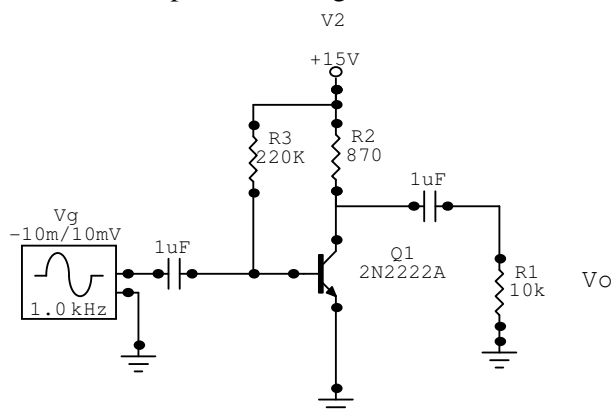


Sistemas de comunicaciones //

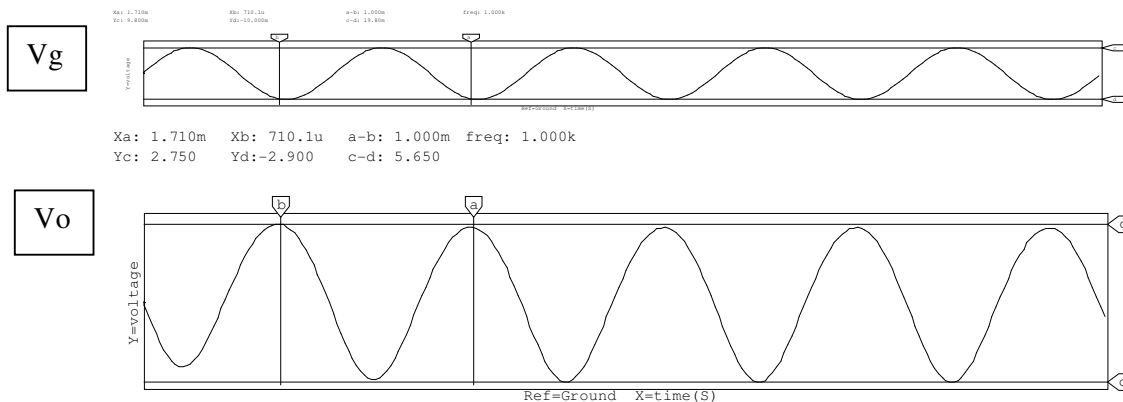
Tratamiento general de las señales

Comencemos por señalar algunos circuitos no tan típicos como las etapas clásicas.

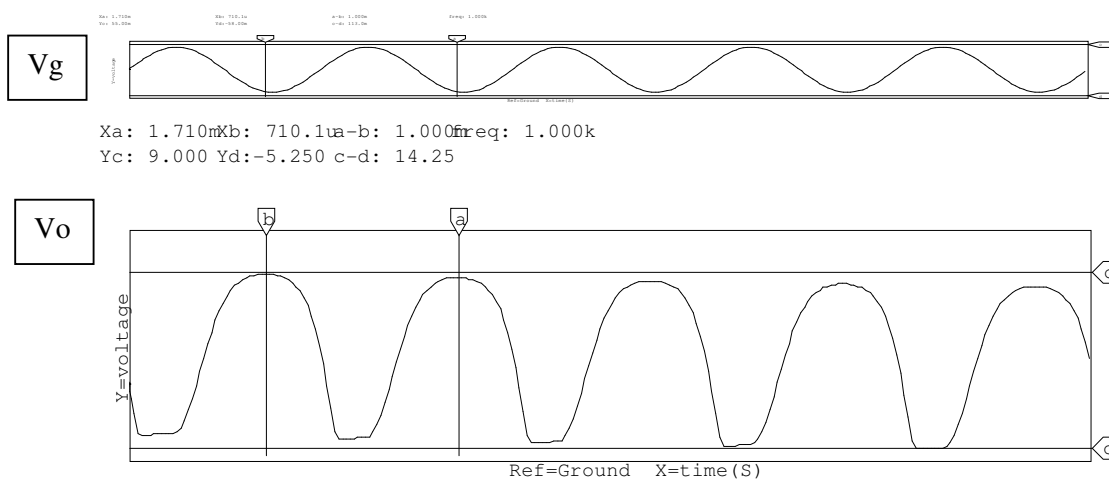


Este circuito permite una enorme amplificación de tensión, con baja estabilidad térmica y descuidada distorsión.

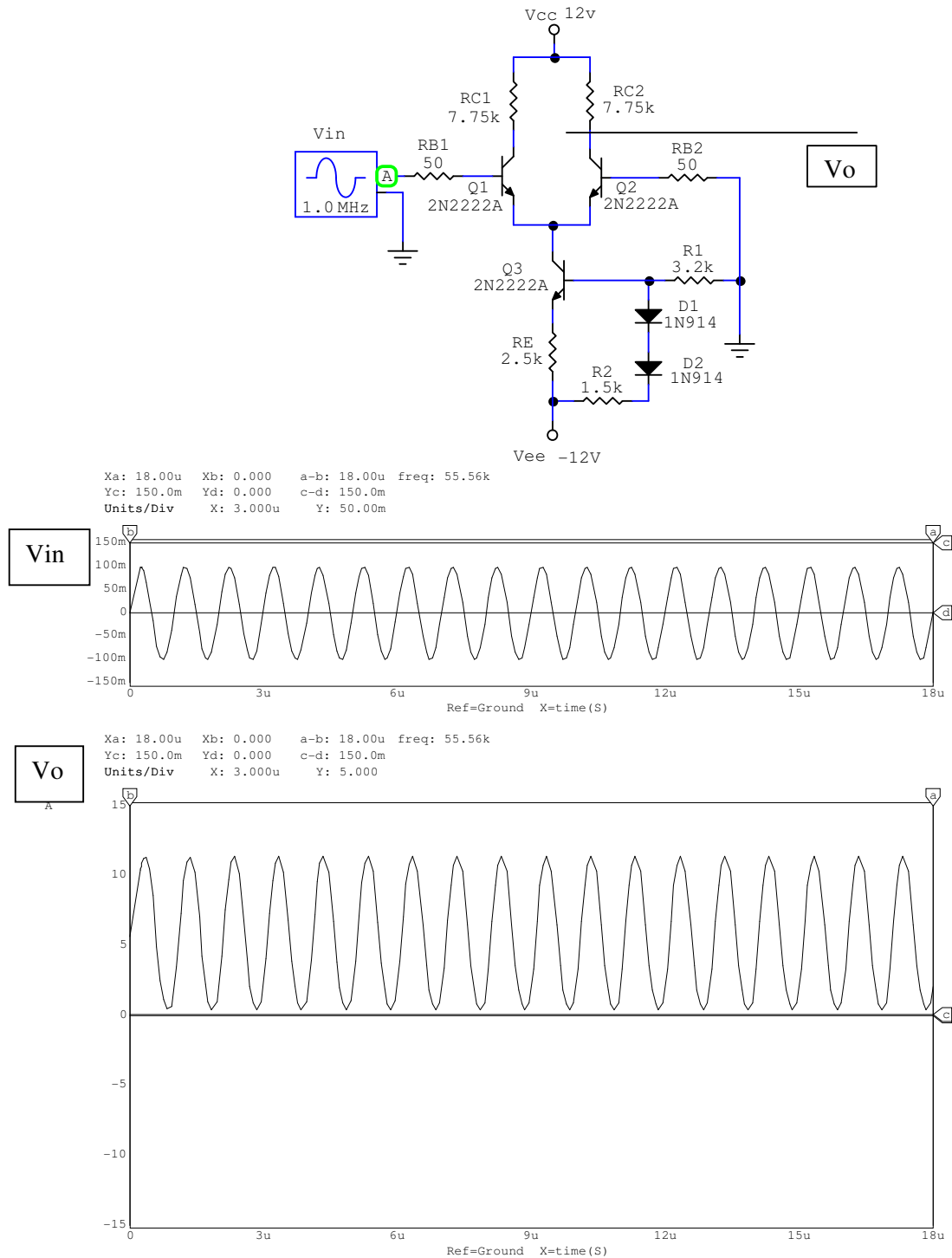
Con baja amplitud de entrada, es decir señal débil ($V_g \leq 25\text{mV}$), por ejemplo con $V_g = 10\text{mV} \cdot \cos \omega t$, se tendrá una amplificación de $\frac{5.65\text{V}}{0.020\text{V}} = 287,5$ veces en tensión:



Sin embargo, no es posible entusiasmarnos acerca de la amplitud de entrada, ya que si la misma sube a 50mV pico se tiene una importante distorsión sobre la salida:



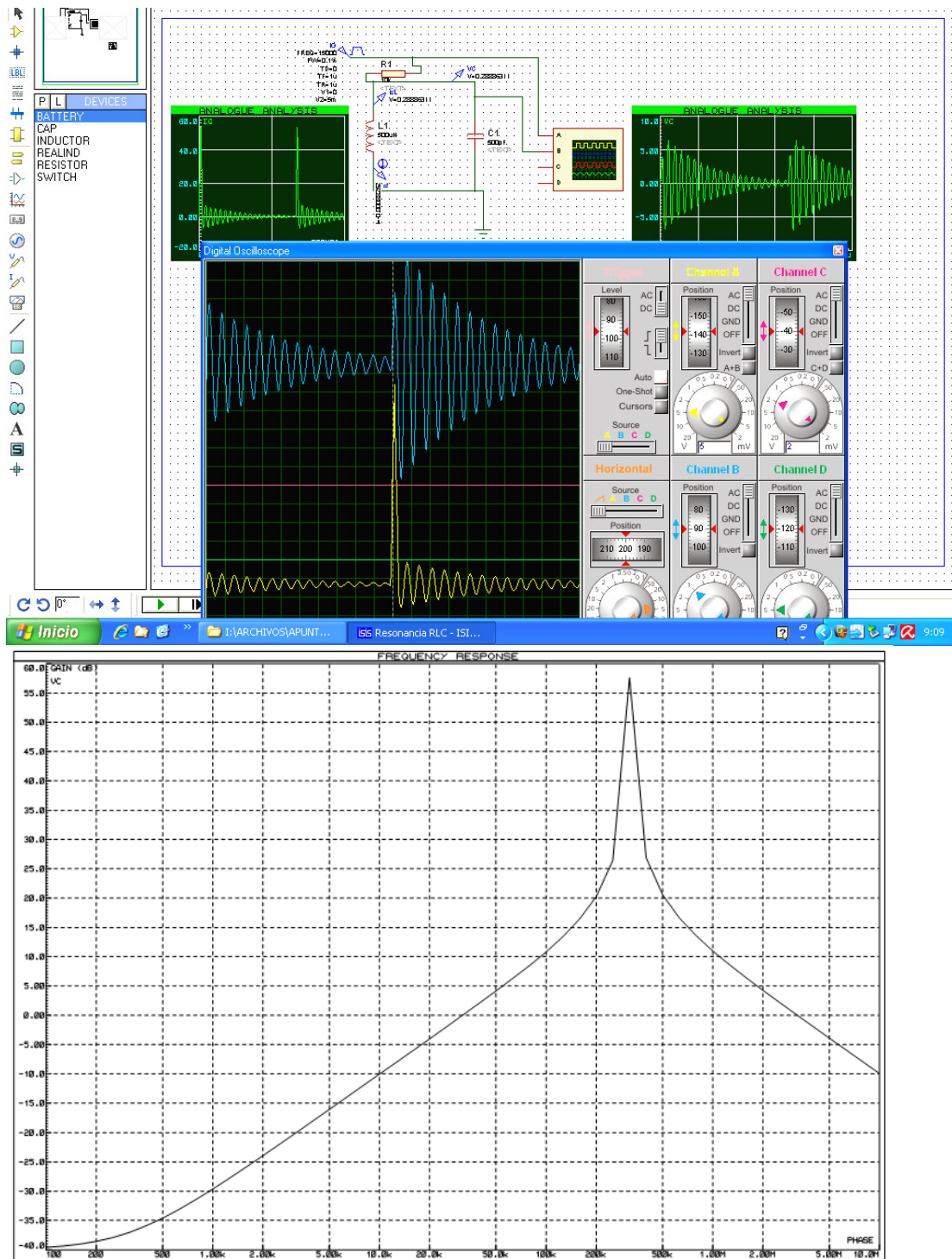
Si se utiliza una etapa par diferencial, la performance es mayor dada su menor distorsión para gran amplificación:



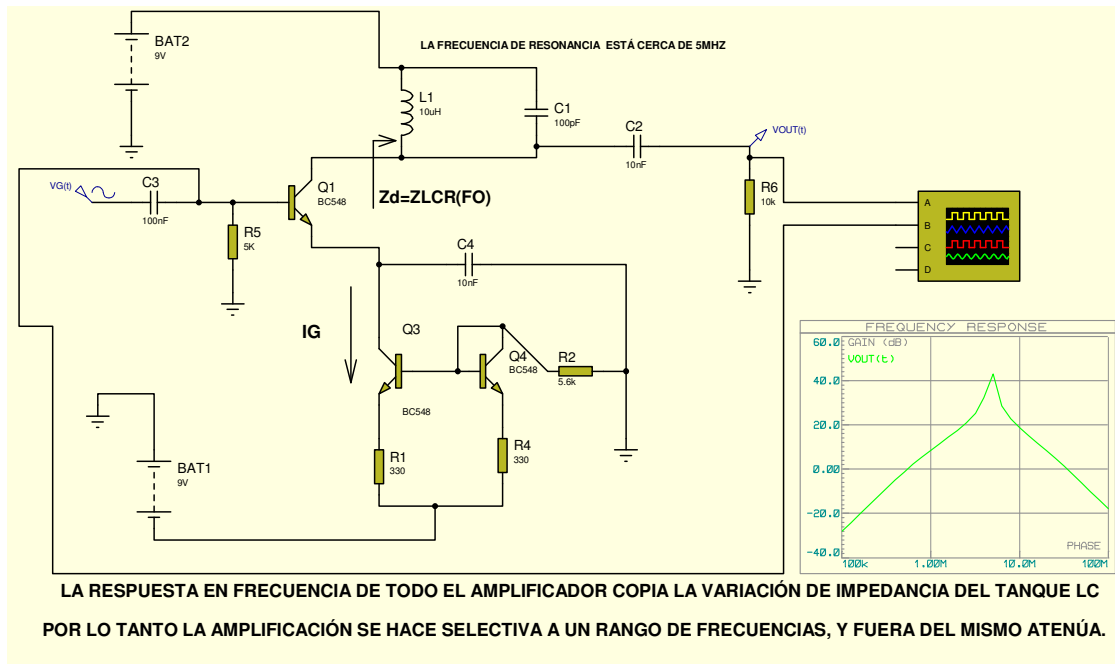
Obsérvese la ganancia de tensión mayor a 100 veces lograda, con una distorsión no apreciable a simple vista. Así concluimos que puede ser una excelente etapa para otros usos. Si recordamos el comportamiento del tanque LC para generadores que lo exciten en un rango de frecuencias muy amplio, éste tanque hace valer su curva de selectividad para filtrar las frecuencias muy alejadas de la frecuencia de resonancia.

Sistemas de comunicaciones //

Tratamiento general de las señales



Pero al tanque LC se le debe excitar con un generador de corriente, para no cargarlo, por su alta impedancia y para mantener la selectividad del filtro
Por ello se debe utilizar una etapa que amplifique como generador de corriente. Esta función la realiza el transistor cuando tomamos su salida por colector. Lugar en donde conectaremos e tanque LC.



La ganancia de un transistor en modo emisor común se puede simplificar en audio como:

$$A_v = g_m \cdot R_d$$

En este caso la tenemos la transconductancia efectiva **G_{Mo}** que depende de la amplitud de la señal de entrada y que será válida sólo como **g_m** lineal para amplitudes de entrada ($g_m = 40 \cdot I_G$).

Y la impedancia dinámica de salida es la Z_d que tendrá los distintos valores de ZLCR según la frecuencia que se amplifique. Sólo en el caso de la frecuencia central de resonancia, la impedancia del tanque se vuelve resistiva pura por la igualdad de X_L y X_C en la resonancia.

Por lo tanto, la ganancia del amplificador selectivo se hace

$$A_{v(f)} = G_{Mo(vin)} \cdot Z_{LCR(f)}$$

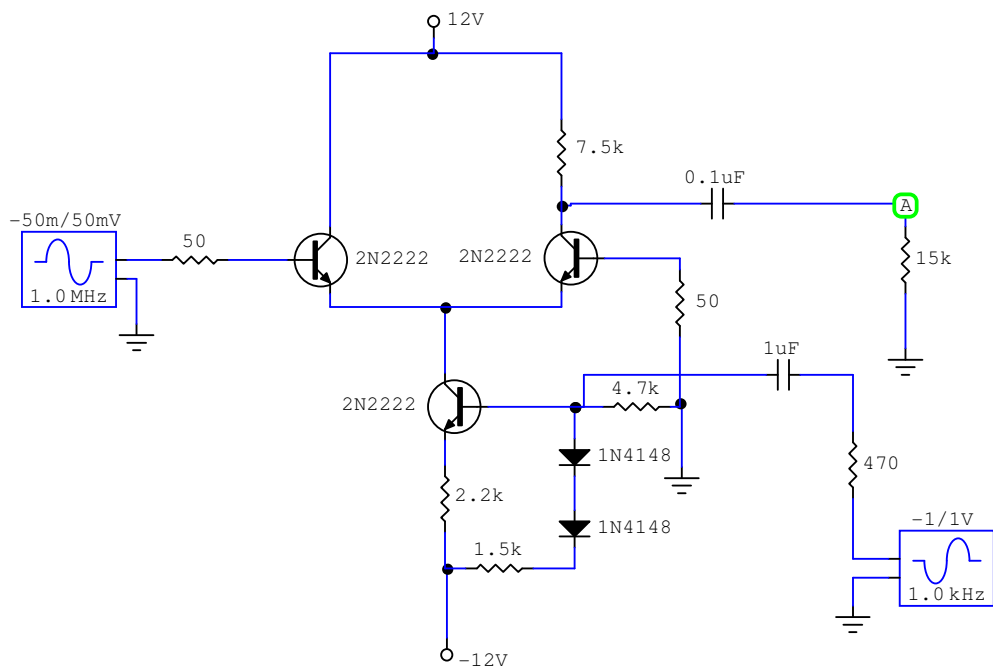
A continuación se da otro tipo de circuito, donde se aprovecha para modular en amplitud, y se calcula el tanque LC para dicha aplicación.

Para el caso, puede controlarse la fuente con una señal de audio:

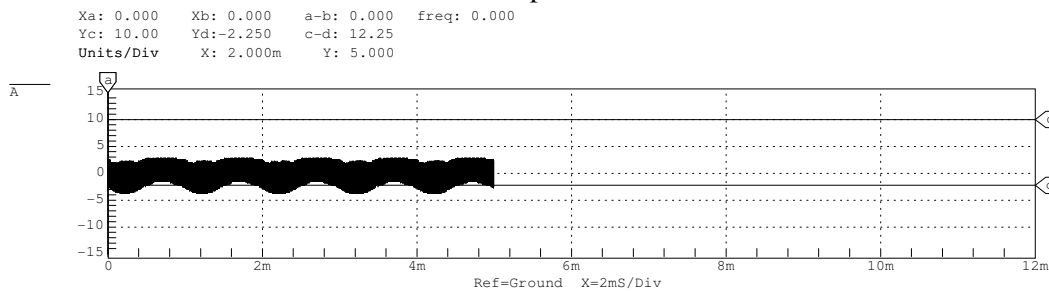
Tómese entonces lo siguiente como un ejemplo.

Sistemas de comunicaciones //

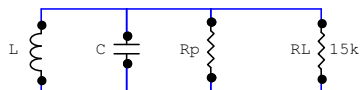
Tratamiento general de las señales



Las formas de onda se mezclan y dan una salida combinada de señales amplificadas y moduladas entre sí, más la distorsión correspondiente:



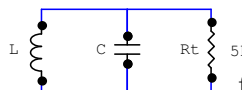
La única solución posible es seleccionar lo que nos interesa con un amplificador selectivo. A tal fin, se da una pauta de cálculo simplificado:



La R_p propia del inductor y otras (R_o del transistor), se pueden despreciar si el inductor realiza con suficiente factor de mérito Q_0 y el transistor es bien elegido. Estimando condiciones adversas, como ser que R_L pueda no conocerse y caer a 5K, podremos suponer total de resistencia en paralelo R_t dado por este último valor, es decir 5K.

(Por ejemplo, si su capacidad de salida es muy baja comparada con C , entonces se puede despreciar.)

En estas coincide con el



condiciones un factor de mérito en carga que factor de selectividad

$$Q_c = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{R_t}{\omega \cdot L}$$

Recuerde que factor de mérito (en vacío) es propio del inductor sólo: $Q_0 = \frac{R_p}{\omega \cdot L}$ donde R_p es la pérdida del inductor equivalente en paralelo.

Si le damos valor de 100Khz al ancho de banda resultará:

$$Q_c = \frac{f_o}{\Delta f} = \frac{1 \cdot 10^6}{1 \cdot 10^5} = 10$$

Luego como $R_t = 5k$, se tendrá:

$$Q_o = 10 = \frac{5 \cdot 10^3 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 10^6 \left[\frac{1}{s} \right] \cdot L}$$

Despejando L, tendremos:

$$L = \frac{5 \cdot 10^3 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 10^6 \left[\frac{1}{s} \right] \cdot 10} = 79,6 \mu H y$$

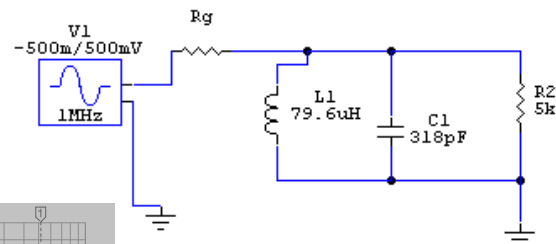
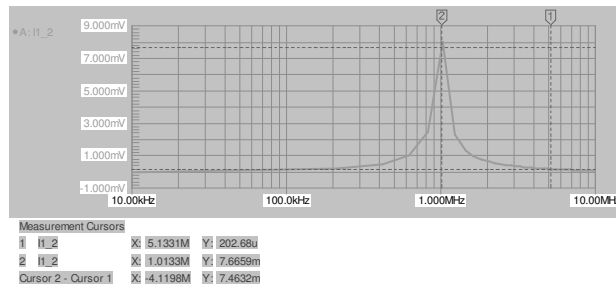
Por lo tanto el capacitor será:

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

Resultando:

$$C = 318 pF$$

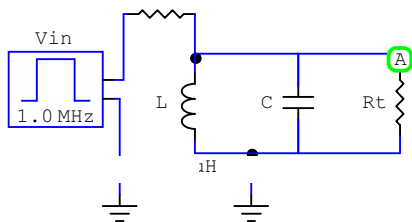
Podemos ahora establecer un equivalente LCR en paralelo que podrá manejar bien todos los armónicos y frecuencias no deseadas:



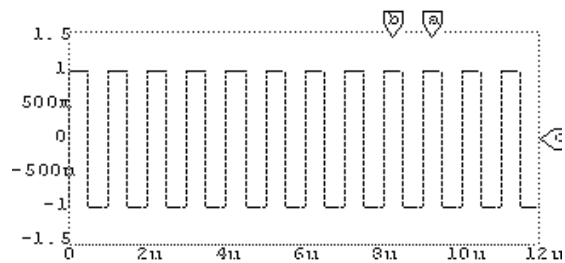
Teniendo en cuenta que el tanque LCR puede eliminar las frecuencias no deseadas incluyendo armónicos, podremos someterlo a una prueba más exigente que su conexión al transistor:

Sistemas de comunicaciones //

Tratamiento general de las señales

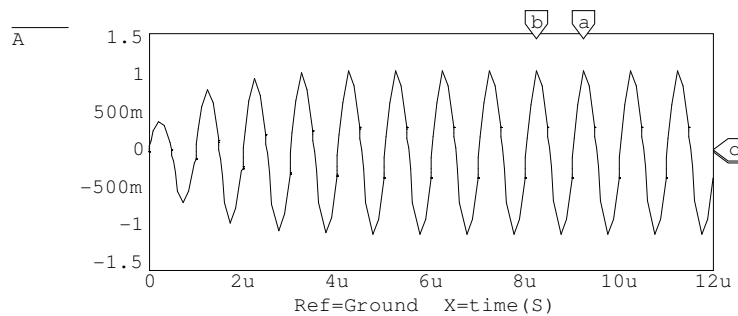


En estas condiciones la señal de entrada es:



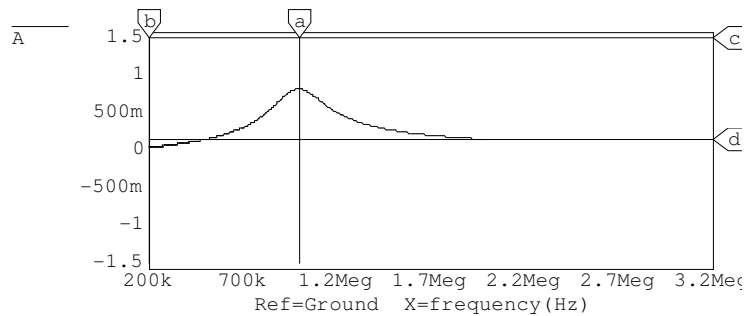
Resultando la señal de salida:

Xa: 9.240u Xb: 8.240u a-b: 1.000u freq: 1.000Me
Yc: 25.00m Yd: 0.000 c-d: 25.00m
Units/Div X: 2.000u Y: 500.0m



Si barremos la frecuencia del generador de 200kHz en adelante y registramos todos los valores de señal pı́co de salida, se tendría la respuesta del tanque LCR pretendida:

Xa: 1.000Meg Xb: 200.0k a-b: 800.0k
Yc: 1.500 Yd: 150.0m c-d: 1.350
Units/Div X: 500.0k Y: 500.0m



Finalmente el circuito selectivo para el modulador resulta:

