaje a la fuente a cualquier tensión (admisible) de drenaje a fuente.

En la “región de saturación”, la corriente de drenaje del JFET se ve afectada en mayor medida por la tensión Gate-Source y apenas por la tensión Drain-Source.

donde

V_P es el voltaje de corte, la tensión Gate-Source al que el grosor del canal llega a cero.

3.1.3 Modelo de pequeña señal



La transconductancia para el FET viene dada por

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

donde V_P es el voltaje de pinchoff, y I_{DSS} es la corriente de Drain máxima.

La resistencia de salida se obtiene a partir de la tensión V_{DS} como

$$r_o = \frac{V_{DS}}{I_D}$$

Para usos en frecuencias hasta VHF, los fabricantes suelen ofrecer en las hojas de datos las capacidades entre conexiones. Siendo:

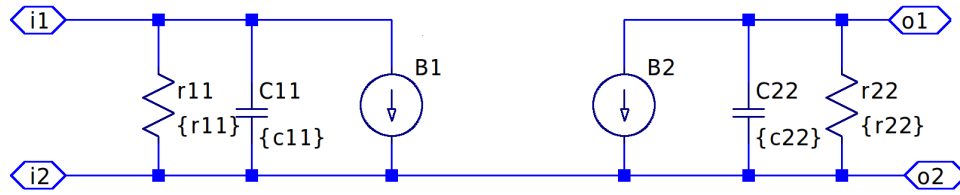
$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$$

$$C_{dss} = C_{gd} + C_{ds}$$

$$C_{rss} = C_{gd}$$

3.1.4 LTSpice

$$I = (V[o1] - V[o2] * g12) + \text{ddt}(V[o1] - V[o2]) * \{c12\}$$



$$I = (V[i1] - V[i2] * g21) + \text{ddt}(V[i1] - V[i2]) * \{c21\}$$

[]: