



Instituto Tecnológico de Buenos Aires
25 de Septiembre de 2018

GIC, ECUALIZADORES Y AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN
Trabajo de Laboratorio nº 3

Teoría de Circuitos

Grupo 1

<i>Nombre</i>	<i>Legajo</i>
Ariel Nowik	58309
Joaquín Mestanza	58288
Marcelo Regueira	58300
Martina Máspero	57120

Índice

1. Filtro con GIC	3
1.1. Análisis de transferencia	3
1.1.1. Polos y Ceros - Variación de parámetros	4
1.2. Diseño e implementación	7
1.3. Análisis en frecuencia	8
1.3.1. Respuesta en frecuencia	8
1.3.2. Impedancia de entrada	10
1.3.3. Impedancia de salida	13
1.3.4. Limitaciones	14
2. Introducción a diseño de filtros	16
2.1. Gyrator: Introducción teórica	16
2.2. Implementación de los filtros de segundo orden con gyrator	18
2.3. Filtro high pass:	19
2.3.1. Comparación de las mediciones con el modelo teórico y simulaciones	21
2.4. Filtro band pass:	23
2.4.1. Comparación de las mediciones con el modelo teórico y simulaciones	25
2.5. Filtro band reject:	27
2.5.1. Comparación de las mediciones con el modelo teórico y simulaciones	29
2.6. Filtro low pass:	31
2.6.1. Especificaciones del filtro	33
2.6.2. Comparación de las mediciones con el modelo teórico y simulaciones	35
2.7. Diseño en Altium Designer	37
2.8. Rango de operación lineal	38
2.9. Conclusiones	38
3. Amplificador de instrumentación	40
3.1. Introducción	40
3.1.1. El amplificador de diferencias	40
3.1.2. El amplificador de instrumentación	41
3.2. Análisis del circuito	41
3.2.1. Modelo ideal	41
3.2.2. Modelos no ideales	42
3.3. Distintos modelos - Analisis teórico	43
3.4. Constrained - distintos valores de R_5	43
3.5. Mediciones	44
3.5.1. Modo diferencial	44
3.5.2. Modo común	45
3.6. Asimetrías	45
3.6.1. Análisis - Asimetría debido a la dispersión de R_3, R_4R_6, R_7	45
3.6.2. Análisis - Asimetría de BWP de los amplificadores de la primera etapa	46
3.6.3. Análisis - Asimetría de A_{vol}	46
3.6.4. Comparación luego de cambiar las resistencias por valores mas precisos	47
3.6.5. Conclusion acerca de las asimetrías	47
3.7. Fenómeno de oscilación	48
3.8. Puente de Wheatstone	49
3.8.1. Analisis teorico	49
3.8.2. Sensibilidad	50
3.8.3. Mediciones	51
3.9. Offset	51
3.9.1. Teoría	51
3.9.2. Mediciones	52
3.10. Analisis con señales referidas a masas distintas	52

4. Control de tonos y ecualizador de fase	54
4.1. Análisis de transferencia	54
4.2. Funcionamiento - Singularidades	58
4.3. Diseño de ecualizador de 3 bandas	59
4.3.1. Selección de bandas	59
4.3.2. Diseño de componentes	60
4.3.3. Diseño de mezclador	60
4.4. Características de funcionamiento	61
4.4.1. Respuesta en frecuencia	62
4.4.2. Impedancia de entrada	65
4.4.3. Rango de funcionamiento	68
4.5. Diseño en PCB	68
4.6. Anexo	69
4.6.1. Esquemático de PCB	69
4.6.2. PCB - Lado cobre y componentes.	70

1. Filtro con GIC

1.1. Análisis de transferencia

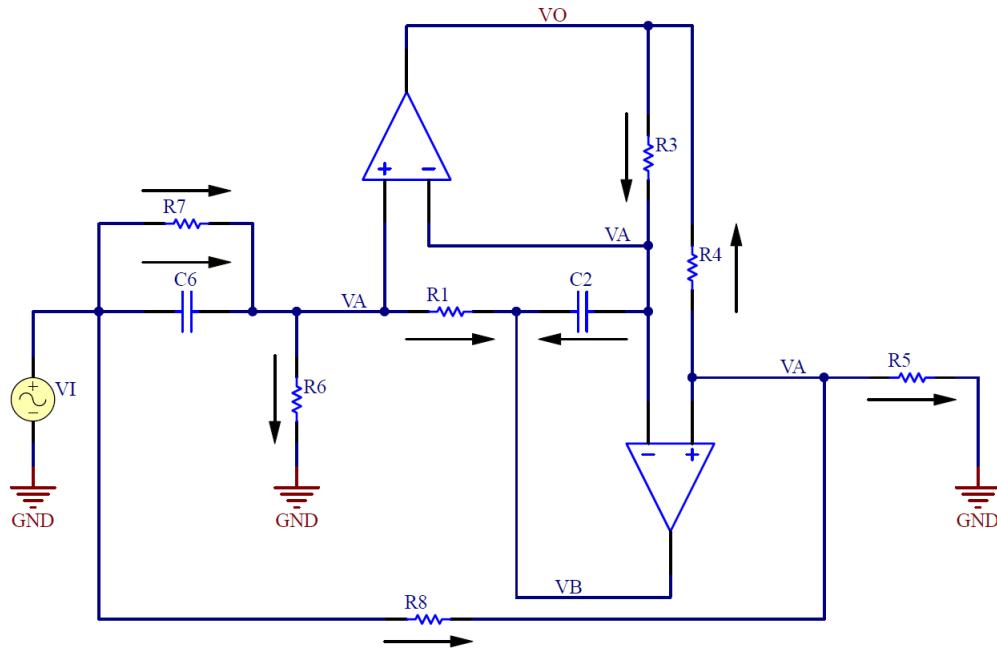


Figura 1: Filtro con GIC correspondiente al Circuito 1

Para hallar la transferencia del circuito, se plantean las ecuaciones de nodos de potencial V_A :

$$(V_i - V_A) \left(\frac{1}{R_7} + SC_6 \right) = \frac{V_A}{R_6} + \frac{V_A - V_B}{R_1} \quad (1)$$

$$\frac{V_o - V_A}{R_3} = (V_A - V_B)SC_2 \quad (2)$$

$$\frac{V_i - V_A}{R_8} = \frac{V_A}{R_5} + \frac{V_A - V_o}{R_4} \quad (3)$$

Despejando V_A de la ecuación (3):

$$\begin{aligned} \frac{V_i}{R_8} + \frac{V_o}{R_4} &= V_A \underbrace{\left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_8} \right)}_K \\ V_A &= \frac{1}{K} \left(\frac{V_i}{R_8} + \frac{V_o}{R_4} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

Se reemplaza en la ecuación (2):

$$\begin{aligned} V_B SC_2 &= V_A \left(SC_2 + \frac{1}{R_3} \right) - \frac{V_o}{R_3} \\ V_B &= V_A \left(1 + \frac{1}{SC_2 R_3} \right) - \frac{V_o}{SC_2 R_3} \end{aligned} \quad (5)$$

Reemplazando (4) y (5) en (1):

$$(V_i - V_A) \left(\frac{1}{R_7} + SC_6 \right) = \frac{V_A}{R_6} + \frac{V_A}{R_1} - \frac{V_A}{R_1} \left(1 + \frac{1}{SC_2 R_3} \right) + \frac{V_o}{SC_2 R_1 R_3}$$

$$(V_i - V_A) \left(\frac{1}{R_7} + SC_6 \right) = \frac{1}{K} \left(\frac{V_i}{R_8} + \frac{V_o}{R_4} \right) \underbrace{\left(\frac{1}{R_7} + SC_6 + \frac{1}{R_6} - \frac{1}{SC_2 R_1 R_3} \right)}_W + \frac{V_o}{SC_2 R_1 R_3}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = H(S) = \frac{\frac{1}{R_7} + SC_6 - \frac{W}{R_8 K}}{\frac{W}{R_4 K} + \frac{1}{SC_2 R_1 R_3}}$$

Trabajando algebraicamente se obtiene que:

$$H(S) = \left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right) \left(\frac{S^2 + S \frac{(R_5 R_6 R_8 + R_4 R_6 R_8 - R_4 R_5 R_7)}{C_6 R_6 R_7 R_8 (R_4 + R_5)} + \frac{R_4 R_5}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_8 (R_4 + R_5)}}{S^2 + S \left(\frac{R_6 + R_7}{C_6 R_6 R_7} \right) + \frac{R_4 (R_5 + R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_8}} \right) \quad (6)$$

Teniendo en cuenta la selección de componentes sugerida para un HP Notch:

$$R_1 = R_3 = R_8 = R$$

$$R_6 = (1 + k^2)QR \quad R_7 = \left(1 + \frac{1}{k^2} \right) QR$$

$$R_4 = \frac{2k^2}{1 + k^2} R \quad R_5 = \frac{2k^2}{1 - k^2} R$$

$$C_2 = C_6 = C \quad k = \left(\frac{\omega_z}{\omega_p} \right) \leq 1$$

Se reemplazan dichas condiciones en la función transferencia, y operando algebraicamente se obtiene:

$$H(S) = \left(\frac{2}{1 + k^2} \right) \left(\frac{S^2 + (\frac{k}{CR})^2}{S^2 + S(\frac{1}{CRQ}) + (\frac{1}{CR})^2} \right) \quad (7)$$

Donde $\omega_p = \frac{1}{CR}$.

1.1.1. Polos y Ceros - Variación de parámetros

En base a la expresión obtenida, los componentes que determinan la frecuencia de notch son R_1 , R_3 , R_4 , R_5 , R_8 , y ambos capacitores C_2 y C_6 . Con R_6 y R_7 se determina la selectividad Q . Analizando en particular lo que ocurre al variar R_8 , dejando el resto de los componentes constantes, se toma la expresión general de (6); si $R_8 \rightarrow \infty$:

$$H(S) \rightarrow \left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right) \frac{S^2 + S \frac{1}{C_6 R_7}}{S^2 + S \frac{(R_6 + R_7)}{C_6 R_6 R_7} + \frac{R_4}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5}}$$

La cual se asemeja a un filtro pasa altos de segundo orden. Si, en cambio, $R_8 \rightarrow 0$:

$$H(S) \rightarrow \left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right) \frac{-S \frac{R_4 R_5 R_7}{C_6 R_6 R_7 (R_4 + R_5) + \frac{R_4 R_5}{C_2 C_6 R_1 R_3 (R_4 + R_5)}}}{\frac{R_4}{C_2 C_6 R_1 R_3}}$$

El sistema se torna inestable para frecuencias elevadas, y además ahora pasan las frecuencias bajas. Sintetizando, R_8 regula el comportamiento de filtrado del circuito, de forma tal que, si es muy pequeña (del orden de los Ω) se filtra menos las frecuencias bajas, tornando a la vez inestable al sistema; para valores muy grandes se asemeja a un filtro pasa altos de segundo orden, sin frecuencia de notch. Para el valor que cumple las condiciones de diseño impuestas anteriormente ($R_8 = R$), genera un cero en la transferencia, de modo que exista una frecuencia de notch, manteniendo el comportamiento de pasa altos (como se verá en mayor detalle en la sección de Análisis en frecuencia). Para valores de R_8 en torno a R , la condición no se cumple y existirá una frecuencia donde la atenuación es máxima, pero no infinita.

Para analizar en particular lo que ocurre al variar R_6 , se trata (en forma separada para mayor claridad) por un lado que ocurre con los ceros de la transferencia, y por otro con los polos:

$$S_{Z1,Z2} = -\frac{(R_5 R_6 R_8 + R_4 R_6 R_8 - R_4 R_5 R_7)}{C_6 R_6 R_7 R_8 (R_4 + R_5)} \pm \sqrt{\left(\frac{(R_5 R_6 R_8 + R_4 R_6 R_8 - R_4 R_5 R_7)}{C_6 R_6 R_7 R_8 (R_4 + R_5)}\right)^2 - 4 \cdot \frac{R_4 R_5}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_8 (R_4 + R_5)}}$$

Donde se denominará $A = 4 \cdot \frac{R_4 R_5}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_8 (R_4 + R_5)}$ como constante, dado que no depende de R_6 , quedando entonces:

$$S_{Z1,Z2} = -\frac{(R_5 R_6 R_8 + R_4 R_6 R_8 - R_4 R_5 R_7)}{C_6 R_6 R_7 R_8 (R_4 + R_5)} \pm \sqrt{\left(\frac{(R_5 R_6 R_8 + R_4 R_6 R_8 - R_4 R_5 R_7)}{C_6 R_6 R_7 R_8 (R_4 + R_5)}\right)^2 - A}$$

Si se toma $R_6 \rightarrow 0$, despreciando A dado que el factor con R_6 dividiendo se hace muy grande:

$$S_{Z1,Z2} \approx \frac{R_4 R_5}{C_6 R_6 R_8} \pm \frac{R_4 R_5}{C_6 R_6 R_8}$$

Por lo que:

$$S_{Z1} \rightarrow +\infty \quad S_{Z2} \rightarrow 0$$

Partiendo del caso en que se da la condición $\frac{(R_5 R_6 R_8 + R_4 R_6 R_8 - R_4 R_5 R_7)}{C_6 R_6 R_7 R_8 (R_4 + R_5)} = 0$, donde los ceros se encuentran sobre el eje $j\omega$, si se comienza a disminuir el valor de R_6 , se desplazarán en el semiplano derecho como se esquematiza en el siguiente gráfico.

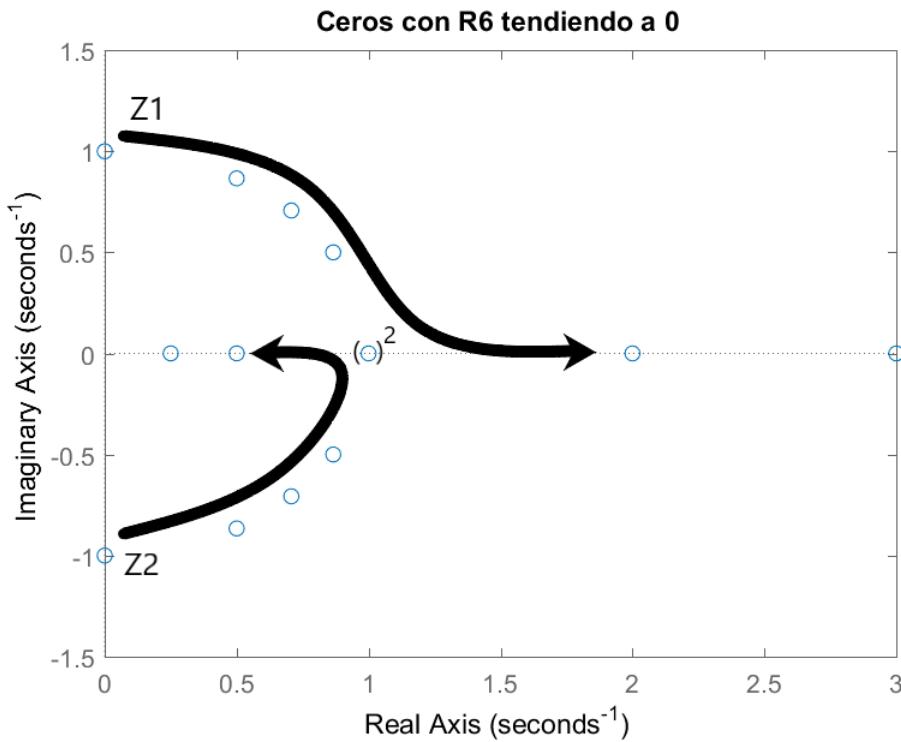


Figura 2: Diagrama de ceros - Comportamiento con $R_6 \rightarrow 0$

En la gráfica, los ceros se acercan al eje real siguiendo una circunferencia, pasando por un punto de coincidencia (donde resulta en un único cero doble, indicado con el supraíndice 2, donde $S_{Z1} = S_{Z2} = -\frac{(R_5 R_6 R_8 + R_4 R_6 R_8 - R_4 R_5 R_7)}{C_6 R_6 R_7 R_8 (R_4 + R_5)}$), y luego se desplazan sobre dicho eje en direcciones opuestas: Z_1 acercándose al origen y Z_2 tendiendo a infinito, como se mencionó anteriormente.

Si en cambio $R_6 \rightarrow \infty$, en este caso sí tomando límite formalmente:

$$S_{Z1,Z2} = -\frac{1}{C_6 R_7} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{C_6 R_7}\right)^2 - A}$$

Partiendo nuevamente de la condición $\frac{(R_5 R_6 R_8 + R_4 R_6 R_8 - R_4 R_5 R_7)}{C_6 R_6 R_7 R_8 (R_4 + R_5)} = 0$, si se comienza a aumentar el valor de R_6 , los ceros se desplazarán sobre el semiplano izquierdo hasta un valor límite, que dependerá de si el discriminante límite resulta negativo, cero o positivo (lo cual depende de A), como se esquematiza en el siguiente gráfico.

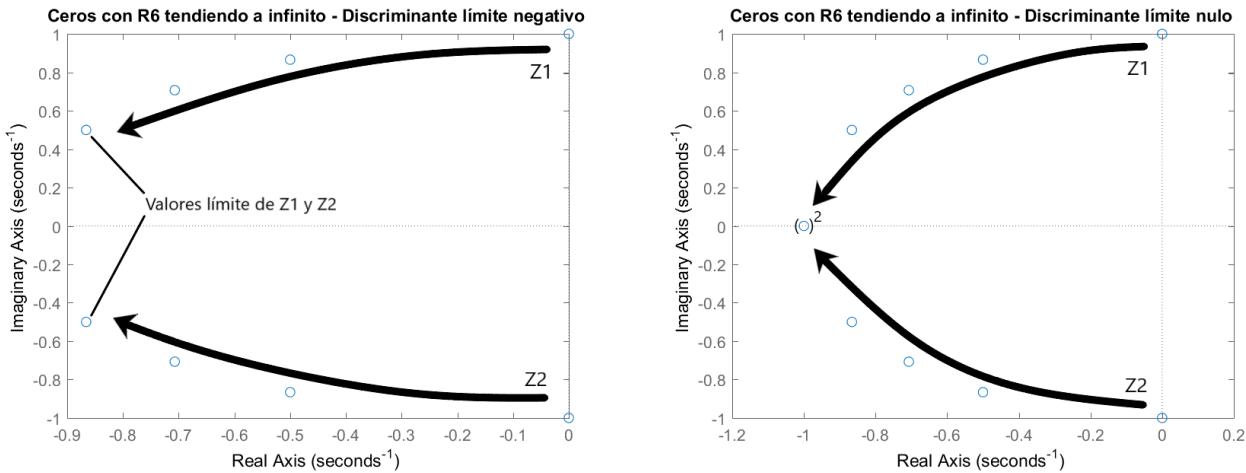


Figura 3: Diagrama de ceros - Comportamiento con $R_6 \rightarrow \infty$, con discriminante negativo y nulo

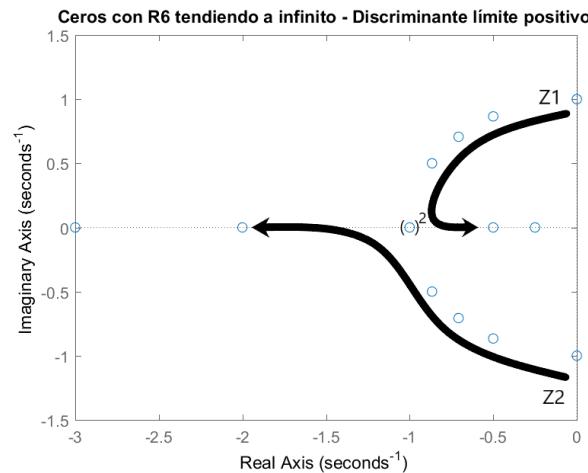


Figura 4: Diagrama de ceros - Comportamiento con $R_6 \rightarrow \infty$, con discriminante positivo

Analizando por otro lado los polos:

$$S_{P1,P2} = -\left(\frac{R_6 + R_7}{C_6 R_6 R_7}\right) \pm \sqrt{\left(\frac{R_6 + R_7}{C_6 R_6 R_7}\right)^2 - 4 \cdot \frac{R_4(R_5 + R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_8}}$$

Donde se llamará $B = 4 \cdot \frac{R_4(R_5 + R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_8}$ constante, dado que no depende de R_6 , quedando:

$$S_{P1,P2} = -\left(\frac{R_6 + R_7}{C_6 R_6 R_7}\right) \pm \sqrt{\left(\frac{R_6 + R_7}{C_6 R_6 R_7}\right)^2 - B}$$

Si se toma $R_6 \rightarrow 0$, despreciando B dado que el factor R_6 dividiendo se hace muy grande:

$$S_{P1,P2} \approx -\left(\frac{R_6 + R_7}{C_6 R_6 R_7}\right) \pm \left(\frac{R_6 + R_7}{C_6 R_6 R_7}\right)$$

Por lo que:

$$S_{P1} \rightarrow 0 \quad S_{P2} \rightarrow -\infty$$

Nuevamente, según el valor del discriminante será de donde parten los polos: si es cero, comenzarán a separarse desde un punto coincidente donde $S_{P1} = S_{P2} = -\left(\frac{R_6 + R_7}{C_6 R_6 R_7}\right)$; si es positivo, se separarán más de como ya se encontraban, y si es negativo pasan de ser complejos conjugados, por el valor coincidente y luego continúan moviéndose por el eje real hacia los valores límite indicados. Dado que $R_7 \neq 0$, los polos nunca llegan a ser imaginarios puros. En el siguiente gráfico se toma este último caso con discriminante negativo, que resulta el más general para esquematizar el movimiento.

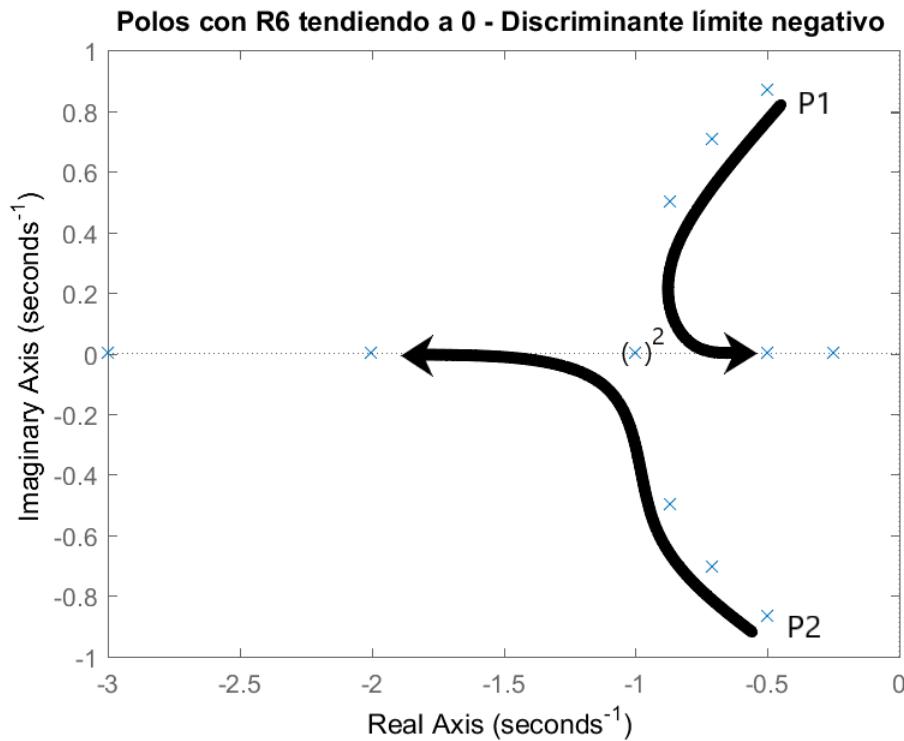


Figura 5: Diagrama de polos - Comportamiento con $R_6 \rightarrow 0$

Si $R_6 \rightarrow \infty$, el movimiento es en las mismas direcciones indicadas en el gráfico anterior, pero en sentidos ahora opuestos.

1.2. Diseño e implementación

Se retoma la función transferencia de la ecuación (7), que es reproducida por comodidad:

$$H(S) = \left(\frac{2}{1+k^2}\right) \left(\frac{S^2 + (\frac{k}{CR})^2}{S^2 + S(\frac{1}{CRQ}) + (\frac{1}{CR})^2} \right)$$

En la siguiente tabla se muestran las especificaciones para el diseño.

ω_p	Q	$ H(\infty) $
$13000(\frac{rad}{s})$	2	4dB

Figura 6: Especificaciones de diseño

Para el diseño de los componentes, eligiendo $C = C_2 = C_6 = 10nF$, se despeja R de la expresión de ω_p :

$$R = \frac{1}{C \cdot \omega_p} = 7,69K\Omega$$

Por lo que tomando un valor comercial de precisión se tiene:

$$R = R_1 = R_3 = R_8 = 7,5K\Omega$$

A partir de la expresión de la función transferencia, se toma el módulo y luego el límite para $S \rightarrow \infty$, quedando:

$$|H(\infty)| = \frac{2}{1 + k^2} = 4dB$$

Por lo que despejando se obtiene $k = \sqrt{2 \cdot 10^{-0,2} - 1} \approx 0,51 < 1$. Teniendo el valor de k , se calculan los valores de las otras resistencias. Comenzando con R_4 :

$$R_4 = \frac{2k^2}{1 + k^2} R = 3,113K\Omega$$

Que se arma con el conjunto paralelo de dos resistencias $R_{4A} = 3,3K\Omega$ y $R_{4B} = 56K\Omega$, obteniendo un valor muy cercano: $R_{4A}/R_{4B} = 3,116K\Omega$

Siguiendo con R_5 :

$$R_5 = \frac{2k^2}{1 - k^2} R = 5,322K\Omega$$

Que se arma también con el conjunto paralelo de dos resistencias $R_{5A} = 5,6K\Omega$ y $R_{5B} = 100K\Omega$, obteniendo $R_{5A}/R_{5B} = 5,303K\Omega$

Se prosigue con la resistencia R_6 :

$$R_6 = (1 + k^2)QR = 18,928K\Omega$$

La cual se arma con un conjunto serie de dos resistencias $R_{6A} = 18K\Omega$ y $R_{6B} = 1K\Omega$, obteniendo $R_{6A} + R_{6B} = 19K\Omega$.

Finalmente, para R_7 :

$$R_7 = \left(1 + \frac{1}{k^2}\right) QR = 72,274K\Omega$$

Se la forma con el conjunto paralelo de dos resistencias $R_{7A} = 120K\Omega$ y $R_{7B} = 180K\Omega$, obteniendo $R_{7A}/R_{7B} = 72K\Omega$

El diseño del PCB en Altium se encuentra adjunto en la carpeta correspondiente.

Para la selección del amplificador operacional a utilizar, se buscará un balance entre slew rate (para no tener una gran limitación sobre la señal de entrada, a tratar en la sección «1.3.4») y ancho de banda, de forma tal de poder realizar mediciones en frecuencias de hasta $1MHz$ con mayor precisión sin no tener en cuenta el polo que introduce el operacional por la dependencia de A_0 con la frecuencia. Por ello, se eligió el *LM833*, que posee un ancho de banda de $16MHz$ para ganancia unitaria y slew rate de $7 \left[\frac{V}{\mu s} \right]$.

1.3. Análisis en frecuencia

1.3.1. Respuesta en frecuencia

Se muestra en la siguiente gráfica la respuesta en frecuencia (en módulo), superponiendo las curvas teórica, simulada y medida respectivamente.

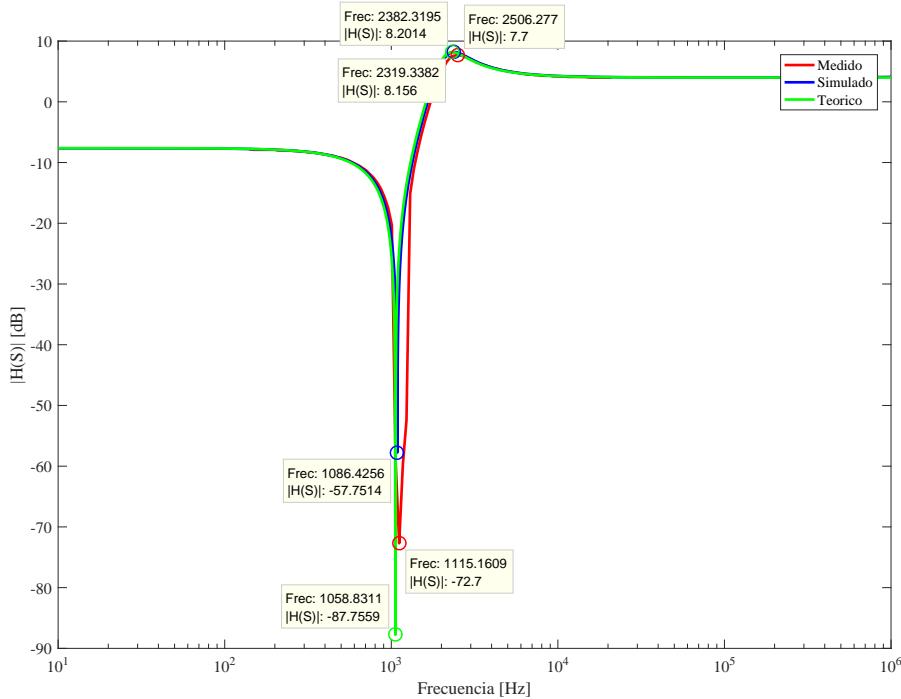


Figura 7: Respuesta en frecuencia - Módulo

Observando la gráfica, en lo que respecta a los resultados se observa que las tres curvas se ajustan sin inconvenientes, con mínimas diferencias en las frecuencias de notch.

Sobre el comportamiento en sí del filtro, observando el numerador de la transferencia obtenida se puede predecir que efectivamente existirá una frecuencia de notch cuando dicho numerador se anule en $\omega = k \cdot \omega_p$. El comportamiento como pasa altos lo termina de introducir el denominador, de forma tal que las frecuencias previas a la de notch son atenuadas, y las que se encuentran luego de la de notch son amplificadas. Se puede verificar esto si, para bajas frecuencias, se toma $S \rightarrow 0$, de forma tal que:

$$H(0) \approx \frac{2}{1+k^2} \frac{\left(\frac{k}{CR}\right)^2}{\left(\frac{1}{CR}\right)^2} = \frac{2k^2}{1+k^2}$$

$$|H(0)|[dB] \approx -7,64dB$$

Lo cual corresponde a los valores obtenidos mediante las curvas. En cambio, para frecuencias muy altas se verificó previamente que $|H(\infty)|[dB] \approx 4dB$, que también se corresponde con lo obtenido en las gráficas.

Por otro lado, puede notarse que surge un sobrepico luego de la frecuencia de notch. Éste es introducido por la respuesta del denominador, si se considera:

$$\xi = \frac{1}{2Q} = 0,25 < 1 \Rightarrow \text{Subamortiguamiento}$$

Es decir, los polos complejos conjugados están lo suficientemente cerca del eje $j\omega$ para que el sobrepico tenga una pronunciación notoria. Si se los calcula explícitamente, se tiene:

$$S^2 + S \left(\frac{1}{CRQ} \right) + \left(\frac{1}{CR} \right)^2 = 0$$

$$S_{P1,P2} = \frac{\omega_p}{2Q} (1 \pm j\sqrt{15}) \approx \frac{\omega_p}{2Q} (1 \pm j3,8)$$

Donde puede comprobarse que la parte imaginaria tiene un peso considerable.

Por otra parte, en la frecuencia de notch, la gráfica teórica es la que más se aproxima a un atenuación infinita, dado que la transferencia utilizada considera idealidad de los componentes. En cambio, en la simulada, los operacionales no son ideales, sino que utilizan el modelo correspondiente al operacional a utilizar en la práctica, por lo que aunque los componentes pasivos sean ideales, el comportamiento de notch ideal se ve afectado por los parámetros de los operacionales, de forma tal que la atenuación resultante es menor (es decir, los ceros adquieren una pequeña componente real que los desplaza del eje $j\omega$). En la gráfica medida, ocurre algo similar a lo explicado para la simulada, añadiendo la tolerancia de los componentes pasivos.

Para la fase, se muestra en la siguiente gráfica las curvas media, simulada y teórica obtenidas superpuestas.

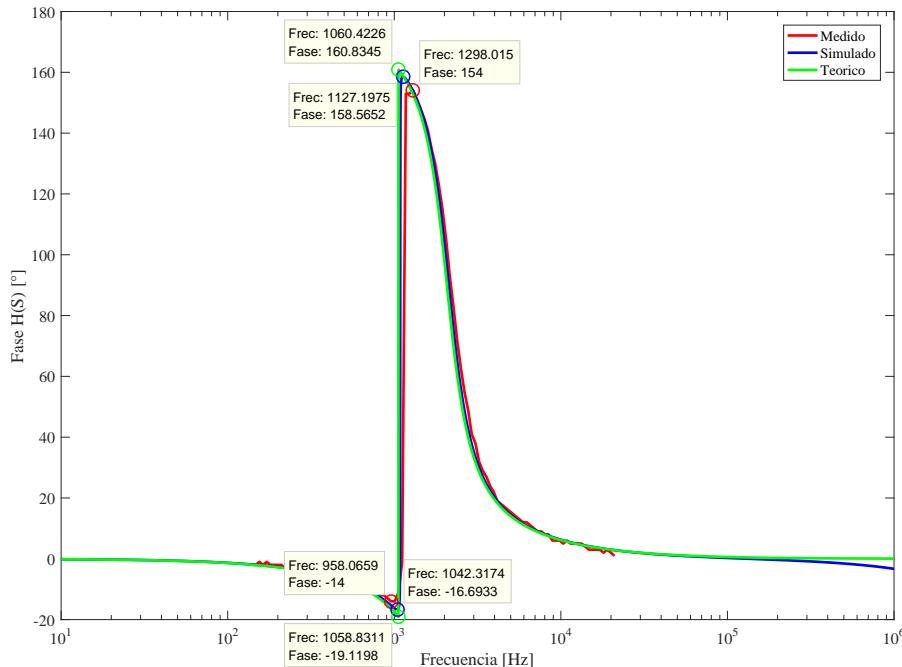


Figura 8: Respuesta en frecuencia - Fase

A partir de la gráfica, puede observarse que para muy bajas frecuencias y para altas frecuencias (pasada la de notch) la fase se mantiene en aproximadamente 0° . Al pasar la frecuencia de notch, la fase se invierte bruscamente, debido a que los ceros se encuentran prácticamente sobre el eje $j\omega$. Por lo tanto, luego de la frecuencia de notch, el cero que se ubica en el semiplano superior en lugar de compensar la fase con el cero opuesto, se suma. Al seguir aumentando la frecuencia, las fases de los ceros son compensadas por las de los polos: idealmente, en frecuencia infinita, cada polo proporciona una fase de -90° , y cada cero una de $+90^\circ$, por lo que al sumarlas da 0 .

1.3.2. Impedancia de entrada

A partir de la función transferencia general en la ecuación (6), se calcula la impedancia de entrada como:

$$Z_{in} = \frac{V_i}{I_{R7} + I_{R8} + I_{C6}} = \frac{V_i}{(V_i - V_A)(\frac{1}{R_7} + \frac{1}{R_8} + SC_6)}$$

Donde, de la ecuación (4):

$$V_A = \frac{1}{K} \left(\frac{V_i}{R_8} + \frac{V_o}{R_4} \right)$$

Dividiendo todo por V_i queda:

$$Z_{in} = \frac{1}{(1 - \frac{V_A}{V_i})(\frac{1}{R_7} + \frac{1}{R_8} + SC6)} \quad \frac{V_A}{V_i} = \frac{1}{K} \left(\frac{1}{R_8} + \frac{H(S)}{R_4} \right)$$

Reemplazando la expresión de $\frac{V_A}{V_i}$ en Z_{in} y trabajando algebraicamente se obtiene:

$$Z_{in} = R_6 \left(\frac{S^2 + S \frac{(R_6+R_7)}{C_6 R_6 R_7} + \frac{R_4(R_5+R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_8}}{S^2 + S(\frac{R_7+R_8}{C_6 R_7 R_8} + \frac{R_4 R_6}{C_2 R_1 R_3 R_5}) + \frac{R_4 R_6 (R_7+R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_7 R_8}} \right)$$

Donde, reemplazando por las condiciones de diseño de componentes, se llega a que:

$$Z_{in} = (1 + k^2)QR \left(\frac{S^2 + S(\frac{\omega_p}{Q}) + (\omega_p)^2}{S^2 + S\omega_p[\frac{Q(1+k^2)+k^2}{Q(1+k^2)} + Q(1-k^2)] + \frac{[(1+k^2)Q+k^2](1-k^2)(\omega_p)^2}{(1+k^2)}} \right)$$

Para la medición de la impedancia de entrada, se colocó en serie al generador una resistencia de $10K\Omega$, y midiendo la diferencia de tensión entre sus bornes se calcula la impedancia de entrada como $Z_{in} = \frac{V_{in}*10000}{V_1-V_{in}} - 10000$, siendo $V_1 - V_{in}$ la diferencia de tensión entre los terminales del resistor. La elección de la resistencia de $10K\Omega$ se realizó previamente simulando la impedancia de entrada, y tomando un valor intermedio aproximado. En la siguiente gráfica se superponen las curvas de impedancia teórica, simulada y medida obtenidas, en módulo.

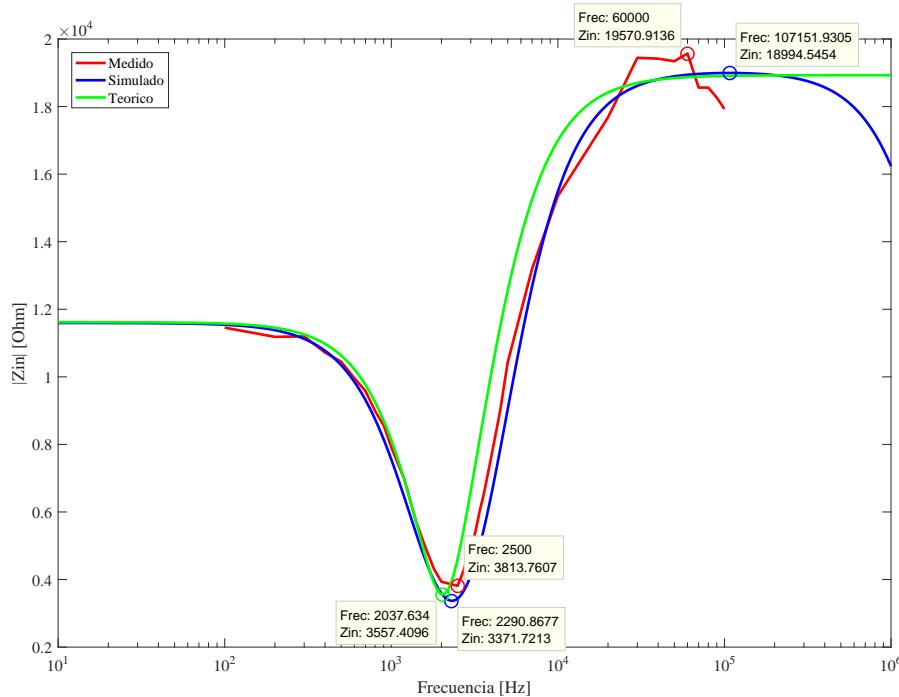


Figura 9: Impedancia de entrada - Módulo

A partir de las gráficas obtenidas, puede observarse que el comportamiento se asemeja al de la transferencia del sistema. Para bajas frecuencias, la impedancia es menor que para altas frecuencias (después de la de notch), y entre $2KHz$ y $2.5KHz$ es donde toma su menor valor. Para frecuencias cercanas a $1MHz$, en la curva simulada comienza a notarse el efecto producido por el límite de ancho de banda del operacional, cosa que en la curva teórica no es tenido en cuenta, dado que se calculó considerando idealidad.

Entre la curva simulada y la medida, surge una diferencia para las altas frecuencias, en donde se observa que la curva medida tiene un pico máximo mayor y comienza a decaer antes, mientras que la simulada se mantiene a un valor menor y comienza a caer después. Esto se debió a que, en la simulación, no se tuvo en cuenta el efecto

de las puntas del osciloscopio, que en este caso al agregarlas a la simulación se observó con claridad que afectan a la medición. Sabiendo esto, se tomaron las mediciones utilizando la punta en $\times 10$ (y una amplitud de señal de entrada mayor) para minimizar dicho efecto. Considerando como modelo para las puntas en $\times 10$ como una resistencia de $10M\Omega$ en paralelo a un capacitor de $10pF$, se volvió a realizar la simulación conectando las puntas modeladas a los terminales de la resistencia de $10K\Omega$ utilizada para medir, obteniendo las curvas siguientes.

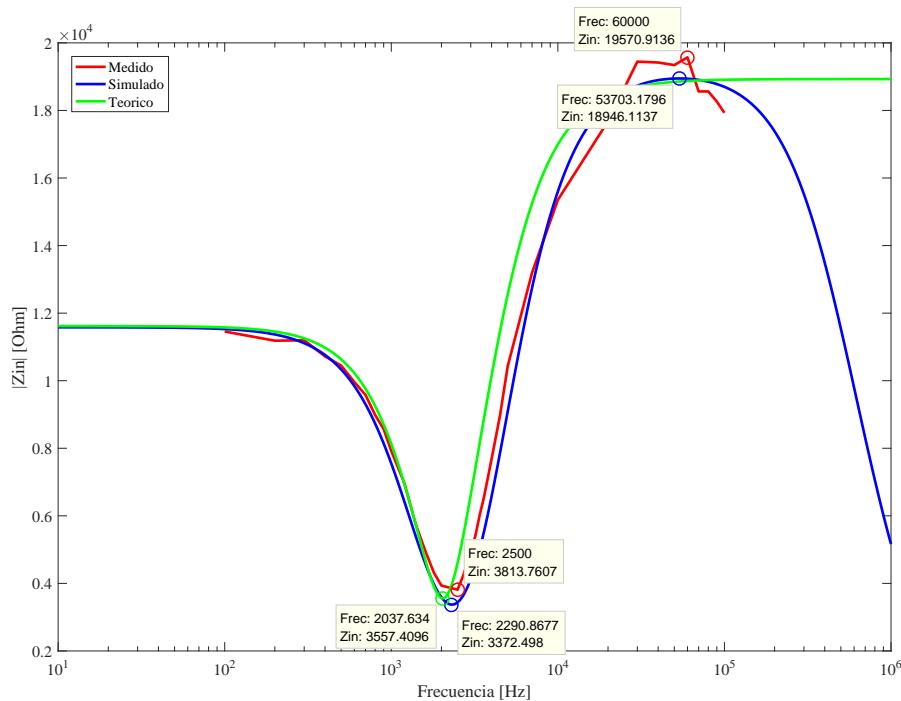


Figura 10: Impedancia de entrada - Módulo (con puntas $\times 10$)

Donde ahora la curva simulada y la medida comienzan a caer (desde el pico máximo) a partir de frecuencias similares cercanas a los $60KHz$.

Para el análisis de fase, en la siguiente gráfica se muestran superpuestas la fase teórica, simulada y medida.

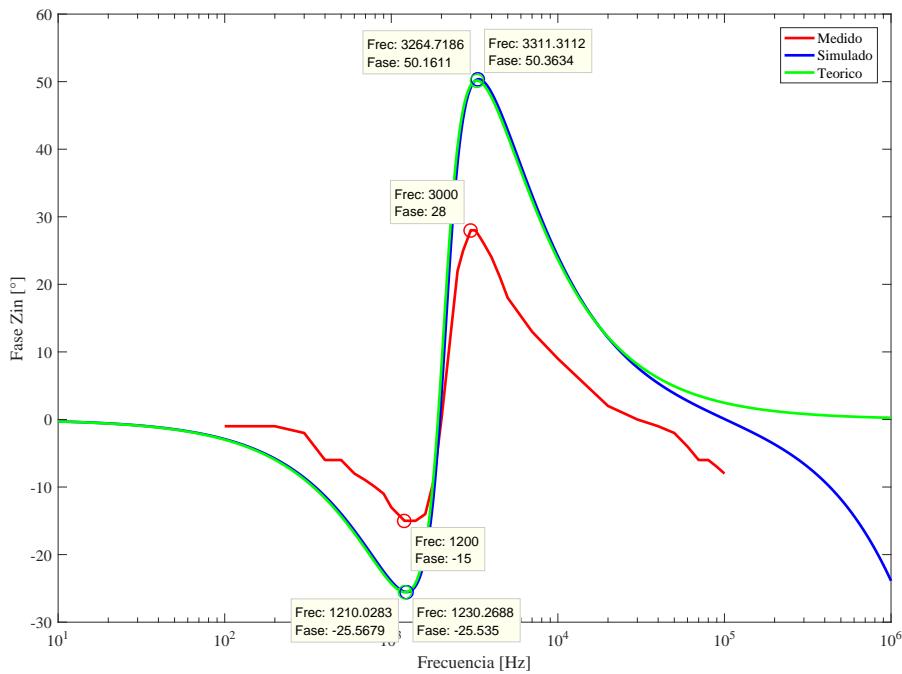


Figura 11: Impedancia de entrada - Fase

A partir de las curvas obtenidas, se puede observar que, en bajas frecuencias, la impedancia de entrada es casi en su totalidad resistiva pura. Para frecuencias entre 100Hz y 2KHz aproximadamente, la impedancia vista toma características capacitivas, mientras que para frecuencias entre 2KHz y 100KHz aproximadamente toma características inductivas. Idealmente, en frecuencias muy altas la impedancia vista debería resultar resistiva pura; partiendo de la expresión teórica obtenida, se hace tender $S \rightarrow \infty$:

$$Z_{in} \rightarrow (1 + k^2)QR$$

Lo cual en la curva simulada deja de valer, dado que para frecuencias mayores a 1MHz toma importancia el límite de ancho de banda del operacional, que inserta un polo simple al sistema, provocando la caída que se observa en dicha curva a partir de los 100KHz .

En este caso se hace notable la desventaja de utilizar las puntas del osciloscopio en $\times 10$, dado que se ganó precisión en la medición del módulo de la impedancia, pero se perdió en la medición de la fase: la curva medida sigue la forma predicha por la simulada y la teórica, pero las magnitudes son menores.

1.3.3. Impedancia de salida

Para la medición de la impedancia de salida, se pasivó la entrada del sistema (es decir, retirar el generador y cortocircuitar la entrada de señal a GND), y se conectó el generador a la salida, colocando de por medio una resistencia en serie de 100Ω y utilizando una amplitud no mayor a 1V (se tiene para ello que el operacional utilizado tiene una impedancia de salida baja, que según la hoja de datos es de $\approx 30\Omega$ a lazo abierto), de forma tal de medir la diferencia de tensión entre sus bornes, calculara la corriente que circula por ella y, calculando $\frac{V_i}{I_R} - 100$ se obtiene la impedancia de salida (Z_{out}). Al simular, el valor obtenido para el rango de frecuencias trabajado es menor al Ω , como puede apreciarse en la siguiente gráfica.

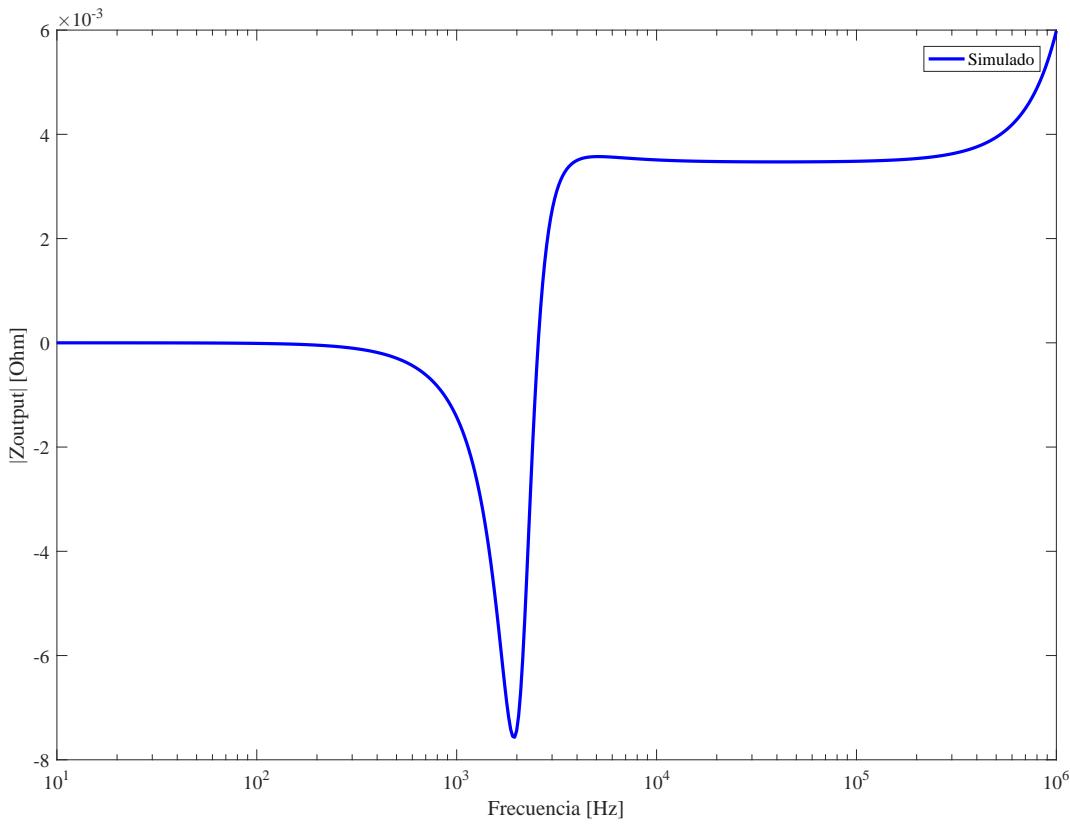


Figura 12: Impedancia de salida - Simulado

Notar que las variaciones de impedancia son del orden de los $10^{-3}\Omega$, por lo que al realizar el mismo procedimiento en la práctica, se obtuvo una impedancia de salida nula para todo el rango. Por esto, tampoco es posible medir la fase de dicha impedancia, dado que sobre la resistencia serie la caída de tensión es igual a V_i en la práctica.

1.3.4. Limitaciones

Como primer limitación se tiene la alimentación del operacional, donde para ello se tomará el caso de mayor ganancia, que se da en el sobrepico visto en el gráfico del módulo. Dicho valor es aproximadamente $8,2dB$, que en veces equivale a 2,6, por lo que considerando que la máxima tensión que puede proporcionar el operacional a la salida es de $V_{CC} - 1,5V = 10,5V$, siendo $V_{CC} = 12V$ de fuente partida, se despeja el máximo valor para la amplitud de la señal de entrada:

$$V_{iMax} = \frac{V_{oMax}}{2,6} = 4,04V$$

Por otra parte, se tiene la limitación por slew rate. Para esta consideración, se tomará la mayor frecuencia a medir, que es de $1MHz$, donde la ganancia es de $4dB$ (en veces equivale a 1,58), de forma tal que:

$$V_{iMaxSR} \cdot G_{ain} \cdot 2\pi f_{Max} = 7 \left[\frac{V}{\mu s} \right]$$

$$V_{iMaxSR} = 7 \left[\frac{V}{G_{ain} \cdot 2\pi f_{Max} \cdot \mu s} \right] = 0,705V$$

Teniendo en cuenta ambos resultados, se toma el mínimo obtenido para garantizar de no tener distorsión por saturación ni por slew rate.

2. Introducción a diseño de filtros

2.1. Gyrator: Introducción teórica

El circuito gyrator es utilizado para reemplazar inductores. En general resulta inusual encontrar inductores fabricados dentro de los circuitos integrados ya que reemplazando los mismos con gyrators, éstos pueden ser **más pequeños que el inductor que reemplazan**, especialmente si se utiliza componentes SMD. Otras ventajas que trae usar este circuito frente a un inductor es que usando los componentes adecuados se puede reducir los efectos de la temperatura, el valor del componente a sustituir puede ser ajustado fácilmente y tiene menos pérdidas en lo que a potencia se refiere.

Hay varias formas de implementar un gyrator. Debido a que en el presente trabajo práctico solo se dispone de un IC, minimizaremos la cantidad de amplificadores operacionales utilizados.

Dado este contexto se procede a mostrar el circuito a utilizar:

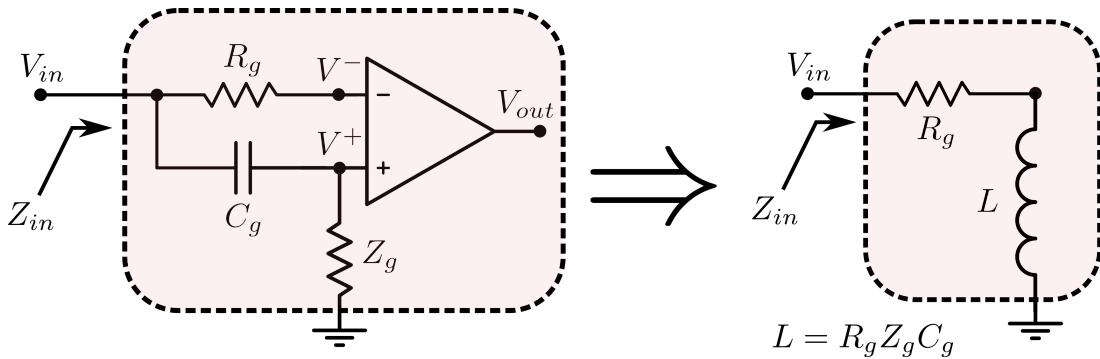


Figura 13: Circuito del gyrator y su correspondiente equivalente bajo una determinada aproximación

Cálculo analítico de la impedancia de entrada:

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}}$$

$$Avol(V^+ - V^-) = V_0$$

$$Avol = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

$$V_0 = V^-$$

$$\left[V^- = \frac{Avol}{Avol + 1} V^+ = KV^+ \right]$$

$$\left[V^+ = V_{IN} \left(\frac{Z_g}{Z_g + \frac{1}{sC_g}} \right) \right]$$

$$\left[I_{IN} = \frac{V_{IN} - V^-}{R_g} + \frac{V^+}{Z_g} \right]$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones enmarcadas se llega a:

$$Z_{IN} = \frac{R_g \left(\frac{1}{sC_g} + Z_g \right)}{R_g + \frac{1}{sC_g} + Z_g - KZ_g}$$

Ahora analizaremos qué es K:

$$K = \frac{\frac{A_0}{1+\frac{s}{\omega_p}}}{\frac{A_0}{1+\frac{s}{\omega_p}} + 1} = \frac{A_0}{A_0 + 1 + \frac{s}{\omega_p}} \approx \frac{A_0}{A_0 + \frac{s}{\omega_p}} = \frac{1}{1 + \frac{s}{BWP}}$$

BWP es un parámetro que **depende de nuestro circuito integrado** pero por lo general se encuentra en el orden de los MHz, por lo cual ya podemos ver que la Z_{IN} cambia a partir de cierta frecuencia pero también es cierto que esta **frecuencia umbral** (donde cambia K y el término $Z_g \cdot K Z_g$ ya no es 0) estará en el orden del $0.1 * BWP$ por lo cual podemos aproximar $K = 1$ siempre y cuando nos encontremos en un rango de frecuencias menores a la umbral.

Veremos qué pasa con K si consideramos $0.1 * BWP$ como frecuencia umbral:

Si $s = jBWP$ entonces $K = \frac{1}{1+j0,1}$ en cuyo caso su módulo es 0.995 y su fase es -5.71 grados por lo cual podemos decir que no se comete un error apreciable.

Asumiendo que nos encontramos por debajo de la frecuencia umbral, tenemos que:

$$Z_{IN} = \frac{R_g(\frac{1}{sC_g} + Z_g)}{R_g + \frac{1}{sC_g}} = \frac{R_g + sC_g R_g Z_g}{sC_g R_g + 1}$$

Dada esta expresión, queremos que $sC_g R_g \ll 1$ para que de esta forma obtengamos

$$Z_{IN} = R_g + sC_g R_g Z_g = R_g + sL$$

Donde $L = C_g R_g Z_g$

Y de esta forma, tendremos un **inductancia dada por componentes que no lo son** por lo menos a bajas frecuencias (menos de 100KHz en general tanto por la frecuencia umbral como por el modelo equivalente de alta frecuencia de los componentes).

Además, si se quiere se puede pedir en $R_g + sC_g R_g Z_g = R_g(1 + sC_g Z_g)$ la condición de que $1 \ll sC_g Z_g$ para alguna frecuencia y de esa forma a partir de esa frecuencia la parte resistiva del "inductor" sea despreciable.

2.2. Implementación de los filtros de segundo orden con gyrator

En general se tratará, en lo posible, de despreciar el efecto de la R_g asociada al gyrator, para que de esta forma, se pueda contemplar los circuitos elementales de filtros de segundo orden.

En todos los filtros elementales en donde aparece el inductor etiquetado como L (Ver Figuras 14 , 17 , 20 y 23) se reemplazó por el circuito del gyrator.

Como todos los filtros requeridos para el presente trabajo práctico tienen distintas frecuencias de corte se procedió a realizar para cada circuito un gyrator. Como cada circuito requiere de 4 amplificadores operacionales se optó por utilizar el TL084, el cual nos brinda la posibilidad de tener 4 amplificadores operacionales en un mismo integrado. En todos los circuitos se utilizaron resistores y capacitores SMD ya que estos componentes ofrecen baja tolerancia (lo cual nos da más precisión y control sobre los filtros) y además el espacio que ocupan es tan pequeño que permite realizar circuitos en placas de menor tamaño fácilmente (lo cual también es más barato). Para los capacitores se utilizaron capacitores cerámicos ya que estos tienen la característica de tener una buena respuesta en frecuencia, el desafío suele estar en que en general los capacitores cerámicos están por debajo de 1uf.

A su vez, para la alimentación de los amplificadores operacionales se colocaron capacitores de desacople de un valor standard de 0.1uf.

Como el denominador de los filtros elementales de segundo orden es siempre el mismo definimos para los polos de las funciones transferencia:

Frecuencia de corte (en rad/s):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Frecuencia de corte (en Hz):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Coeficiente de amortiguamiento:

$$\xi = \frac{(RC)\omega_0}{2} = \frac{R}{2}(\sqrt{\frac{C}{L}})$$

Factor de selectividad:

$$Q = \frac{1}{2\xi}$$

2.3. Filtro high pass:

High pass elemental y su función transferencia:

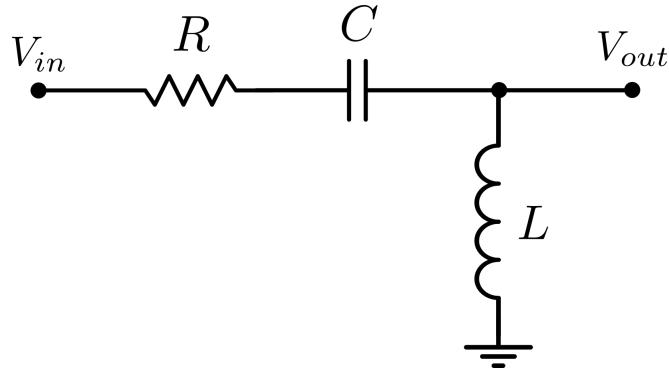


Figura 14: Circuito de un filtro high pass elemental

$$H(s) = H_0 \frac{\left(\frac{s}{\frac{1}{\sqrt{LC}}}\right)^2}{\left(\frac{s}{\frac{1}{\sqrt{LC}}}\right)^2 + RCs + 1}$$

High pass con gyrator:

$$H(s) = \frac{(C * Rg * s * (BWP + s) * (Cg * Zg * s + 1))}{DEN1 + DEN2}$$

Donde

$$\begin{aligned} DEN1 &= (C * Cg * (R * (Rg + Zg) + Rg * Zg) * s^3 + (C * (R + Rg) + Cg * (Rg + Zg) + BWP * C * Cg * Rg * (R + Zg)) * s^2 \\ DEN2 &= (BWP * (C * (R + Rg) + Cg * Rg) + 1) * s + BWP \end{aligned}$$

$$H(s) = \frac{(sCRg)(1 + \frac{s}{BWP})(sCgZg + 1)}{\frac{CgC(R(Rg+Zg)+RgZg)}{BWP}s^3 + (\frac{C(R+Rg)+Cg(Rg+Zg)}{BWP} + CgRgC(R+Zg))s^2 + (C(R+Rg) + CgRg + \frac{1}{BWP})s + 1}$$

Despreciamos los términos $\frac{C(R+Rg)+Cg(Rg+Zg)}{BWP}$ y $\frac{1}{BWP}$

$$H(s) = \frac{(C * Rg * s * (1 + \frac{s}{BWP}) * (Cg * Zg * s + 1))}{\frac{C * Cg * (R * (Rg + Zg) + Rg * Zg)}{BWP} * s^3 + (C * Cg * Rg * (R + Zg)) * s^2 + (C * (R + Rg) + Cg * Rg) * s + 1}$$

Veamos que aún si Rg y Zg estuvieran en el orden de los MΩ, $C * Cg * (1/BWP)$ haría que el coeficiente que acompaña a s^3 sea prácticamente 0 por lo menos hasta cierta frecuencia, que se puede ver que va a ser alta ya que en general los capacitores estarán en el orden de los nanofaradios. Suponiendo que ambos capacitores son de 1nf, con $BWP = 2\pi BWP_{Hz} = 2\pi 3MHz = 18.85M(\text{rad/s})$, el término $C * Cg * (1/BWP)$ se acerca a los 5.30×10^{-26} supongamos que para que influya el término $s^3 * (5.30 \times 10^{-26}) = 0.01$ entonces $s = 57.33 \text{ Mrad/s}$. Así que por ahora asumimos ese coeficiente como 0 y después veremos qué influencia tiene sobre nuestro circuito.

$$H(s) \approx \frac{(C * Rg * s * (1 + \frac{s}{BWP}) * (Cg * Zg * s + 1))}{(C * Cg * Rg * (R + Zg)) * s^2 + (C * (R + Rg) + Cg * Rg) * s + 1}$$

Podemos ver analogamente que el termino $\frac{s}{BWP}$ influye a una frecuencia alta también, como se mencionó anteriormente así que lo despreciamos.

$$H(s) \approx \frac{C * Rg * s * (Cg * Zg * s + 1)}{(C * Cg * Rg * (R + Zg)) * s^2 + (C * (R + Rg) + Cg * Rg) * s + 1}$$

El mayor peso del termino $(C * (R + Rg) + Cg * Rg)$ lo determinan los capacitores C y Cg
Si suponemos $C \gg Cg$ y $Zg \gg R$ se obtiene :

$$H(s) \approx \frac{C * Rg * s * (Cg * Zg * s + 1)}{(C * Cg * Rg * Zg) * s^2 + (C * (R + Rg)) * s + 1}$$

y con una frecuencia tal que $Cg * Zg * s \gg 1$

$$H(s) \approx \frac{C * Rg * Cg * Zg * s^2}{(C * Cg * Rg * Zg) * s^2 + (C * (R + Rg)) * s + 1}$$

Llegamos a la expresión deseada de un filtro pasa altos donde si llamamos $Cg * Rg * Zg = L$ el filtro tiene una frecuencia de corte $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

Especificaciones del filtro:

$f_{E1} = 1KHz$ la ganancia de la función transferencia sea menor a -10dB

$f_{E2} = 3,5KHz$ la ganancia de la función transferencia sea mayor a -3dB

Se sabe que antes de la frecuencia de corte, el bode asintótico crece de a 40db/dec y por ende en $0.1f_0$ se tiene un atenuación de -40dB.

Para saber cuál es la relación entre dos frecuencias que distan en 10dB debemos realizar el siguiente cálculo:
1dec corresponde a 40dB entonces:

0.25 dec corresponde a 10 dB

$$0.25 \text{ dec} = \log_{10}\left(\frac{f_2}{f_1}\right) \text{dec}$$

$$f_1,778 = f_2$$

Tomamos $f_2 = f_0$

y elegimos por ejemplo para cumplir plantilla $f_2 = 1250Hz$ y $f_1 = 701,13Hz$

$$f_0 = 1250Hz$$

Fijamos el valor de $C = 470nf$ ya que de otra forma no se tiene información suficiente para seguir operando.

Buscamos $Cg = 6.8 nf$ (que cumple que $Cg \ll C$)

$$L=0.0344Hy$$

Recordamos las aproximaciones hechas hasta ahora:

$Zg \gg R$,

$Cg \ll C$,

$$|sCgZg| \gg 1$$

$|sCgZg + 1| = \sqrt{((2\pi f Cg Zg)^2 + 1)}$ no es difícil ver que si lo que está dentro del parentesis es 10 veces más que 1 entonces el 1 se vuelve despreciable

$$|2\pi f Cg Zg| > 10 \text{ para } f = f_0$$

$$Cg \cdot Zg > 1,2732 \times 10^{-3} (\text{f}\Omega)$$

$$Zg > 2709 \text{ Ohm}$$

Además se agrega el hecho de que

$$\xi = \frac{(R+Rg)}{2} \left(\sqrt{\frac{C}{L}} \right) > 0,707 \text{ de forma tal que no haya sobreímpico}$$

Y por ende la condición $R+Rg > 382,49 \Omega$

$$Cg \cdot Zg \cdot Rg = 0,034392 \Rightarrow Zg \cdot Rg = 5,072 \text{ M}\Omega$$

$Rg = 100$ entonces $Zg = 51 \text{ K}\Omega$

$$R = 680\Omega$$

2.3.1. Comparación de las mediciones con el modelo teórico y simulaciones

Se decidió alimentar con una tensión pico de 1,5V ya que si se pone una tensión muy alta de entrada, aparece el efecto del slew rate del amplificador operacional pero también no puede ser baja ya que queremos medir cuánto atenúa nuestro filtro, es decir, que por lo menos cuando atenúa 40dB cualquiera de los filtros, se pueda medir algo razonable y no sea comparable con el piso de ruido del osciloscopio.

Con esta tensión y tomando el slewrate típico del TL084 ($13 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} = \text{SlewRate} = 2\pi f_{\max} V_{\text{pk}}$) , se llega a que $f_{MAX} \approx 1,38 \text{ MHz}$ por lo cual si no hay mediciones más allá de esa frecuencia es por slew rate. También se considerará que si la atenuación que se quiere medir es muy grande, no será medida ya que resulta difícil realizar una medición precisa.

En

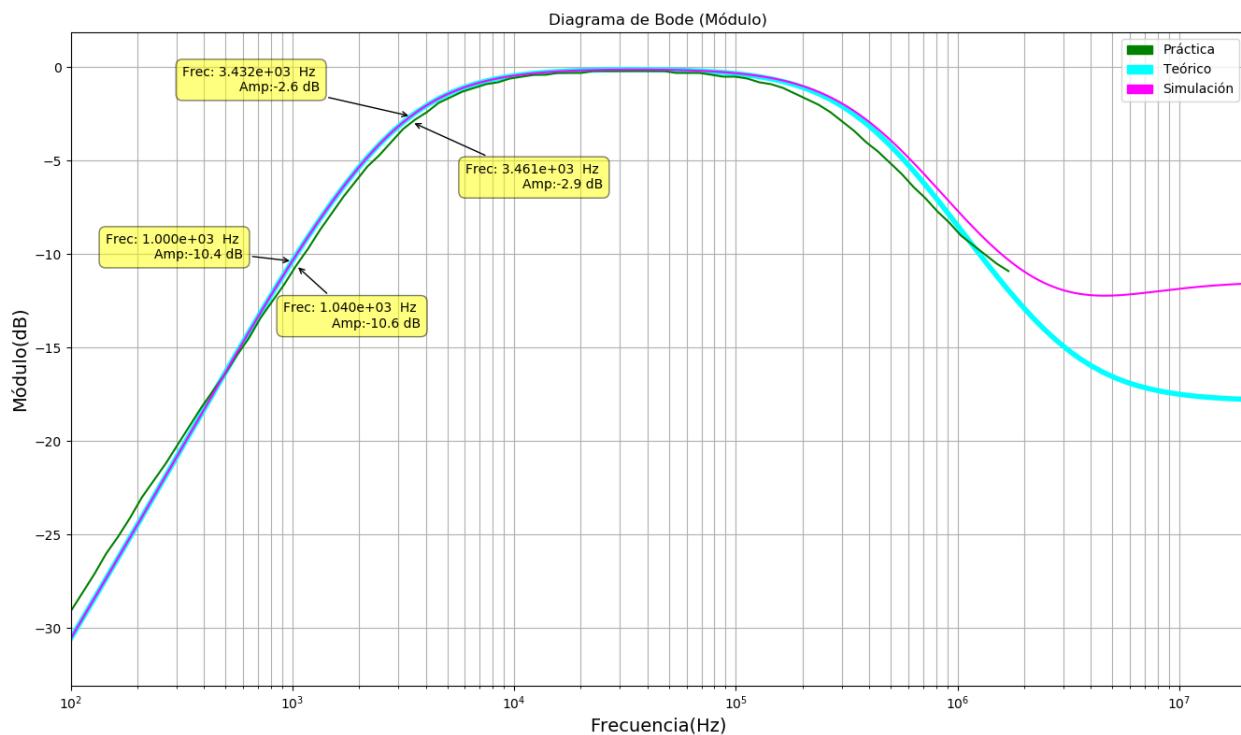


Figura 15: Diagrama de Bode (Módulo) del circuito High Pass con gyrator

Se puede observar en la Figura 15 que a grandes frecuencias (100KHz) aparece el efecto del polo dominante del amplificador operacional . Además, cumple la plantilla propuesta ya que a 3.46KHz se tiene una atenuación de 2.9dB y a 1.040KHz se tiene una atenuación de 10.6dB. Aquí se puede ver que las gráficas a baja frecuencia casi están superpuestas, esto se debe a haber utilizado componentes SMD. Aparece una diferencia entre el modelo teórico y el simulado en el orden de los MHz esto probablemente es debido a algún cero de la función transferencia que no se está teniendo en cuenta.

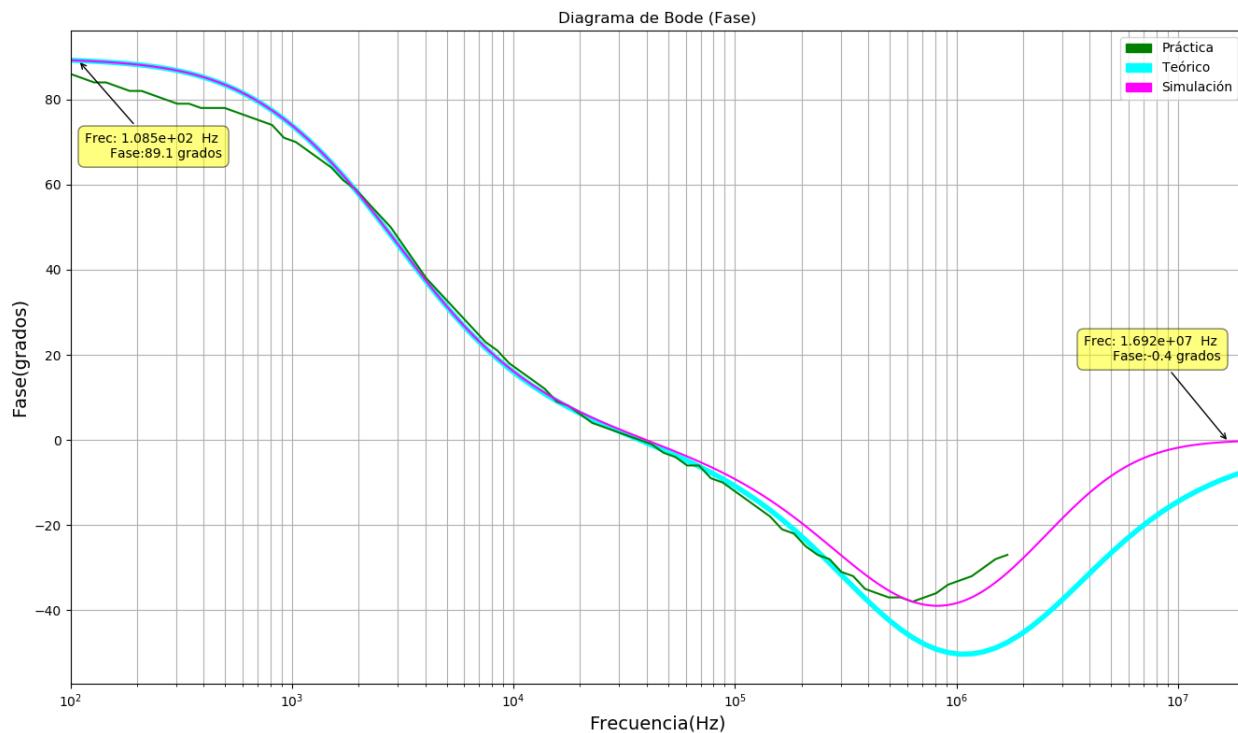


Figura 16: Diagrama de Bode (fase) del circuito High pass con gyrator

En el diagrama de la Figura 16 queda claro a simple vista que no se trata de una función transferencia de un high pass elemental de segundo orden, ya que como se mencionó anteriormente, a grandes frecuencias, sucede algo distinto, por ejemplo, que la fase no llega al valor de su valor inicial (aproximadamente 90 grados) menos 180 grados como sucedería en un filtro elemental de este tipo. En este caso, a grandes frecuencias sube la fase, reafirmando que a partir de 1MHz se tiene un cero ya que sube la fase pero hasta cierto punto, lo cual nos induce a pensar que también hay otro polo que no se tuvo en cuenta.

2.4. Filtro band pass:

Band pass elemental y su función transferencia:

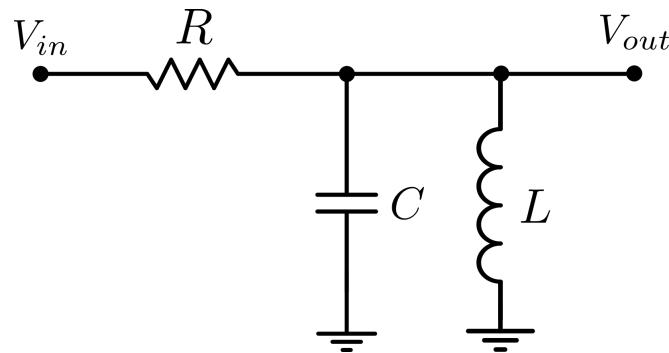


Figura 17: Circuito de un filtro band pass elemental

$$H(s) = H_0 \frac{\frac{s}{\sqrt{LC}}}{\left(\frac{s}{\sqrt{LC}}\right)^2 + RCs + 1}$$

Band pass con gyrator :

$$H(s) = \frac{Cg * Rg * Zg * s^2 + (Rg + BWP * Cg * Rg * Zg) * s + BWP * Rg}{DEN1 + DEN2}$$

$$DEN1 = C * Cg * R * Rg * Zg * s^3 + (C * R * Rg + Cg * (R * Rg + (R + Rg) * Zg) + BWP * C * Cg * R * Rg * Zg) * s^2$$

$$DEN2 = (R + Rg + BWP * (C * R * Rg + Cg * Rg * (R + Zg))) * s + BWP * R + BWP * Rg$$

$$H(s) = \frac{\frac{Cg * Rg * Zg}{BWP} * s^2 + (\frac{Rg}{BWP} + Cg * Rg * Zg) * s + Rg}{\frac{DEN1 + DEN2}{BWP}} \approx \frac{\frac{Cg * Rg * Zg}{BWP} * s^2 + (Cg * Rg * Zg) * s + Rg}{\frac{DEN1 + DEN2}{BWP}}$$

Despreciamos $\frac{Rg}{BWP}$

Para cierto rango de frecuencias $\frac{Cg * Rg * Zg}{BWP}$ sera totalmente despreciable por lo que $H(s)$ nos queda:

$$H(s) = \frac{(Cg * Rg * Zg) * s + Rg}{\frac{DEN1 + DEN2}{BWP}}$$

Y si $(Cg * Rg * Zg) * s >> Rg$

$$H(s) = \frac{(Cg * Rg * Zg) * s}{\frac{DEN1 + DEN2}{BWP}}$$

Analicemos $\frac{DEN1 + DEN2}{BWP}$

$$\frac{DEN1}{BWP} = \frac{C * Cg * R * Rg * Zg}{BWP} * s^3 + \left(\frac{C * R * Rg + Cg * (R * Rg + (R + Rg) * Zg)}{BWP} + C * Cg * R * Rg * Zg \right) * s^2$$

Despreciamos $\frac{C*Cg*Rg*Zg}{BWP}$

$$\frac{DEN1}{BWP} \approx C * Cg * R * Rg * Zg * s^2$$

$$\frac{DEN2}{BWP} = \left(\frac{R + Rg}{BWP} + (C * R * Rg + Cg * Rg * (R + Zg)) \right) * s + R + Rg$$

Despreciamos $\frac{R+Rg}{BWP}$

$$\frac{DEN2}{BWP} \approx ((C * R * Rg + Cg * Rg * (R + Zg))) * s + R + Rg$$

$Zg >> R$

$$\frac{DEN2}{BWP} \approx ((C * R * Rg + Cg * Rg * Zg)) * s + R + Rg$$

Finalmente nos queda

$$H(s) = \frac{(Cg * Rg * Zg) * s}{C * Cg * R * Rg * Zg * s^2 + (C * R * Rg + Cg * Rg * Zg) * s + R + Rg}$$

Si $R >> Rg$

$$H(s) = \frac{(Cg * Rg * Zg) * s}{C * Cg * R * Rg * Zg * s^2 + (Rg(C * R + Cg * Zg)) * s + R}$$

Si $L = Cg Rg Zg$

$$H(s) = \frac{L * s}{C * L * R * s^2 + (Rg * C * R + L) * s + R}$$

$$H(s) = \left(\frac{1}{RC} \right) \frac{LC * s}{LC * s^2 + \frac{(Rg * C * R + L)}{R} * s + 1}$$

$$H(s) = \left(\frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \frac{\sqrt{LC}s}{LC * s^2 + \frac{(Rg * C * R + L)}{R} * s + 1}$$

Si $Rg * C * R << L$

$$H(s) = \left(\frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \frac{\sqrt{LC}s}{LC * s^2 + \frac{L}{R} * s + 1}$$

$$H_0 = \left(\frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \right)$$

$$H_{aux} = \frac{\sqrt{LC}s}{LC * s^2 + \frac{L}{R} * s + 1}$$

Considerando $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ y $2\frac{\xi}{\omega_0} = \frac{L}{R}$

Si obtenemos las raíces del denominador nos queda:

$$S_1 = -\omega_0 * (\xi - \sqrt{1 - \xi^2})$$

$$S_2 = -\omega_0 * (\xi + \sqrt{1 - \xi^2})$$

$$S_1 * S_2 = \omega_0^2 = (2 * pi * f_0)^2$$

Por consigna $f_0 = 14KHz$ (donde está centrado el band pass)

Ahora necesitamos un Q para poder tener el filtro definido

$$Q = \frac{1}{2\xi} = \frac{1}{Q\omega_0} = \frac{L}{R}$$

$$Q = \frac{R}{L\omega_0}$$

Aquí notamos que si crece Q, disminuye H_0 . Por lo cual por más que pongamos un gran Q, la señal en la banda pasante va a estar atenuada, por eso pondremos un valor intermedio de

$$Q=0.5$$

Fijamos C en 5.6 nf

entonces L = 0.024Hy

En consecuencia $R = 1055,57\Omega$ cuyo valor comercial más cercano es $R=1K\Omega$

Dado que $L = 0.024\text{H}$

Fijamos $C_g = 470\text{pf}$

y ponemos un valor bajo de R_g ($R >> R_g$)

$R_g = 100\Omega$

Y nos queda un valor de Z_g

$Z_g = 510\text{K}\Omega$

2.4.1. Comparación de las mediciones con el modelo teórico y simulaciones

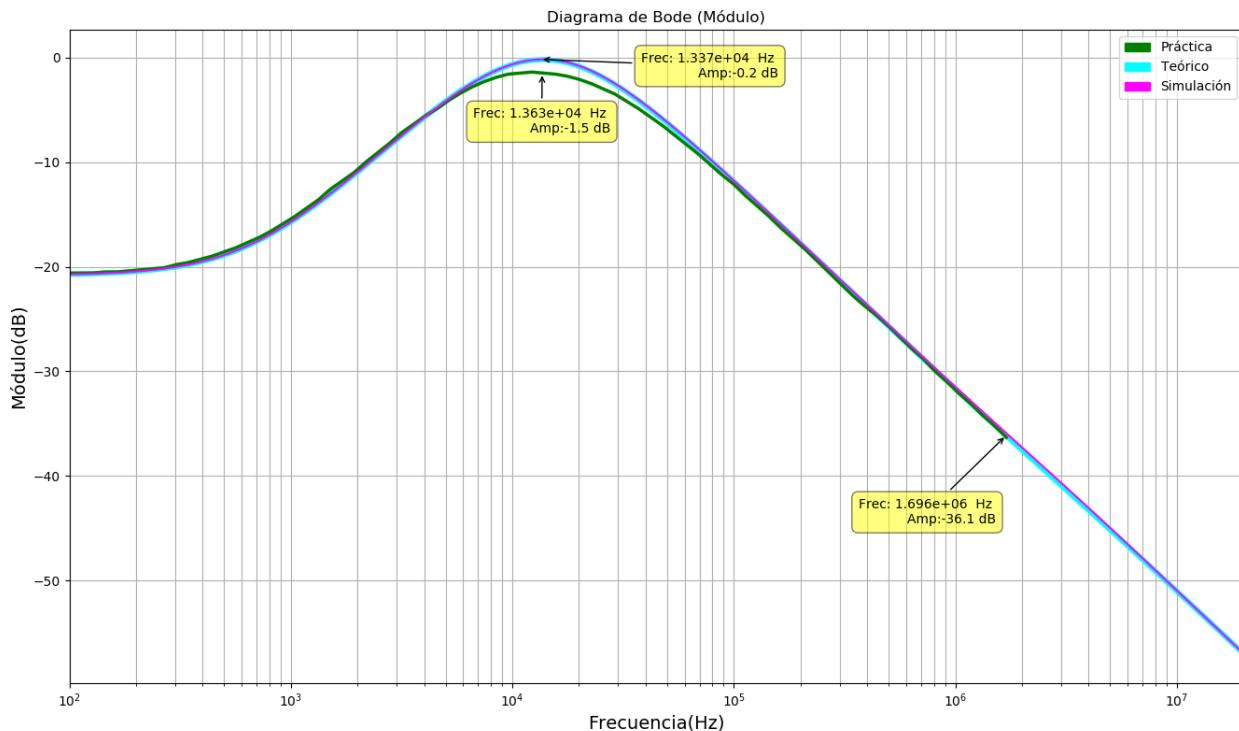


Figura 18: Diagrama de Bode (módulo) del circuito Band Pass

Como se mencionó anteriormente, alrededor de los -40dB se dejó de medir. En la Figura 18 esta consideración cobra mucho más sentido ya que si nos fijamos a los 10MHz se tiene una atenuación de aproximadamente -50dB y la relación $\frac{V_o}{V_i} = 0,0031$ con lo cual se necesitaría una amplitud más grande pero al ser más grande, supongamos 10V, aparece el efecto de slewrate antes (como SlewRate = $2\pi f_{max} V_{pk}$, $f_{max}=207\text{KHz}$ con $V_{pk} = 10\text{V}$).

$$H(s) = \left(\frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \frac{\sqrt{LC}s}{LC * s^2 + \frac{(Rg*C*R+L)}{R} * s + 1}$$

$$H(s = \sqrt{\frac{1}{LC}}j) = \left(\frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \frac{1}{\frac{(Rg*C*R+L)}{R} \sqrt{\frac{1}{LC}}} = \frac{L}{R} \frac{1}{\frac{(Rg*C*R+L)}{R}} = \frac{L}{(Rg * C * R + L)} = \frac{L}{0,56 \times 10^{-3} + L} = 0,977$$

$$|H(s)|_{dB} = 20 \log(0,977) = -0,2 \text{dB}$$

Luego, lo que vemos en las mediciones es que $Rg*C*R$ no es precisamente $0,56 \times 10^{-3}$ sino que se vuelve comparable con L , es más, realizando las cuentas correspondientes podemos llegar a estimarlo. $\frac{L}{Rg*C*R+L} = 0,8413$ entonces $Rg*C*R=0,1885L = 4,524 \times 10^{-3}$ y vemos que realmente es sensible a este cambio. De haberlo previsto, se hubiese deseado un valor más alto de L .

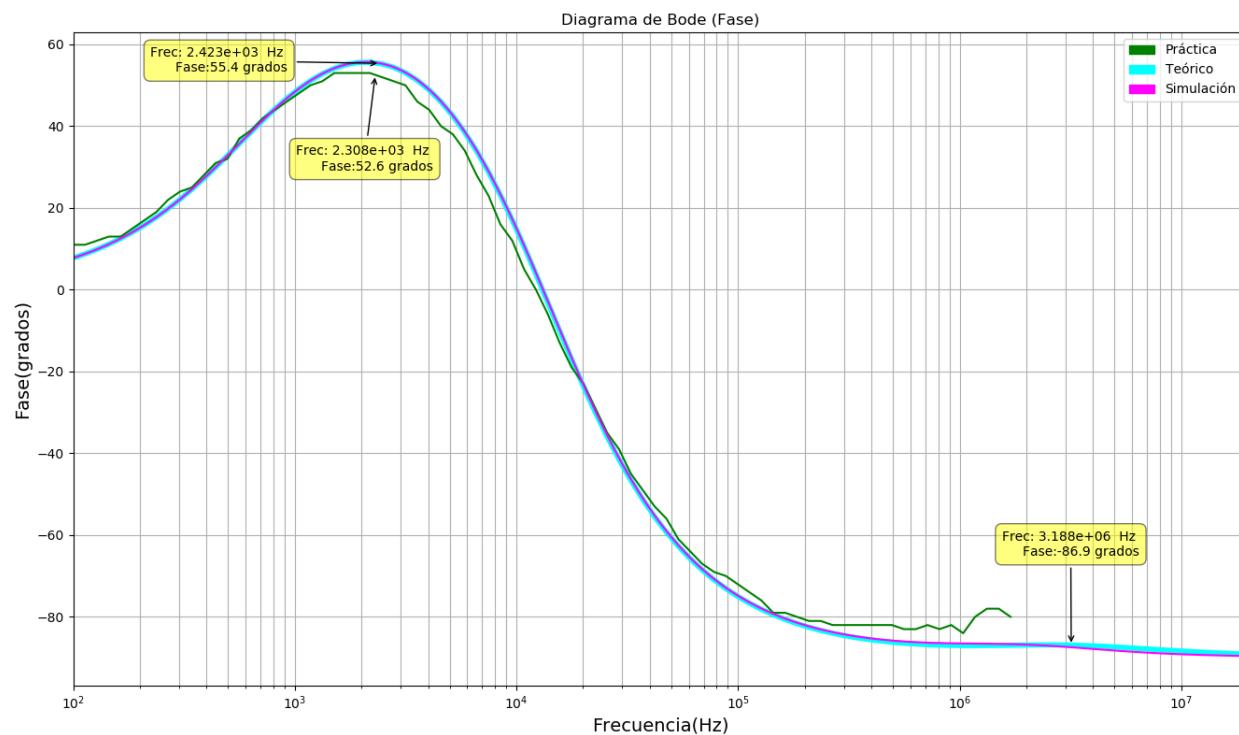


Figura 19: Diagrama de Bode (fase) del circuito Band Pass

En la Figura 19 vemos que a la frecuencia de corte, el filtro pasa por 0 grados, lo cual es razonable teniendo en cuenta que en la última observación quedaba un número real sobre otro numero real. Además, a baja frecuencia (por debajo de los KHz) no se vuelve despreciable el efecto resistivo del 'inductor' y por eso se puede ver que hay algo diferente de una sigmoida espejada antes de los KHz que es lo que se debería ver con un filtro elemental de este tipo. Además, también se puede ver que la fase medida se aproxima bastante a la teórica y simulada, es más se puede ver que de los peores casos abajo de 100KHz la diferencia es de 3 grados aproximadamente.

2.5. Filtro band reject:

Band reject elemental y su función transferencia:

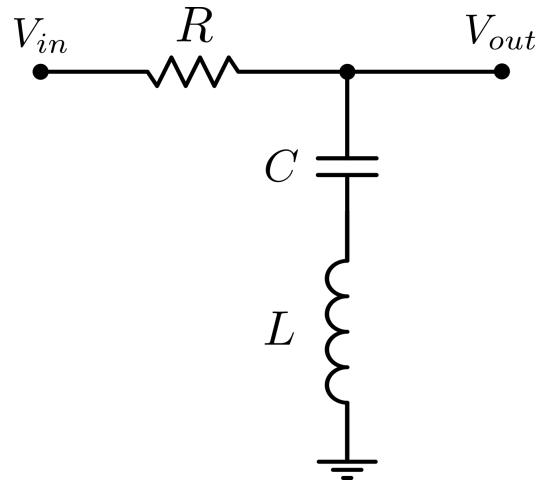


Figura 20: Circuito de un filtro band reject elemental

$$H(s) = H_0 \frac{\left(\frac{s}{\sqrt{LC}}\right)^2 + 1}{\left(\frac{s}{\sqrt{LC}}\right)^2 + RCs + 1}$$

Band reject con gyrator:

$$H(s) = \frac{(C * L * s^3 + (C * Rg + Cg * Rg + Cg * Zg + BWP * C * L) * s^2 + s * (BWP * Rg * (C + Cg) + 1) + BWP)}{DEN1 + DEN2}$$

$$DEN1 = C * Cg * (R * Rg + R * Zg + Rg * Zg) * s^3 + (C * R + C * Rg + Cg * Rg + Cg * Zg + BWP * C * Cg * Rg * (R + Zg)) * s^2$$

$$DEN2 = (BWP * (C * R + C * Rg + Cg * Rg) + 1) * s + BWP$$

$$L = Cg * Rg * Zg$$

$$H(s) = \frac{\frac{C * L}{BWP} s^3 + (\frac{C * Rg + Cg * Rg + Cg * Zg}{BWP} + C * L) * s^2 + s * (Rg * (C + Cg) + \frac{1}{BWP}) + 1}{\frac{DEN1 + DEN2}{BWP}}$$

$$\text{Despreciamos } \frac{C * L}{BWP}, \frac{C * Rg + Cg * Rg + Cg * Zg}{BWP} \text{ y } \frac{1}{BWP}$$

$$H(s) = \frac{(C * L) * s^2 + s * (Rg * (C + Cg)) + 1}{\frac{DEN1 + DEN2}{BWP}}$$

$$\frac{DEN1}{BWP} = \frac{C * Cg * (R * Rg + R * Zg + Rg * Zg)}{BWP} * s^3 + (\frac{C * R + C * Rg + Cg * Rg + Cg * Zg}{BWP} + C * Cg * Rg * (R + Zg)) * s^2 \approx C * Cg * Rg * (R + Zg) * s^2$$

$$\frac{DEN2}{BWP} = ((C * R + C * Rg + Cg * Rg) + \frac{1}{BWP}) * s + 1 \approx ((C * R + C * Rg + Cg * Rg)) * s + 1$$

$$H(s) = \frac{(C * L) * s^2 + s * (Rg * (C + Cg)) + 1}{C * Cg * Rg * (R + Zg) * s^2 + (C * R + C * Rg + Cg * Rg) * s + 1}$$

$Zg >> R$

$$H(s) = \frac{(C * L) * s^2 + s * (Rg * (C + Cg)) + 1}{C * L * s^2 + (C * R + (C + Cg) * Rg) * s + 1}$$

$C >> Cg$

$$H(s) = \frac{C * L * s^2 + s * C * (Rg) + 1}{C * L * s^2 + s * C * (R + Rg) + 1}$$

La unica **especificación del filtro** fue $f_0 = 1KHz$

Fijamos $C = 470nf$

Entonces $L = 0,05389$

Para cumplir con $Zg >> R$ imponemos un valor alto de Zg :

$Zg = 510K$

Para cumplir con $C >> Cg$:

$Cg = 1nf$

Cg no puede ser de un valor muy bajo porque sino se vuelve comparable con el capacitor de la punta con la cual medimos en modo x1, tiene que estar por lo menos por arriba de los 140pf.

Entonces $Rg = 100$

Con estos valores $L = 0,051$

Y

$f_0 = 1027,98Hz$

Como no fue especificado cómo tenía que ser este filtro salvo por la frecuencia central nos preocuparemos por la profundidad del notch

$$H(s) = \frac{C * L * s^2 + s * C * (Rg) + 1}{C * L * s^2 + s * C * (R + Rg) + 1}$$

Aquí nos encontramos con el dilema de que si R es más chica, se vuelve más comparable con R_g

$$H(s = j2\pi f_0) = \frac{-CL(2\pi f_0)^2 + j2\pi f_0 * C * Rg + 1}{-CL(2\pi f_0)^2 + j2\pi f_0 * C * (R + Rg) + 1} = \frac{-32,23x10^{-6} + j0,3035}{-32,23x10^{-6} + j0,003035(R + Rg)}$$

$$|H(s = j2\pi f_0)| \approx \frac{0,3035}{0,003035(R + Rg)} = \frac{100}{R + Rg}$$

La ultima aproximacion vale si por lo menos $R > Rg$, quizá para otros valores también sea válida pero imponemos esta condición.

$$|H(s)| = \frac{100}{R + Rg}$$

$20\log |H(s)| = -20dB$ Por ejemplo

$$\log |H(s)| = -1$$

$$\frac{100}{R + Rg} = \frac{1}{10}$$

Entonces nos queda :

$$R + Rg = 1000$$

En realidad elegimos $-20dB$ para poder llegar a medirlo.

Elegimos por comodidad $R = 1K$

Esto nos da una profundidad de $-20,82dB$

2.5.1. Comparación de las mediciones con el modelo teórico y simulaciones

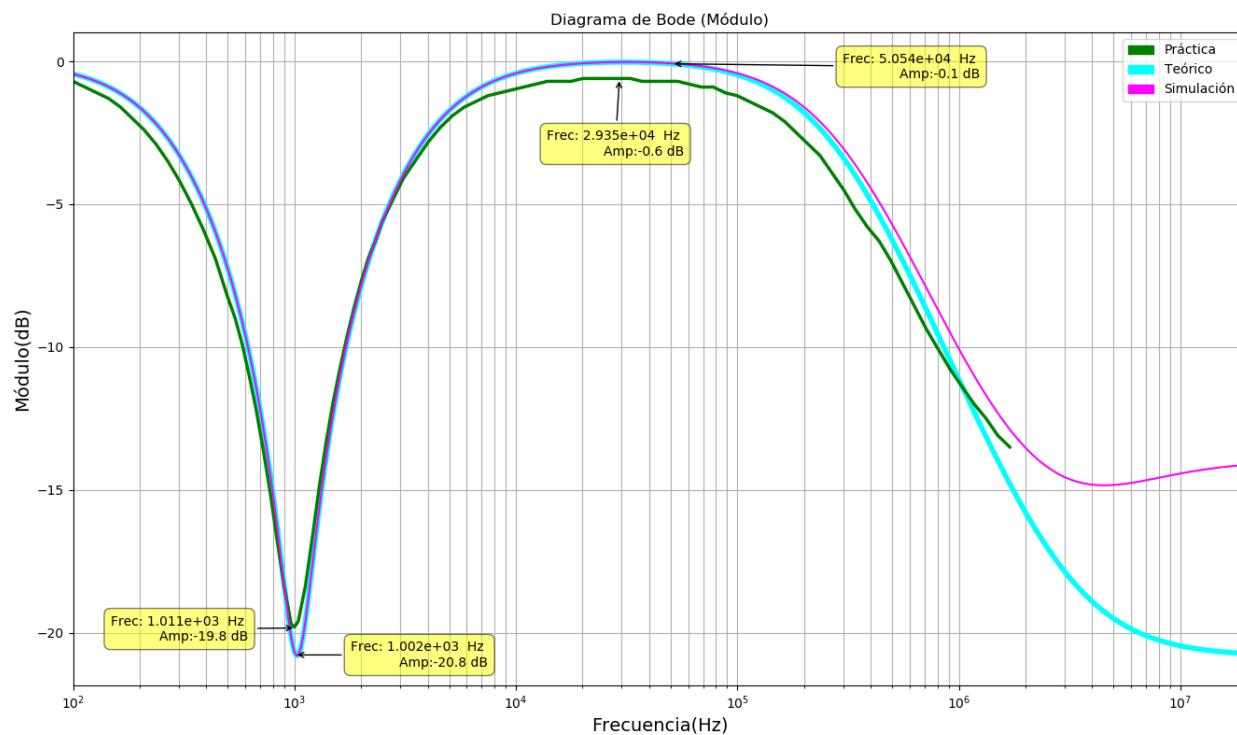


Figura 21: Diagrama de Bode (módulo) del circuito Band Reject

En la Figura 21 vemos que se dejó de medir a partir de 1,8MHz debido al slew rate.

Podemos ver también que la frecuencia de corte del band reject se vio corrida a la izquierda. Esto es más probable que provenga de la dispersión de R_g , C_g y Z_g ya que resulta difícil que los tres componentes en conjunto tengan mínima dispersión.

A su vez $R + R_g$ se mantuvo por debajo de lo calculado ya que sino estaría más cerca de los -20.9dB.

También se puede ver que agrandar las frecuencias en la simulación aparecen ceros y polos que probablemente estén relacionados con el amplificador operacional (que no se tuvieron en cuenta) y por eso en el teórico no aparecen. También se puede ver que la diferencia entre el práctico con respecto a los otros dos gráficos es de -0.5dB, que es ínfimo, en veces se expresa como $\frac{V_o}{V_i} = 0,944$ o sea que es prácticamente despreciable.

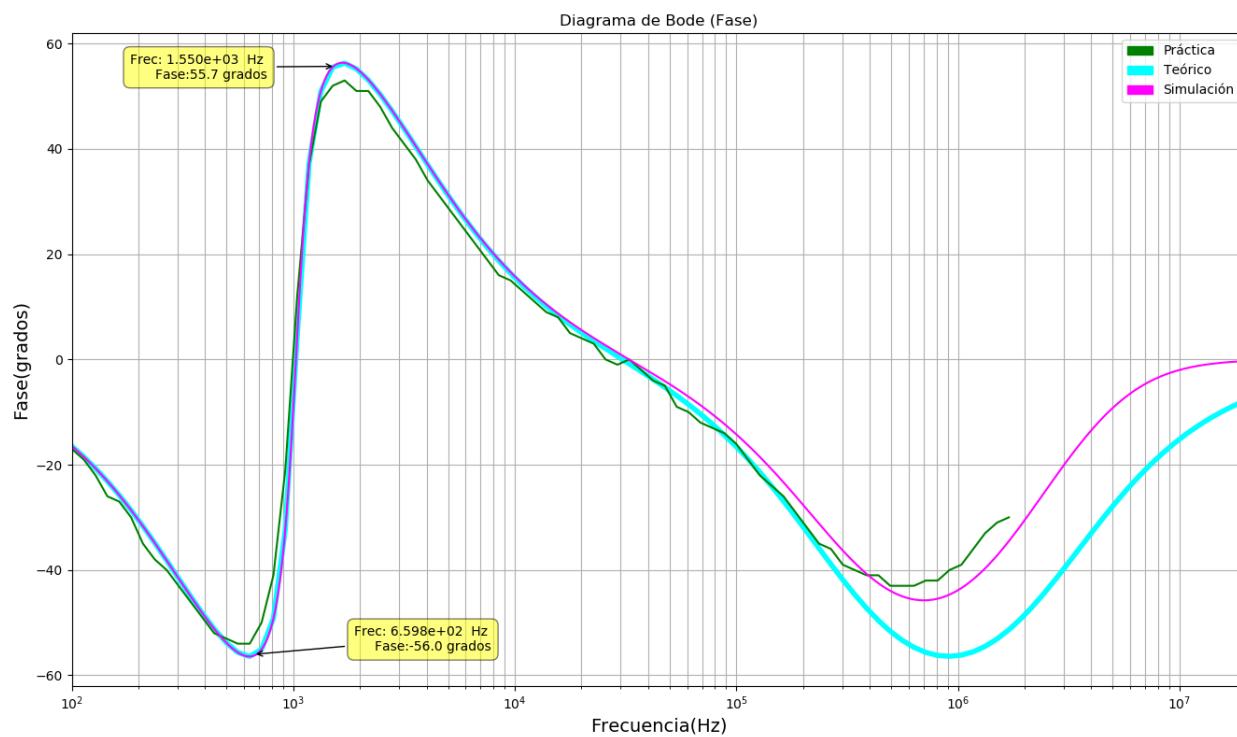


Figura 22: Diagrama de Bode (fase) del circuito Band Reject

En la Figura 22 se puede observar el característico cambio de fase abrupto del band reject. Además de los cambios de fase en el orden de los MHz, que corresponden a un cero y un polo, respectivamente. Se puede ver que tenía una fase negativa una década antes de los KHz pero como al cambiar la fase gradualmente dado que tiene que pasar por 0 (ya que en un momento la $H(s)$ se vuelve casi real pura) para realizar el cambio de fase de 180 (es decir, pasar de -56 grados a 56 grados).

2.6. Filtro low pass:

Low pass elemental y su función transferencia:

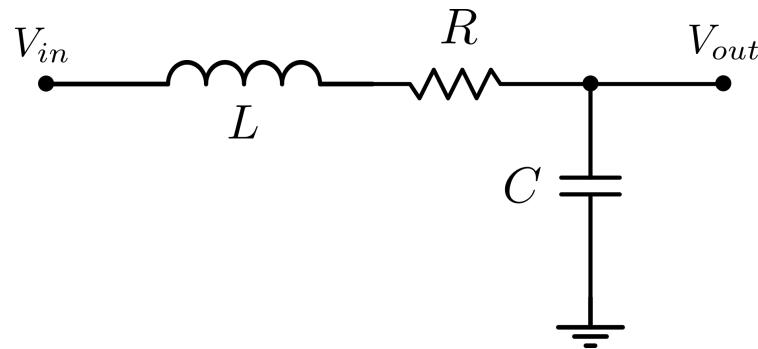


Figura 23: Circuito de un filtro low pass elemental

$$H(s) = H_0 \frac{1}{\left(\frac{s}{\sqrt{LC}}\right)^2 + RCs + 1}$$

Low pass con gyrator:

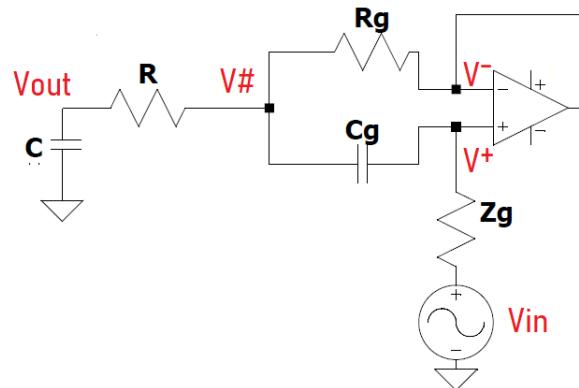


Figura 24: Circuito Low Pass con Gyrator

Teniendo en cuenta la Figura 24 se obtuvieron las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} V^- - V^+ * \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{BW}} \right) &= 0 \\ V_{IN} - Zg * (V^+ - V\#) * s * Cg - V^+ &= 0 \\ -V_{OUT} + (V^+ - V\#) * Cg + \frac{(V^- - V\#)}{s * C * Rg} &= 0 \\ -V_{OUT} + V\# * \left(\frac{1}{(s * C * R + 1)} \right) &= 0 \end{aligned}$$

Con ayuda de software de solución de ecuaciones se llegó a que la función transferencia es:

$$H(s) = \frac{(C * Cg * Rg * s^2 + BWP * C * Cg * Rg * s + BWP)}{DEN1 + DEN2}$$

$$DEN1 = (C * Cg * (R * Zg + Rg * Zg + C * R * Rg)) * s^3 + (C * R + C * Rg + Cg * Zg + C * Cg * Rg + BWP * C(Cg * Rg * (C * R + Zg))) * s^2$$

$$DEN2 = (BWP * C * (R + Rg + Cg * Rg) + 1) * s + BWP$$

$$\frac{DEN1}{BWP} = \frac{(C * Cg * (R * Zg + Rg * Zg + C * R * Rg))}{BWP} * s^3 + \left(\frac{C * R + C * Rg + Cg * Zg + C * Cg * Rg}{BWP} + C(Cg * Rg * (C * R + Zg)) \right) * s^2$$

$$\frac{DEN2}{BWP} = (C * (R + Rg + Cg * Rg) + \frac{1}{BWP}) * s + 1 \approx (C * (R + Rg + Cg * Rg)) * s + 1 \approx C * (R + Rg) * s + 1$$

$$H(s) = \frac{C * Cg * Rg * s + 1}{\frac{DEN1}{BWP} + C * (R + Rg) * s + 1}$$

$$R * C << Zg$$

$$\frac{DEN1}{BWP} \approx \frac{(C * Cg * (R * Zg + Rg * Zg + C * R * Rg))}{BWP} * s^3 + \left(\frac{C * R + C * Rg + Cg * Zg + C * Cg * Rg}{BWP} + C(Cg * Rg * Zg) \right) * s^2$$

$$C * Cg * Rg * s << 1$$

$$H(s) = \frac{1}{\frac{DEN1}{BWP} + C * (R + Rg) * s + 1}$$

$$R * Zg + Rg * Zg >> C * R * Rg$$

$$C * R + C * Rg + Cg * Zg >> C * Cg * Rg$$

$$\frac{DEN1}{BWP} \approx \frac{(C * Cg * (R + Rg) * Zg))}{BWP} * s^3 + \left(\frac{C * (R + Rg) + Cg * Zg}{BWP} + C(Cg * Rg * Zg) \right) * s^2$$

$$R >> Rg$$

$$\frac{DEN1}{BWP} \approx \frac{(C * Cg * R * Zg))}{BWP} * s^3 + \left(\frac{C * R + Cg * Zg}{BWP} + C(Cg * Rg * Zg) \right) * s^2$$

$$\frac{DEN2}{BWP} \approx C * R * s + 1$$

$$H(s) = \frac{1}{\frac{(C * Cg * R * Zg))}{BWP} * s^3 + \left(\frac{C * R + Cg * Zg}{BWP} + C(Cg * Rg * Zg) \right) * s^2 + C * R * s + 1}$$

$$C * R << Cg * Zg$$

$$H(s) = \frac{1}{\frac{(C * Cg * R * Zg))}{BWP} * s^3 + \left(\left(\frac{Cg * Zg}{BWP} + C * Rg * Cg * Zg \right) * s^2 + C * R * s + 1 \right)}$$

$$\text{Despreciamos } \frac{(C * Cg * R * Zg))}{BWP} * s^3$$

$$H(s) = \frac{1}{C * Rg * Cg * Zg * s^2 + C * R * s + 1}$$

$$H(s) = \frac{1}{C * L * s^2 + C * R * s + 1}$$

2.6.1. Especificaciones del filtro

A los 7.5KHz $|H(s)|_{dB}$ tiene que ser mayor a 3dB y a los 24.5KHz tiene que ser menor 10 dB
Si es un filtro de segundo orden atenúa -40/dec

1 dec = > -40dB

0.25 dec => -10 dB

0.25 dec = $\log_{10}(\frac{f_2}{f_1})$ dec

$f_1 = 778$ = f_2

$f_2 < 24500$

$f_1 < 13,8$ KHz

$f_1 = 11$ KHz

Por ende la frecuencia de corte debe ser

$f_0 = 11000$ Hz

Recordamos las aproximaciones hechas hasta ahora:

$R * C \ll Z_g$;

$C * Cg * Rg * s \ll 1$ (esto se cumple hasta s del orden de los $10^{14} \frac{rad}{s}$ si tomamos a $C=Cg=1nf$, $Rg=100$ para hacer un cálculo cuantitativo)

$(R + Rg) * Zg \gg C * R * Rg$ (Si C está en el orden de los nanofaradios y ponemos Zg de un valor alto se cumple)

$C * (R + Rg) + Cg * Zg \gg C * Cg * Rg$ (Si el valor de Rg es lo suficientemente bajo se cumple)

$C * R \ll Cg * Zg$

$1 \ll \frac{Cg * Zg}{C * R}$

Fijamos $C = 2.2nf$

Entonces

$L = 0,094$ Hy

Para cumplir con las aproximaciones:

$Rg = 47\Omega$

$Zg = 200$ K

$Cg = 10nf$

$\xi > 0,707$

$\xi = \frac{R}{2} (\sqrt{\frac{C}{L}})$

$R > 9242\Omega$

Por ende tomamos $R = 12000$

A la hora de realizar el contraste del teórico completo con el aproximado se obtuvieron algunas diferencias:

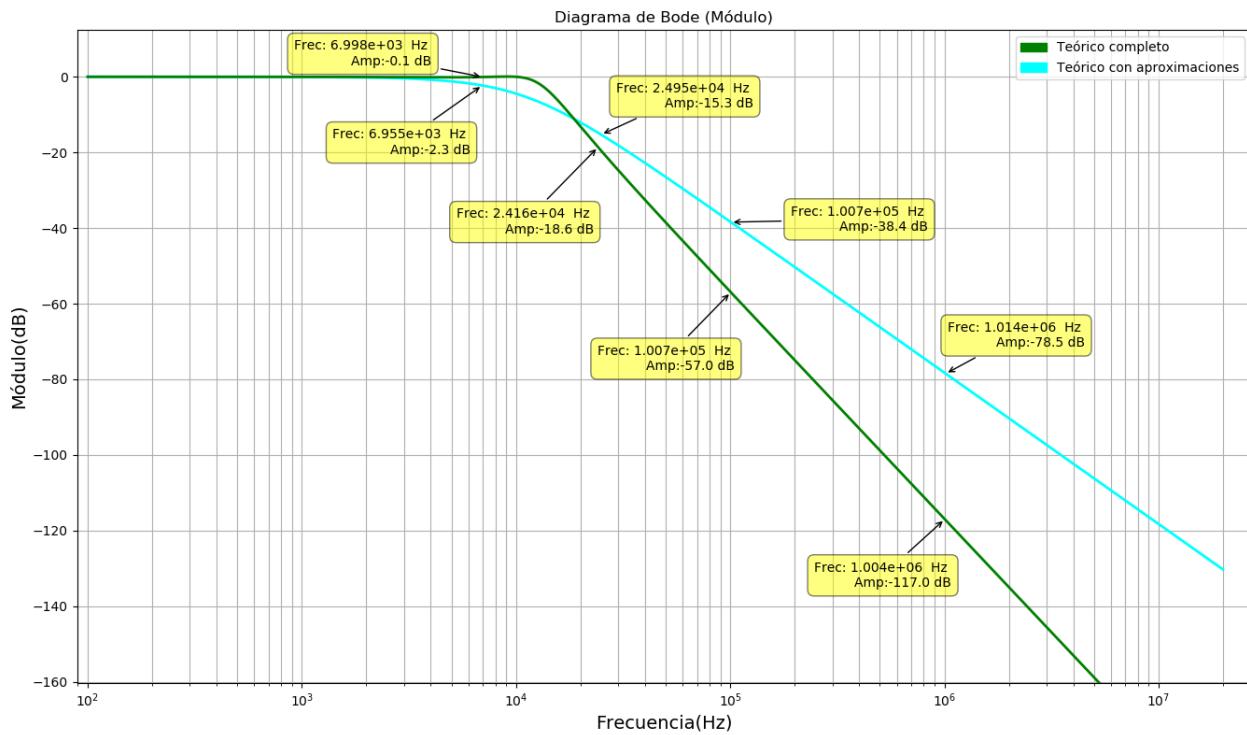


Figura 25: Diferencias entre el teórico completo y el teórico con aproximaciones

En la Figura 25 se puede ver que entre 10^5 y 10^6 Hz (una década) la función transferencia en módulo avanza distinto, una a $-40\text{dB} / \text{dec}$ y la otra a $-60\text{dB}/\text{dec}$, esto se debe a que en las aproximaciones propuestas se desprecian los efectos del polo del amplificador operacional (relacionado con BWP). Sabemos que como tenemos 3 polos, la recta del bode de la banda atenuada debe ser $-60\text{dB}/\text{dec}$. No obstante, si bien nuestras aproximaciones no fueron idóneas el filtro sigue cumpliendo la plantilla dada por la consigna del presente trabajo práctico.

Si bien la solución no cumple con ser un filtro de segundo orden, se ajusta a las especificaciones del filtro. El inconveniente surge ya que en la consigna se pide la utilización de 1 solo integrador y debido a que el gyrator originalmente es utilizado principalmente mirando su impedancia de entrada (que está referenciada a tierra), una posible solución para el problema es usar otro integrador y mediante un restador y dos buffers, para poder medir en un circuito RLC serie la diferencia de tensión en el capacitor y que no nos perjudique que la impedancia de entrada del gyrator siga estando referenciada a tierra.

2.6.2. Comparación de las mediciones con el modelo teórico y simulaciones

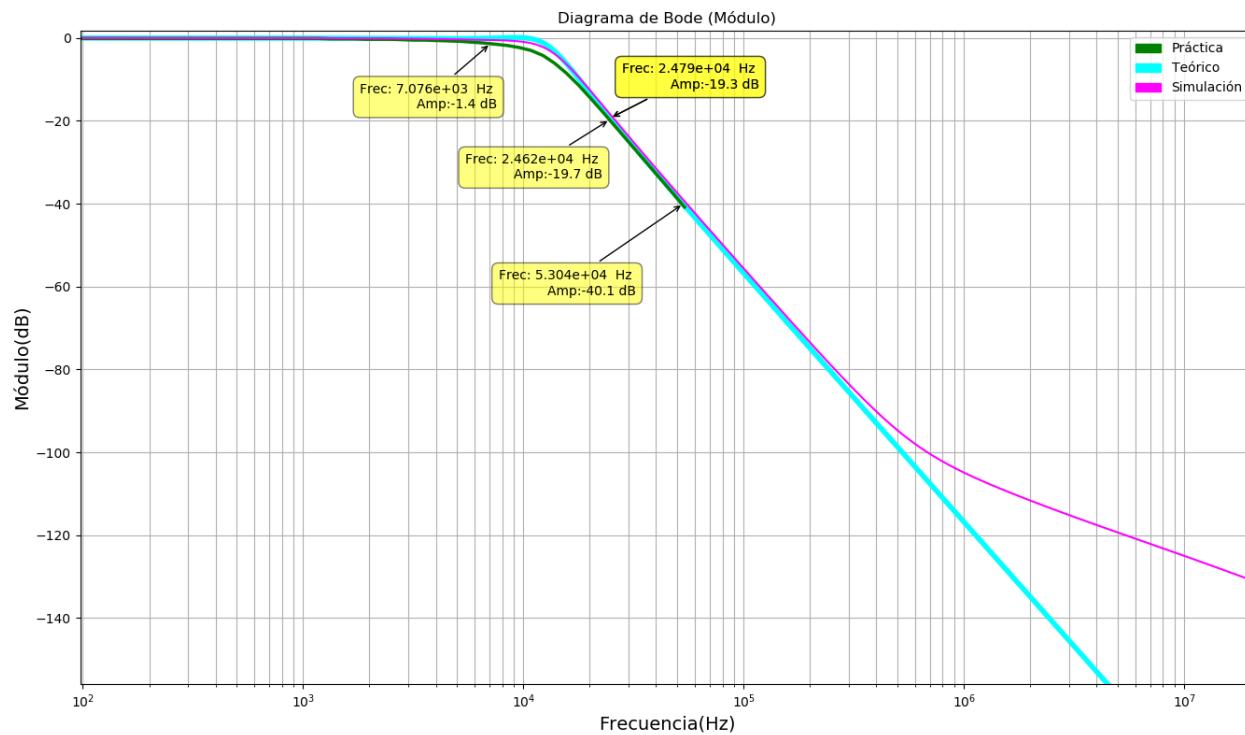


Figura 26: Diagrama de Bode (módulo) del circuito Low Pass

En la Figura 26 vuelve a aparecer el problema del slew rate del circuito integrado. Se puede ver que se cumplen las especificaciones pedidas, a 7KHz con -1.4dB (>-3 dB) y a los 24.6KHz con -19.7dB. Se puede ver que para la simulación el circuito integrado disponía de otro cero en el orden de los MHz. El gráfico obtenido con los valores medidos se distingue por que el BWP utilizado tanto en el teórico como en la simulación es un valor típico.

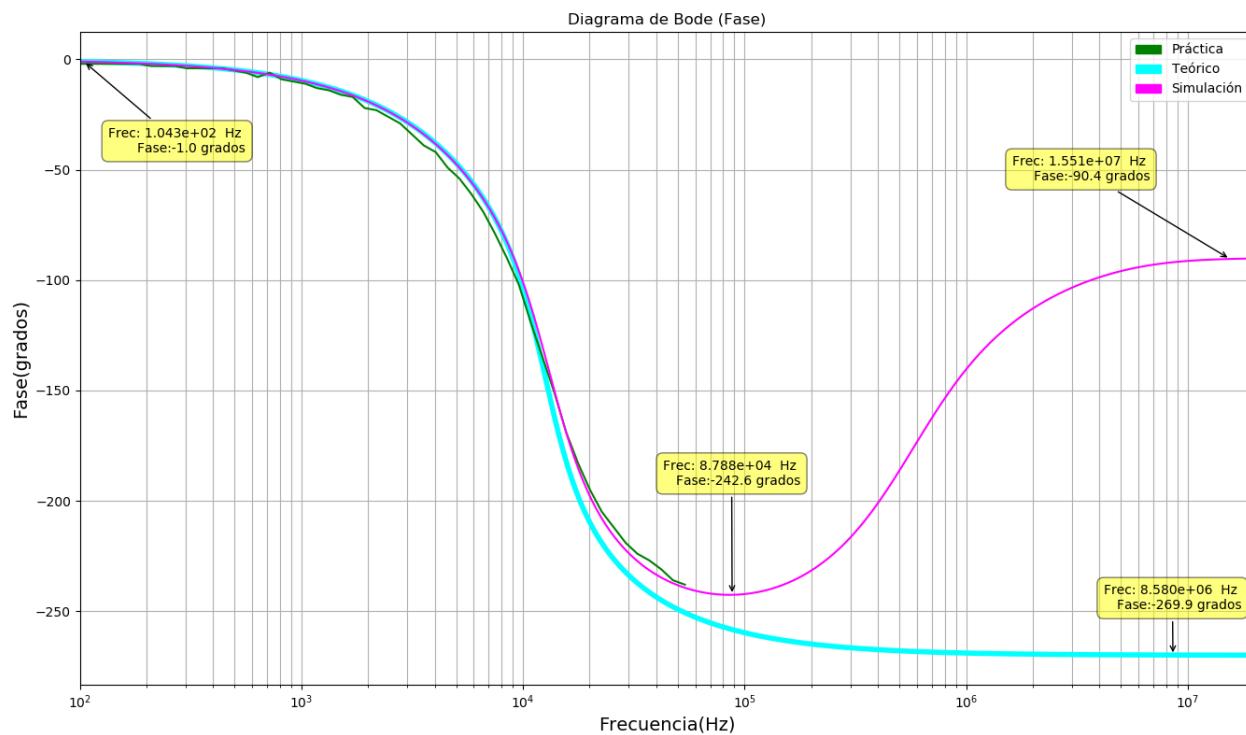


Figura 27: Diagrama de Bode (fase) del circuito Low Pass

Notar que en el orden de los MHz en la Figura 27 en el modelo teórico aparece una diferencia entre la fase inicial y la final de la función transferencia (para el rango de frecuencias mostradas) de -270, lo que concuerda con una función transferencia con 3 polos, lo cual discrepa de la simulación, que tiene en cuenta por lo menos dos ceros (ya que aparece una diferencia de 180 entre las fases que tienen la simulación y el teórico a los 10MHz) y un polo adicional que debe estar relacionado al amplificador operacional.

2.7. Diseño en Altium Designer

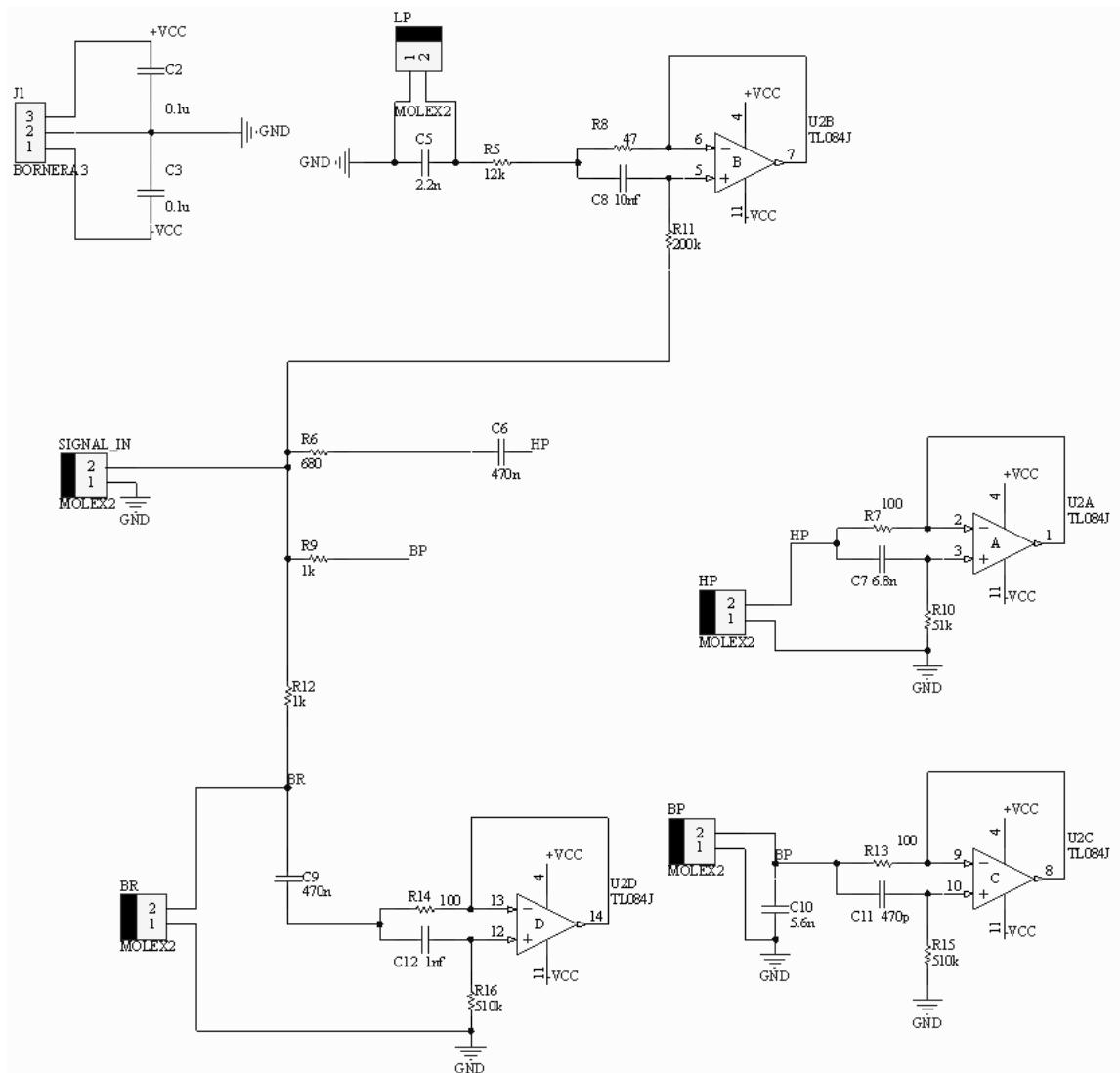


Figura 28: Circuito esquemático con todos los filtros solicitados

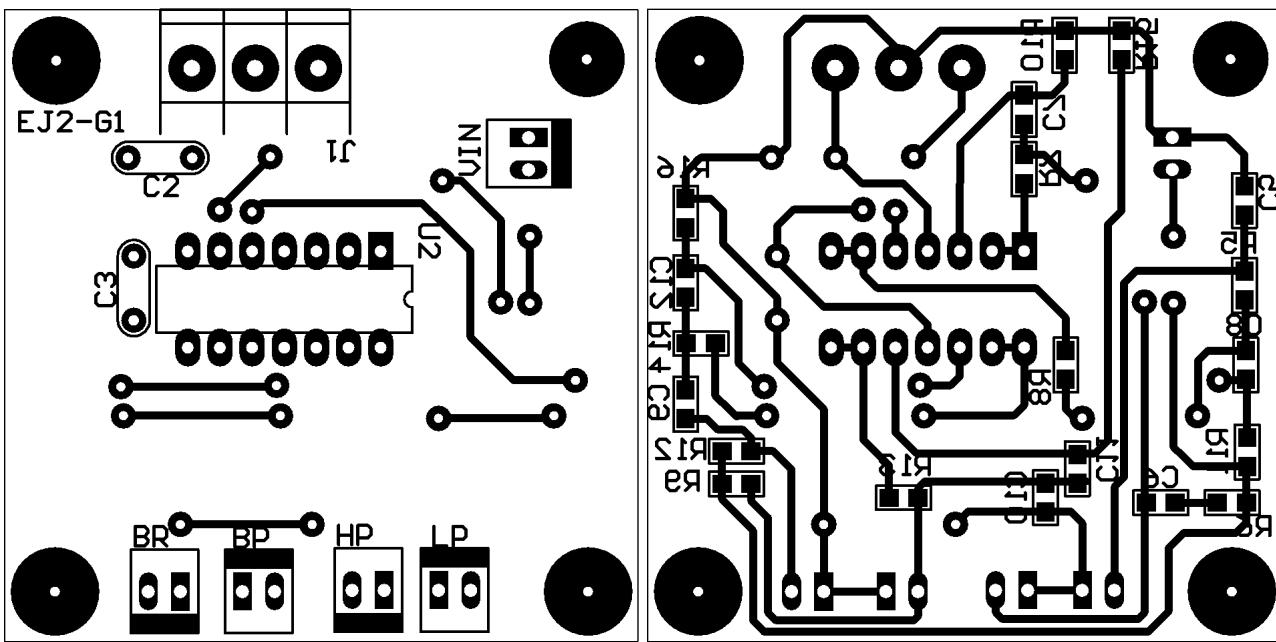


Figura 29: Top Overlay y Bottom Layer con (Bottom Overlay agregado) respectivamente

Notar en la Figura 29 que se colocaron los capacitores de desacople lo más cerca posible de la alimentación de los amplificadores operacionales.

2.8. Rango de operación lineal

Como se pudo observar en las distintas mediciones, los circuitos en general están limitados por el slewrate del circuito integrado. Es decir que si se introduce una sinusoida a los circuitos, dependiendo de la amplitud de la misma, puede llegar a verse el efecto del slewrate mucho antes de lo planeado, por eso lo aconsejable sería utilizar todos estos circuitos con una amplitud media como la propuesta para las mediciones y teniendo el cuidado de no exceder los 1,8MHz que es donde se empieza a dar lugar a este efecto. No solo el slew rate es un problema sino que a grandes frecuencias lo que se consideraba un inductor ya no lo es y esto con los gyrators sucede en general a partir de los 100KHz o antes, que es donde se empieza a manifestar el polo dominante del circuito integrado. Si observa detalladamente, en todos los gráficos, si se cortaran a 100KHz, se podría ver que tienden a ser los mismos que los de los filtros elementales de segundo orden, exceptuando las bajas frecuencias que es donde la parte resistiva predomina por sobre la inductiva. Además, los elementos pasivos tienen su equivalente en alta frecuencia , los capacitores, por ejemplo, a muy alta frecuencia se comportan como un inductor, por lo cual en definitiva por un motivo u otro a grandes frecuencias los circuitos dejan de comportarse como es deseado. Como lo primero que aparece es el polo dominante podemos usar una sinusoida con amplitud mayor y el hecho de que $f_{MAX}=100\text{KHz}$, lo cual deriva en una $V_{pk}=20,7\text{V}$. Todo esto sin contemplar la saturación del propio amplificador operacional, cuyo máximo valor de alimentación es $+VCC= 15$ y $-VCC = -15$, por lo cual V_{pk} debe ser 15V menos 2V (se deja un margen) por lo menos, que es donde el amplificador operacional empieza a saturar.

2.9. Conclusiones

El circuito gyrator tiene muchas limitaciones como se ha visto anteriormente. Una de las necesidades básicas es la de alimentar el amplificador operacional con corriente continua para que el mismo opere como es deseado, lo cual es algo que un inductor no necesita. Además, la impedancia de entrada del gyrator está referenciada a tierra que es una problemática que quedó clara cuando se trató de implementar el Low Pass. También el tope del rango de frecuencias en el que el mismo opera es bajo, lo cual nos lleva a pensar que podría llegar a ser útil en el espectro audible, o como filtro dependiendo la aplicación. Por otra parte, como el gyrator está construido con capacitores y resistencias, si tuviésemos algún circuito con un inductor, el mismo no se vería acoplado magnéticamente al mismo ya que no hay elemento con el cual acoplarse. Entre otras ventajas hallamos el tamaño y el hecho de que para la fabricación de un inductor se necesita un enrollamiento más largo a medida que se requiere más inductancia que

genera capacidades parásitas y pérdida por efecto Joule por la resistencia que el enrollamiento mismo presenta. En general el gyrator no es utilizado en el campo de en la electrónica de potencia debido a que se manejan corrientes altas, tan altas que el amplificador operacional con el que se construye el gyrator se quema.

3. Amplificador de instrumentación

3.1. Introducción

3.1.1. El amplificador de diferencias

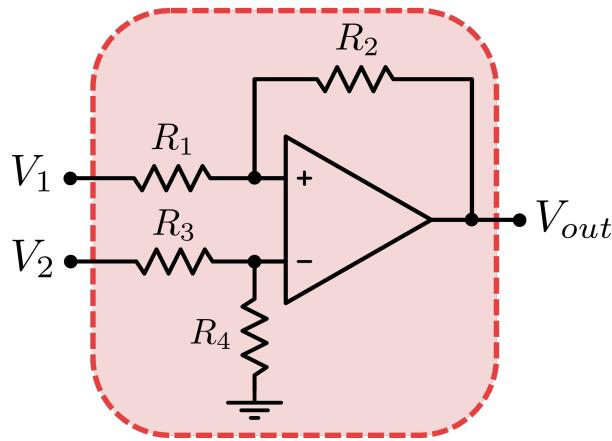


Figure 30: Amplificador de Diferencias

Como se puede ver en la Figura 30, el amplificador diferencial consta de dos entradas, una que se aplica al lado inversor y la otra al no inversor, y de una salida, la cual es proporcional a la diferencia entre ambas entradas.

Para mejor comprensión se introducen los componentes de entrada de *modo diferencial* y de *modo común*, definidos como

$$V_{DM} = V_2 - V_1 \quad (8)$$

$$V_{CM} = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (9)$$

Por lo tanto, el amplificador diferencial solo responde al modo diferencial V_{DM} e idealmente ignora por completo la componente de modo común V_{CM} . La razón de rechazo en modo común (CMRR: Common Mode Rejection Ratio) es el parámetro que da una idea cuantitativa de la capacidad que un dispositivo tiene para rechazar las señales en modo común y se define como:

$$CMRR_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{A_{dm}}{A_{cm}} \right| \quad (10)$$

Donde A_{dm} es la ganancia en modo diferencial y A_{cm} es la ganancia en modo común, es decir, la relación entre la salida y la entrada en cada caso. Para que el circuito sea insensible al modo común, es decir $A_{cm} = 0$ donde el $CMRR = \infty$, se debe cumplir la condición de puente balanceado: $R_1 R_4 = R_2 R_3$ y para simplificar se toman: $R_1 = R_3$ y $R_2 = R_4$. A la salida se obtiene:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (11)$$

Donde:

$$V_1 = V_{CM} - \frac{V_{DM}}{2} \quad (12)$$

$$V_2 = V_{CM} + \frac{V_{DM}}{2} \quad (13)$$

En la realidad esto es muy difícil de lograr, ya que los componentes tienen cierta tolerancia, lo que lleva a que la ganancia en modo común no sea realmente cero.

3.1.2. El amplificador de instrumentación

El amplificador de instrumentación (In Amp) es un amplificador diferencial de precisión, pero a diferencia del anterior tiene impedancias de entrada balanceadas y extremadamente altas (idealmente infinitas) para evitar cargar al circuito con las fuentes de entrada. Otras de sus características son su baja impedancia de salida (idealmente cero) y un CMRR alto para el rango de frecuencias en las que se lo utilizará.

Algunas de las aplicaciones de los In Amps pueden ser: en instrumentación médica, en sistemas de audio para extraer señales débiles de entornos muy ruidosos, en adquisición de información (por ejemplo amplificando señales de baja amplitud de la salida de transductores en entornos con alto ruido), en monitoreo y control (en sistemas donde los valores normales de operación son excedidos por la señal de entrada, pero al rechazar las altas tensiones del modo común hace que el circuito funcione correctamente), entre otras.

3.2. Análisis del circuito

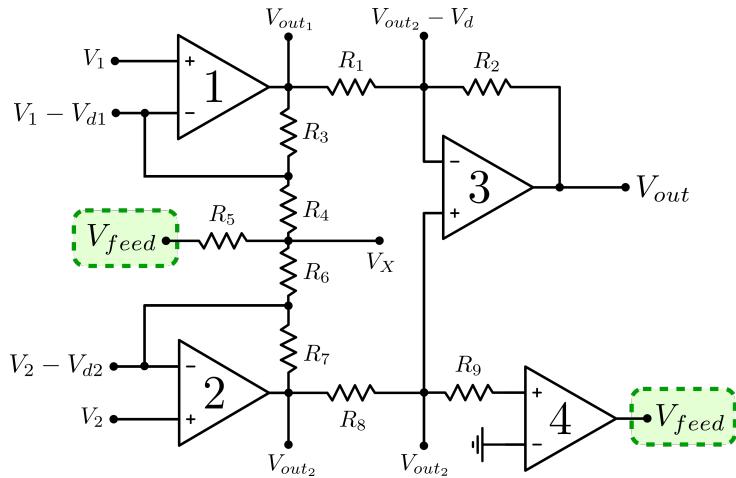


Figure 31: Amplificador de instrumentación

3.2.1. Modelo ideal

El circuito se puede separar en dos etapas: la etapa de entrada está compuesta por los amplificadores U_1 y U_2 , donde su función es aumentar la impedancia de entrada para evitar cargar al circuito, además de amplificar. De esta manera, la señal llega a la etapa de salida, compuesta por el amplificador diferencial, ya amplificada por los op amps de la entrada. Además se cuenta con un cuarto operacional con realimentación positiva que idealmente fija un potencial nulo en su entrada no inversora, y por lo tanto también a la salida del operacional 2 y a la entrada del 3. Por lo tanto, considerando todos los amplificadores operacionales ideales, se tiene que:

$$V_{o2} = V_3 = 0 \quad (14)$$

$$V_x = \left(1 + \frac{R_6}{R_7}\right) V_2 \quad (15)$$

$$V_{o1} = V_1 \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) - V_x \frac{R_3}{R_4} = V_1 \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) - V_2 \frac{R_3}{R_4} \left(1 + \frac{R_6}{R_7}\right) \quad (16)$$

$$\Rightarrow V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} \left[V_1 \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) - V_2 \frac{R_3}{R_4} \left(1 + \frac{R_6}{R_7}\right) \right] \quad (17)$$

Para lograr una ganancia nula en modo común, donde $V_1 = V_2 = V$, se debe cumplir:

$$\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) = \frac{R_3}{R_4} \left(1 + \frac{R_6}{R_7}\right) \quad (18)$$

$$\Rightarrow R_3 R_6 = R_4 R_7 \quad (19)$$

De esta manera la ganancia en modo diferencial será:

$$A_{dm} = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \quad (20)$$

En esta última ecuación se pueden distinguir las dos etapas: la de entrada, donde los amplificadores tienen configuración no inversora, que aporta la ganancia de $1 + \frac{R_3}{R_4}$, y la de salida, con el operacional en configuración inversora que aporta la ganancia de $-\frac{R_2}{R_1}$.

En este caso, la ganancia requerida por la consigna es de $130\frac{V}{V}$ y para ello se eligieron los siguientes valores de resistencias:

- $R_1 = 1K\Omega$
- $R_2 = 10K\Omega$
- $R_3 = R_7 = 12K\Omega$
- $R_4 = R_6 = 1K\Omega$

Los demás valores de las resistencias no afectan la ganancia del circuito.

Para maximizar el CMRR se utilizaron resistencias al 1%. Los valores de estas no deben ser muy grandes ya que pueden generar ruido térmico, lo que podría conducir a más error. Además al ser tan grandes, la corriente que circula va a ser pequeña, las cuales podrían ser comparables con la corriente de bias o la de offset. El problema con las resistencias pequeñas es que la corriente de salida del op amp es limitada y para generar las caídas de tensión apropiadas para que funcione la corriente tiene que ser muy alta. Incluso si el amplificador operacional puede proporcionar dicha corriente, se generará mucho calor en las resistencias y esto implicaría un mayor consumo de energía y un efecto de carga en la salida. Además se pueden volver comparables con la resistencia interna de la fuente que proporciona la señal de entrada por lo que el efecto de carga en la entrada podría ser relevante.

3.2.2. Modelos no ideales

Se plantearon las ecuaciones considerando el op-amp 3 no ideal, el op amp 4 no ideal, ambos no ideales, y finalmente, todos no idales. Se mostrará a continuación las 8 ecuaciones del modelo más ideal posible.

$$\frac{V_{out2} - V_d - V_{out}}{R_2} = \frac{V_{out1} - (V_{out2} - V_d)}{R_1}$$

$$V_d \frac{A_0}{1 + s/w_p} = V_{out}$$

$$\frac{V_{out1} - (V_1 - V_{d1})}{R_3} = \frac{V_1 - V_{D1} - V_x}{R_4}$$

$$V_{d1} \frac{A_0}{1 + s/w_p} = V_{out1}$$

$$\frac{V_{feed} - V_x}{R_5} = \frac{V_x - (V_1 - V_{d1})}{R_4} + \frac{V_x - (V_2 - V_{d2})}{R_6}$$

$$V_{d2} \frac{A_0}{1 + s/w_p} = V_{out2}$$

$$V_{out2} \frac{A_0}{1 + s/w_p} = V_{feed}$$

Se observa que el sistema es demasiado complejo para ser resuelto manualmente. En consecuencia se recurrió a software para su resolución.

3.3. Distintos modelos - Análisis teórico

Los resultados de la resolución de las transferencias tuvieron los siguientes resultados.

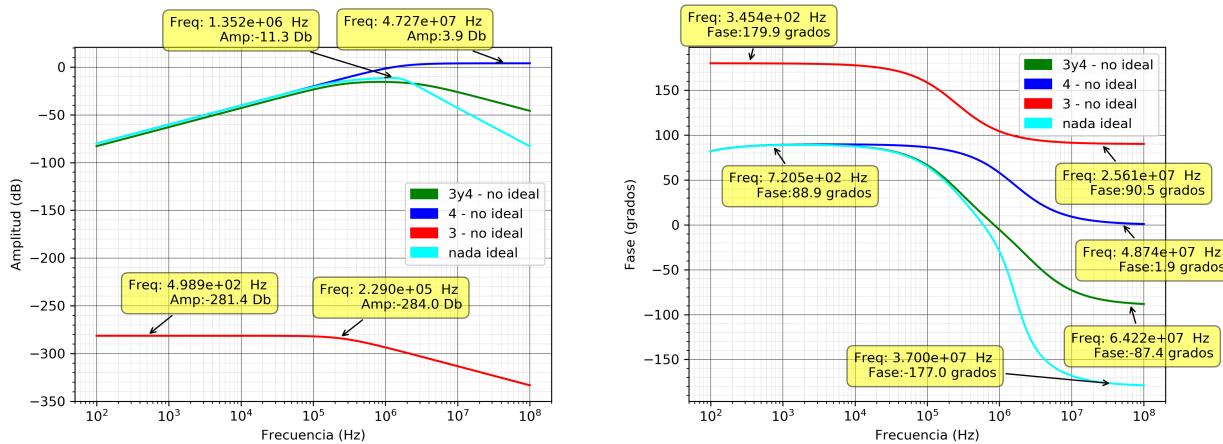


Figure 32: Modo común - contraste entre modelos

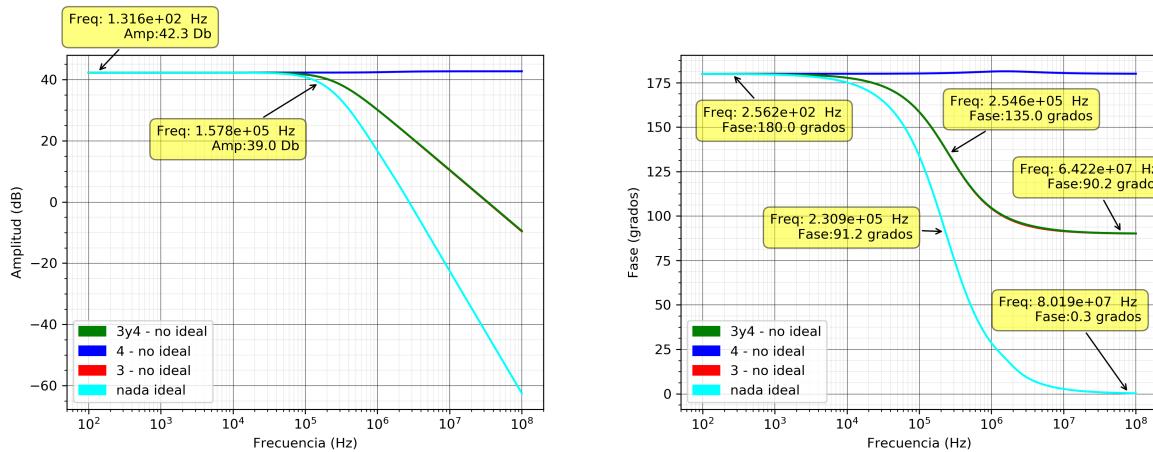
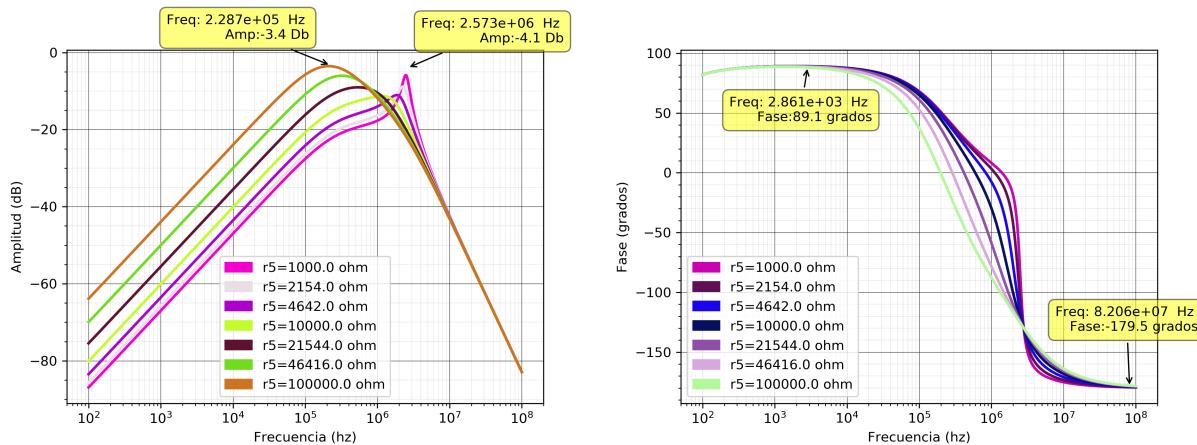
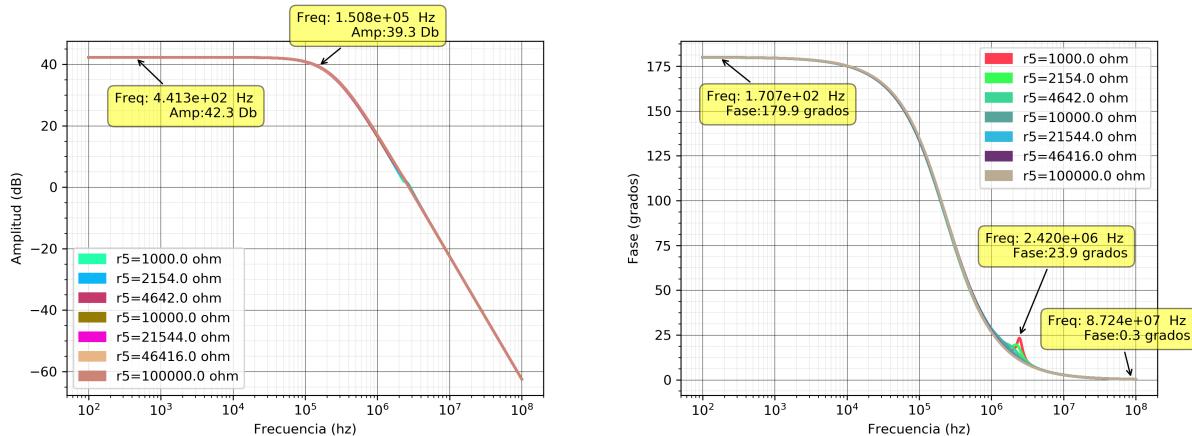


Figure 33: Modo diferencial - contraste entre modelos

Se notó en general, a pesar de sus coincidencias a bajas frecuencias, una gran diferencia entre los resultados de los distintos modelos. En consecuencia, se decidió utilizar como patrón a seguir el modelo más general, que a pesar de su complejidad se considera que es necesario utilizarlo para obtener los resultados que coincidan más con la experimentación. Se tomó $R_5 = 10k$ para realizar los gráficos mostrados, pero la conclusión fue la misma para otros valores de dicha resistencia.

3.4. Contraste - distintos valores de R_5

Se estudió de manera analítica la influencia de R_5 en la transferencia del circuito, tanto en modo común como en modo diferencial.

Figure 34: Modo común - distintos valores de R_5 Figure 35: Modo diferencial- distintos valores de R_5

Se concluyó que al variar R_5 se produjó en el modo común una atenuación mayor de todas las frecuencias, al mismo tiempo que la aparición de un sobrepico. Por otro lado, en el modo diferencial no se encontraron diferencias apreciables. Es importante considerar que para la realización de los cálculos teóricos se asumió la simetría perfecta de $R_4 - R_6$, $R_3 - R_7$. Mas adelante se analizará que una ligera asimetría en dichas resistencias trae un cambio radical en la transferencia. No obstante, el efecto sobre la transferencia de variar el valor de R_5 seguirá siendo similar.

3.5. Mediciones

3.5.1. Modo diferencial

Se procedió a medir el modo diferencial. Los resultados fueron los esperados y con gran precisión. Esto era predecible que iba a suceder debido a que las diversas asimetrías del análisis teórico nunca tuvieron una influencia relevante sobre dicho modo. Debido a la dificultad para sincronizar dos generadores de señal se decidió conectar V_1 a un generador y V_2 a tierra. Se contrastaron las mediciones con simulaciones y el análisis teórico en dicha circunstancia.

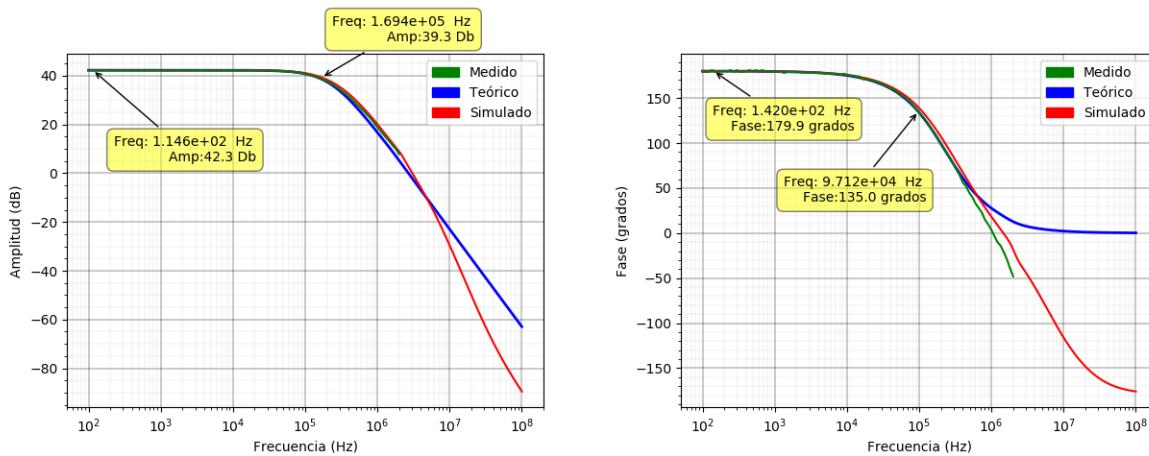


Figure 36: Contraste - Mediciones, Simulaciones y Teoría - modo diferencial

3.5.2. Modo común

Las mediciones del modo común fueron más conflictivas.

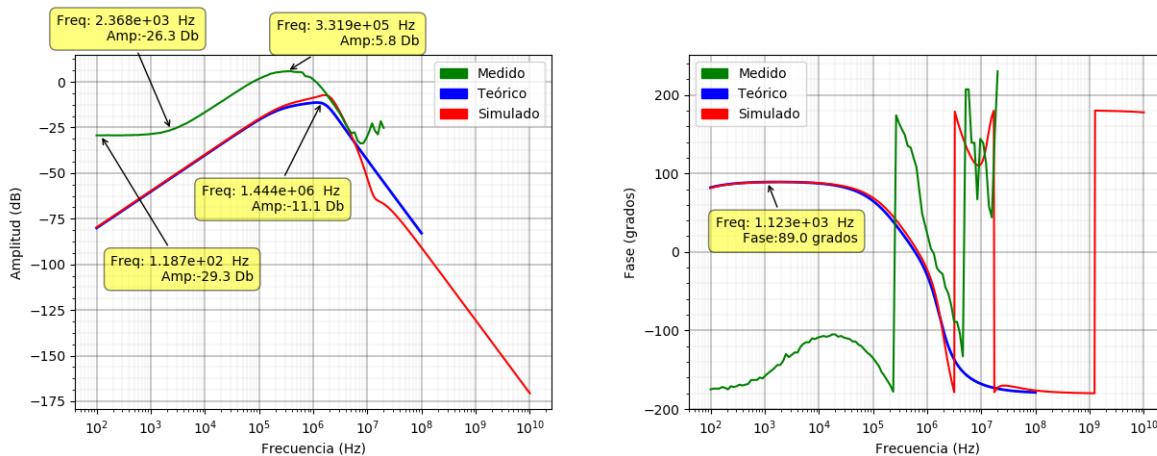


Figure 37: Contraste - Mediciones, Simulaciones y Teoría - modo común

Se encontraron grandes diferencias entre lo medido y lo esperado, tanto en bajas como altas frecuencias. Se intentará entonces explicar las diferencias; la evidencia experimental muestra, varios efectos adicionales no esperados según los cálculos teóricos:

- La amplificación de algunas frecuencias
- La forma de la curva experimental, que en frecuencias bajas es una linea horizontal
- Gran diferencia en las mediciones de fase.

A continuación se estudiarán posibles asimetrías del circuito que expliquen dichos efectos.

3.6. Asimetrías

3.6.1. Análisis - Asimetría debido a la dispersión de R_3, R_4R_6, R_7

Se analizó la influencia sobre la transferencia de dichas resistencias de manera computacional. Se supuso una tolerancia de 2% (La real es 1%). En el modo diferencial no se presentaron grandes diferencias (y por lo tanto se decidió no mostrar dichos graficos). En cambio en el modo común si se notaron diferencias muy importantes en la transferencia, las cuáles explican, por ejemplo, por qué la fase varió tanto en las mediciones.

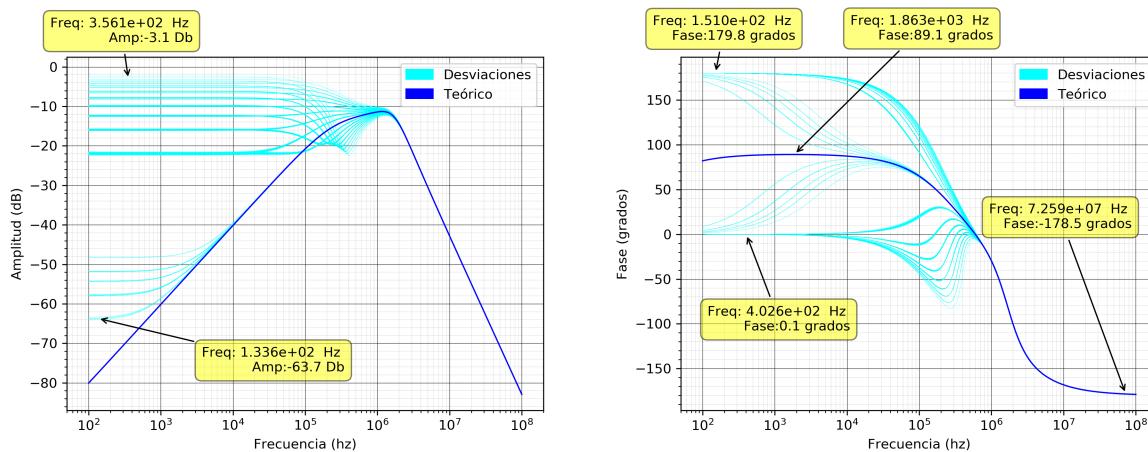


Figure 38: Transferencias distintas producto de la asimetría de las resistencias

Es importante notar que en la simetría ideal, la atenuación del modo común para la componente continua es infinita, lo cual se puede observar del gráfico. No obstante, las distintas posibles asimetrías provocan que la atenuación pueda ser tan solo algunos decibeles, que fue lo que ocurrió en las mediciones.

3.6.2. Análisis - Asimetría de BWP de los amplificadores de la primera etapa

Se estudió la influencia de la asimetría de las frecuencias de corte de los amplificadores operacionales 1 y 2. Notamos que no mostramos los resultados de el estudio de las dispersión de las ganancias de los op-amps 3 y 4 debido a que no produjeron diferencias considerables.

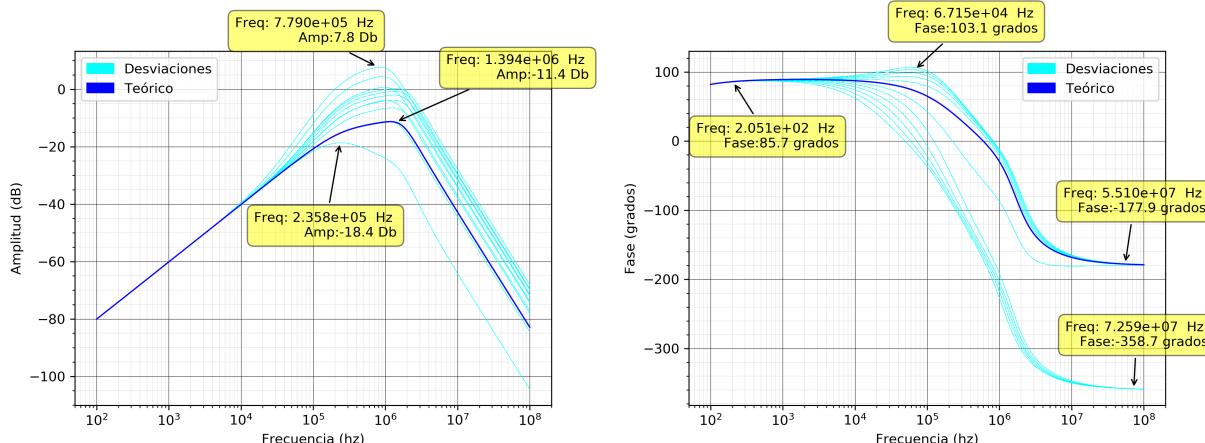
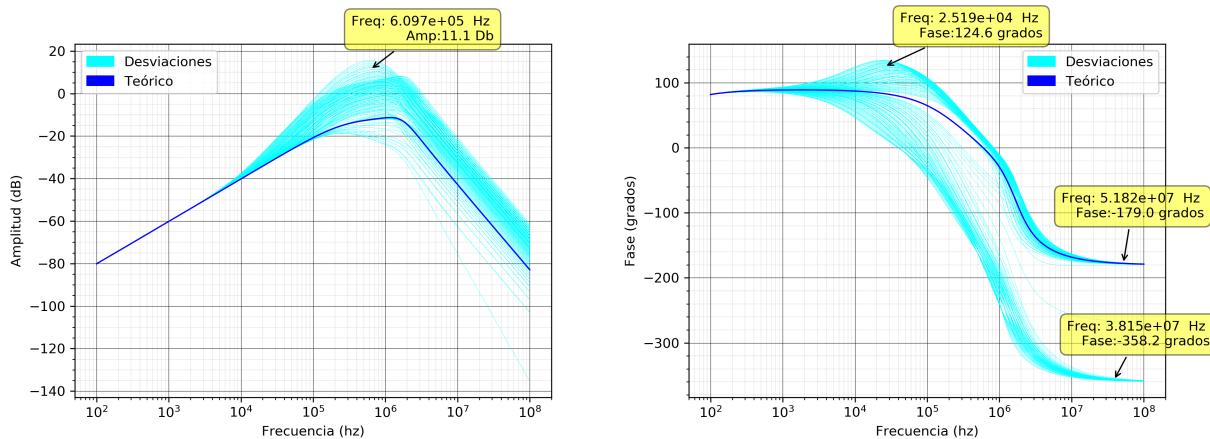


Figure 39: Influencia de la asimetría de los op-amp 1 y 2

Una muy importante observación, fue que en los casos de mayor asimetría el modo común fue amplificado en algunas frecuencias. Sin embargo, para lograr el efecto fue necesario exigir una asimetría de hasta el 50% del valor de las frecuencias de corte, la cual se consideró que fue demasiado grande, es bastante improbable que la amplificación de algunas frecuencias sea producto de asimetrías de esta naturaleza.

3.6.3. Análisis - Asimetría de A_{vol}

Se estudió la influencia de la asimetría de las ganancias de los amplificadores operacionales 1 y 2. Nuevamente, ganancias de las ganancias de los op amps 3 y 4 no se muestran porque no produjeron cambios considerables.

Figure 40: Asimetrías de A_{vol} - op-amp 1 y 2

Variando las ganancias a lazo abierto de los op amp 1-2, hasta valores cercanos 50k (el mínimo dado por la hoja de datos del *TL084*) se logró una amplificación considerable de algunas frecuencias, lo cual era el efecto que se había medido, y se buscaba explicar

3.6.4. Comparación luego de cambiar las resistencias por valores más precisos

Se procedió a reemplazar las resistencias R_3, R_4, R_6, R_7 por valores más cercanos a sus valores nominales (seleccionadas de un grupo de 10 resistencias elegidas al azar), con el objetivo de aumentar el *CMRR*. Se contrastaron las mediciones del modo común antes y después de la modificación.

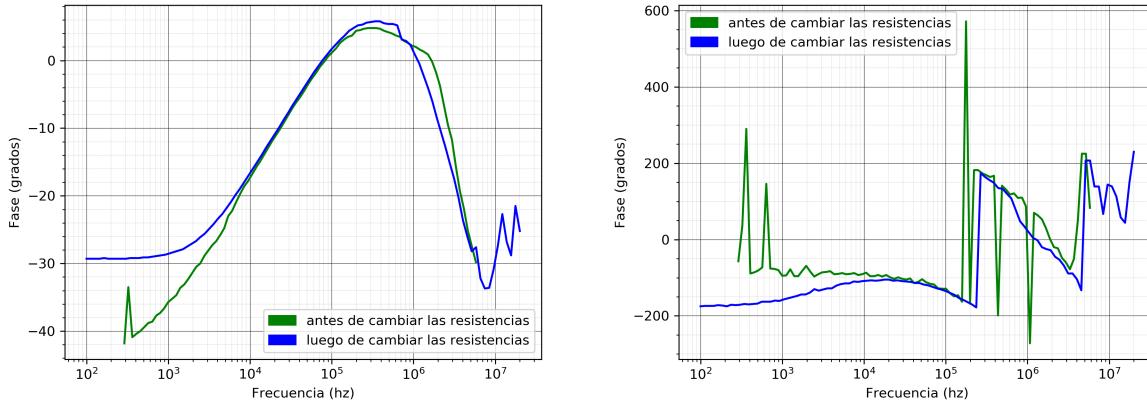


Figure 41: Contraste - antes y despues de cambiar las resistencias

La diferencia fue sutil pero medible y dentro de las variaciones esperadas, se logró que la atenuación en bajas frecuencias se mayor, lo cual era lo que los gráficos teóricos producidos por variar el valor de las resistencias predecían.

3.6.5. Conclusion acerca de las asimetrías

La simetría de las resistencias y los amplificadores operacionales es determinante para el funcionamiento del circuito, esto fue analizado de manera teórica y práctica. El ajuste de los valores de las resistencias fue algo al alcance de su realización, pero, la asimetría de los op-amps 1 y 2 no fue posible mejorarla, y, por lo tanto es un factor que influye en el circuito que no podrá ser resuelto.

3.7. Fenómeno de oscilación

Se observó, además al simular y medir el circuito que, para algunos valores de R_5 levemente menores a $8k$ la salida dejó de ser senoidal. Se entiende que esto debe ser producto de oscilaciones en la salida en dicha circunstancia.

El fenómeno fue mejor visualizado en las simulaciones a $1M$, conectando el circuito en modo común con una señal de amplitud $0.1V$. Se eligió mostrar las salidas con $R_5 = 5k$ y $R_5 = 10k$ ya que de esta forma se puede inferir que el corte entre la existencia de oscilaciones está entre dichos valores

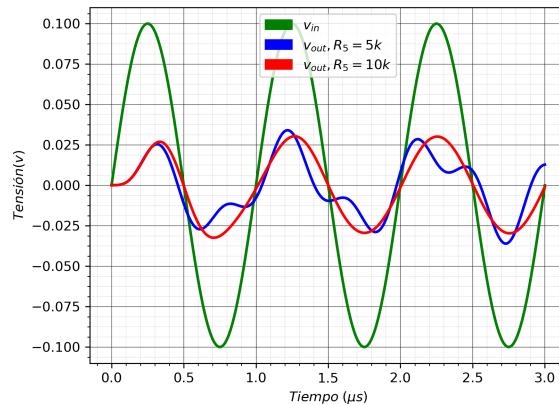


Figure 42: Oscilación en las simulaciones

Se puede observar como con una resistencia de $8k$ el circuito en algunos ciclos llega a régimen permanente sin dificultades, mientras que con una resistencia de $5k$ la estabilidad nunca es alcanzada.

También se pudo observar el fenómeno en el osciloscopio, variando R_5 en el mismo rango. Si bien no se observó el mismo patrón probablemente debido a que la frecuencia fue distinta ($1Khz$), el amplificador de instrumentación dejó de funcionar variando R_5 de la misma manera.

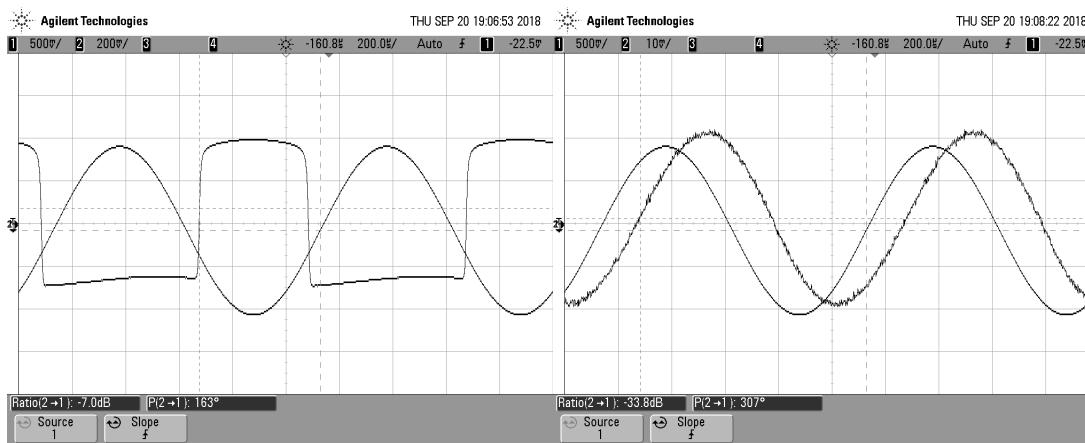


Figure 43: Oscilaciones en las mediciones, $R_5 = 6.28k$, $R_5 = 7.32k$

Observando las ecuaciones del circuito se puede entender que el valor de R_5 influye en la retroalimentación del 4to op-amp (observar que no es la única resistencia que influye en este aspecto, por lo tanto ante distintos valores de resistencias es probable que el valor de R_5 que provoque oscilaciones sea distinto), por lo tanto es razonable que en las mediciones y simulaciones el valor de R_5 influya en las oscilaciones.

Se probó además cambiar en las simulaciones el 4to op-amp *TL084* por un op-amp universal con parámetros adecuados del modelo no ideal utilizado. Las oscilaciones dejaron de ocurrir, por lo que se infiere que no existe forma, mediante los modelos que se utilizaron para analizar el circuito de determinar analíticamente la condición

de oscilación. En otras palabras, hay alguna característica del *TL084* no presente en los modelos analizados que no está siendo considerada.

Además se intentó incrementar el valor de R_5 hasta $100k$, que era el valor más grande disponible en los presets disponibles del pañol, pero no se encontraron influencias sobre el circuito. No es una buena idea desde el punto teórico aumentar más aun R_5 puesto que no mejoraría el CMRR (Acorde a los gráficos realizados de distintas transferencias según distintos valores de R_5). Sin embargo esto no fue verificado experimentalmente.

3.8. Puente de Wheatstone

3.8.1. Análisis teórico

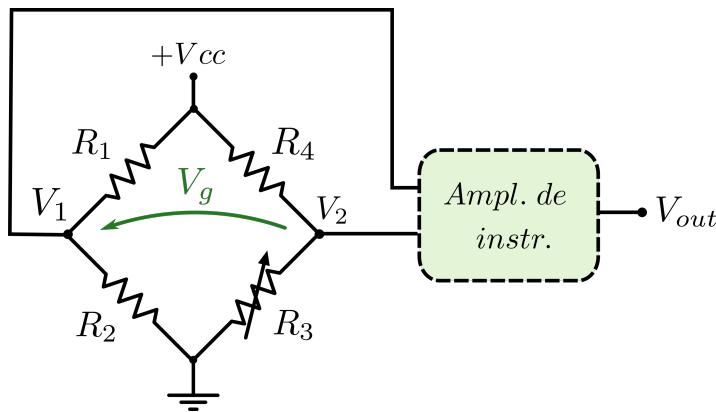


Figure 44: Puente de Whaetstone

Como se puede observar en la Figura 44, el puente de Wheatstone está formado por cuatro resistencias (una es variable) que forman una malla cerrada.

Se dice que el puente se encuentra en equilibrio cuando la diferencia de potencial entre V_1 y V_2 es cero. Como se cumple que la impedancia de entrada del amplificador de instrumentación es mucho mayor que todas las resistencias que conforman el puente, se puede suponer que R_1 y R_2 están en paralelo con R_3 y R_4 , el puente está en equilibrio cuando los divisores de tensión en ambas ramas del circuito sean los mismos:

$$V_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{in} \text{ y } V_2 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_{in} \quad (21)$$

Para el equilibrio:

$$V_1 - V_2 = 0 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \Rightarrow R_1 R_3 = R_2 R_4 \quad (22)$$

Nótese que la condición de equilibrio es independiente del valor de la tensión aplicada V_{in} o si la tensión aplicada es continua o alterna.

En este caso se alimentó al amplificador de instrumentación con las salidas de puente (V_1 y V_2). Al desbalancear el puente, es decir, no cumpliendo la condición 22, dichas señales tendrán distinta amplitud pero igual frecuencia. Para lograr este desbalance se fijan los valores $R_1 = R_2 = 4.7K\Omega$ y $R_3 = 1K\Omega$ y se coloca un preset en R_4 y se lo hace variar hasta alcanzar la tensión deseada.

De esta manera, ingresan dos señales distintas al amplificador y este las resta y las amplifica.

Se sabe que a la salida del amplificador tenemos:

$$V_{out} = A_{dm} V_{dm} + A_{cm} V_{cm} \quad (23)$$

Donde V_{dm} y V_{cm} son las tensiones en modo común y en modo diferencial que forman la señal completa, donde:

$$V_{dm} = V_2 - V_1 = \left(\frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right) V_{in} \quad (24)$$

$$V_{cm} = \frac{1}{2} (V_1 + V_2) = \frac{1}{2} \left(\frac{R_2 R_4 + 2 R_2 R_3 + R_1 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right) V_{in} \quad (25)$$

El valor de la tensión diferencial a la salida del puente depende de cuanto se desvía R_3 de su valor de equilibrio.

3.8.2. Sensibilidad

Para ver cuanto se ve afectada V_{dm} frente a un pequeño cambio de la resistencia de ajuste (R_3) se calculó la sensibilidad.

$$S = \frac{dV_{dm}}{dR_3} = \frac{d}{dR_3} \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{in} = V_{in} \frac{R_4}{(R_3 + R_4)^2} \quad (26)$$

Nótese que el divisor de tensión que no tiene la resistencia de interés no afecta la sensibilidad. Para simplificar el análisis se decidió ignorar el valor de V_{in} ya que es solo un factor de escala, pero es importante destacar que si éste aumenta, la sensibilidad también lo hace.

Al graficar este resultado tomando a $R_4 = 1\Omega$ se obtuvo el siguiente grafico:

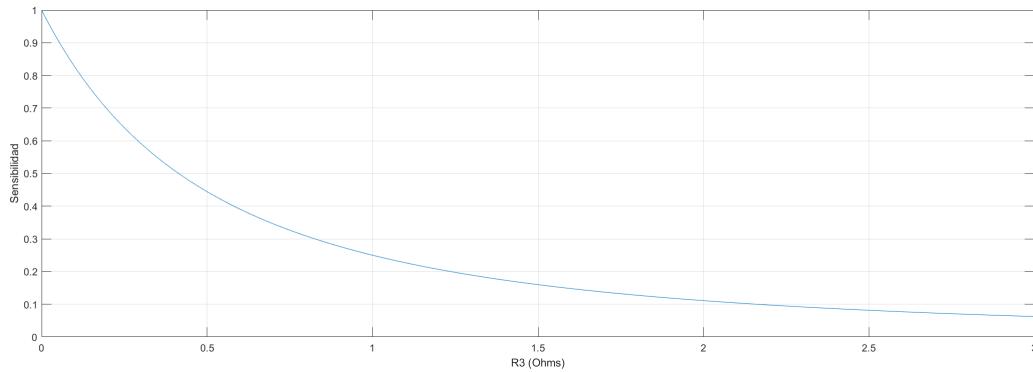


Figure 45: Sensibilidad en función de R_3

Se ve que el máximo valor de sensibilidad se obtiene cuando $R_3 \rightarrow 0$.

Si ahora se grafica la sensibilidad en función de R_4 , tomando $R_3 = 1\Omega$:

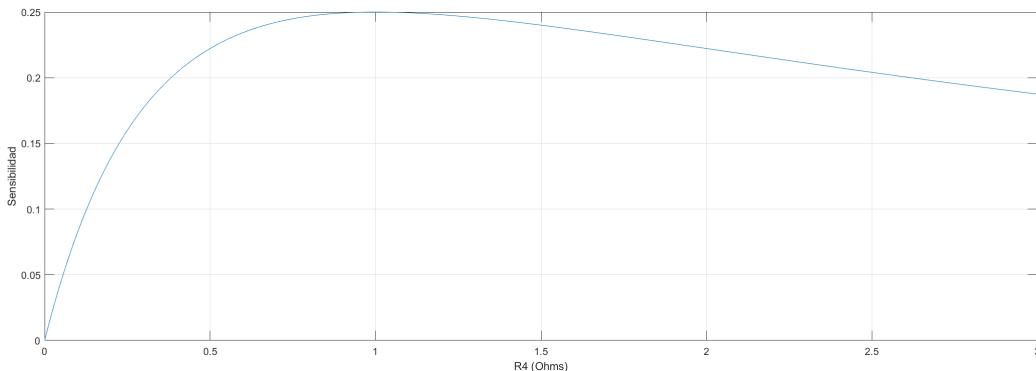


Figure 46: Sensibilidad en función de R_4

Se puede ver que el máximo se obtiene cuando $R_4 = R_3$. Es por ello que hay que tratar de mantener el valor de R_4 lo más cercano a R_3 como sea posible. Con respecto al otro divisor de tensión, aunque este no afecte la sensibilidad, debe coincidir lo más posible con el que tiene la resistencia que se analiza para lograr que el puente esté balanceado, por lo que se puede concluir que todos los valores de las resistencias que conforman el puente deben tener aproximadamente el mismo valor y este debe ser lo más pequeño posible para obtener la máxima sensibilidad.

3.8.3. Mediciones

Se muestran a continuación imágenes de las señales del osciloscopio al medir el puente. Es importante notar que la señal de salida tiene muy poco ruido comparada con la de entrada.

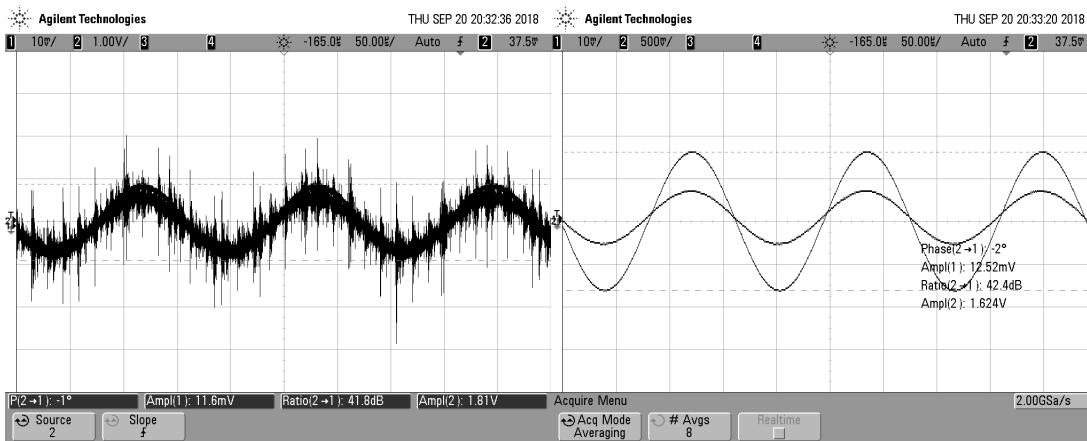


Figure 47: Señales de entrada y de salida - con y sin average

En la primera imagen la señal de entrada con ruido opaca a la señal de salida con el ruido filtrado por lo que no se puede apreciar las señales adecuadamente debido a que fueron tomadas en blanco y negro. En cambio en la segunda imagen donde se utilizó el average del osciloscopio si se puede apreciar la señal de salida amplificada en 42db. Girando el preset R_4 se pudo llevar al puente al equilibrio observando cuando dicha señal amplificada llegaba a ser nula. Con mucha presión se pudo determinar la condición de tensión diferencial nula.

3.9. Offset

3.9.1. Teoría

Se desea montar la señal de salida del amplificador de instrumentación sobre una tensión continua. Para ello se conectó a la terminal inversora del cuarto op amp, la cual es la única referencia a tierra del circuito, a una fuente de tensión (V_{offset}). Utilizando el modelo ideal, se tiene que tanto la terminal no inversora del cuarto amplificador como la tensión en la entrada del tercer amplificador será V_{offset} .

$$V_{o2} = V_3 = V_{offset} \quad (27)$$

$$V_x = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_2 - \frac{R_4}{R_3} V_{offset} \quad (28)$$

$$V_{o1} = V_1 \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) - V_X \frac{R_3}{R_4} = V_1 \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) - V_2 \frac{R_3}{R_4} \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) + V_{offset} \quad (29)$$

$$\Rightarrow V_{out} = V_{offset} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - \frac{R_2}{R_1} V_{o1} = V_{offset} - \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) [V_1 - V_2] \quad (30)$$

De esta manera se tiene a la salida:

- En modo común:

$$V_{out} = V_{offset} \quad (31)$$

- En modo diferencial

$$V_{out} = V_{offset} - \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) V_d \quad (32)$$

Como se puede ver, los valores en parte coinciden con los obtenidos en el primer análisis con el cuarto amplificador operacional conectado a tierra, pero a diferencia de estos tienen sumada la tensión de offset.

3.9.2. Mediciones

Se comparo las mediciones de una señal de entrada en modo diferencial (aunque) podría haber sido cualquier tipo de señal, comparando la señal de salida con y sin offset

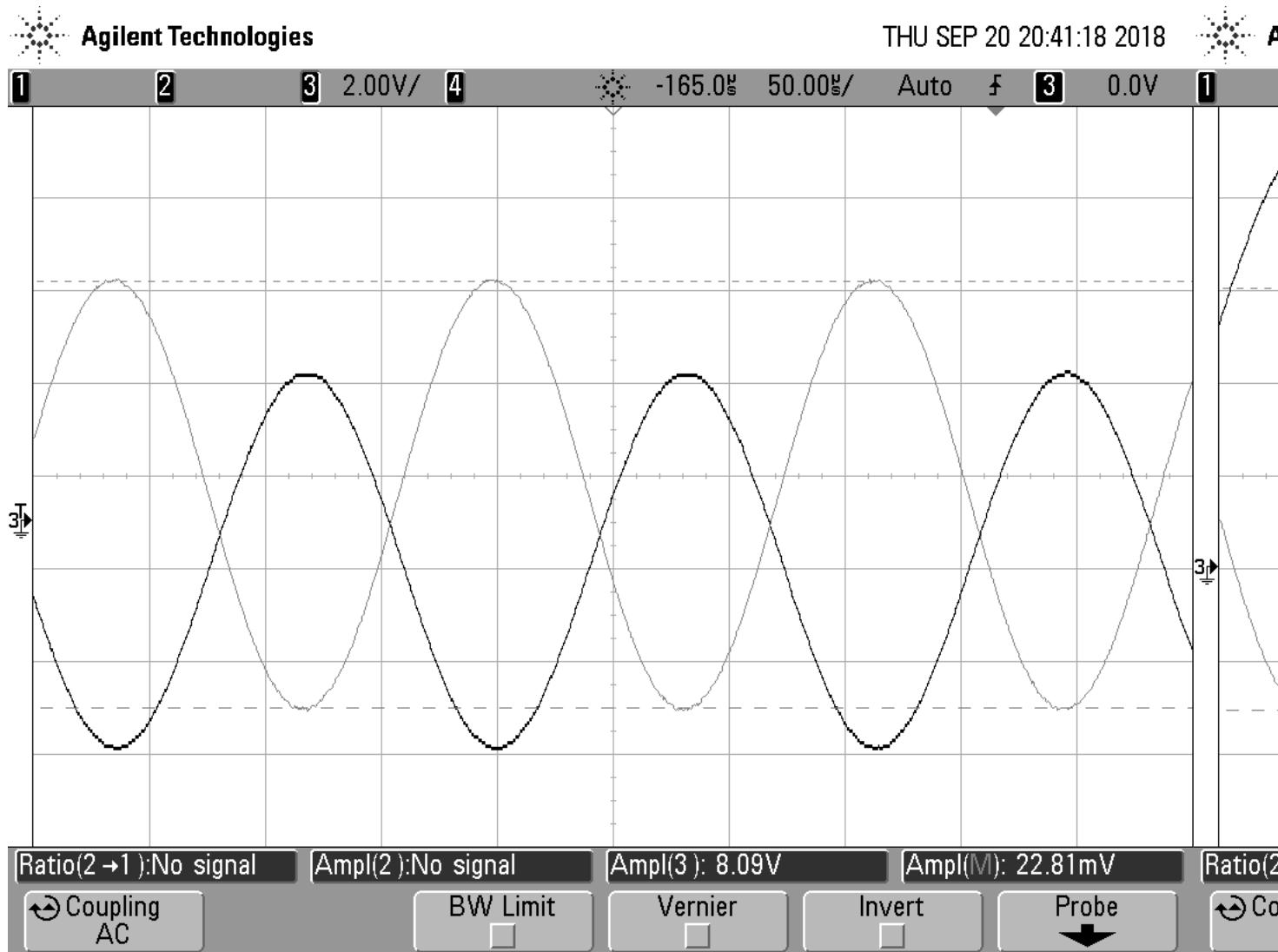


Figure 48: Mediciones - con y sin tensión de offset

Los resultados fueron los esperados, la señal de salida se encuentra montada sobre un nivel de dc.

3.10. Análisis con señales referidas a masas distintas

Referenciar la señal de entrada a una masa distinta a la alimentación tiene un impacto sobre el circuito, que depende de cuanto dichas masas cambien de valor relativo entre si. Una forma de imaginarse este efecto es pensar en la masa de la señal de entrada como un cero “absoluto”, mientras que la tierra de la alimentación, conectada al op-amp 4, que posee de un ruido producto de las diferencias entre las masas. El efecto resultante de este razonamiento es que la salida debería tener montado un ruido adicional no deseado.

Se procedió a contrastar experimentalmente la influencia de conectar el generador de señal a un transformador de aislación, con el objetivo de evitar la conexión eléctrica de las masas del circuito

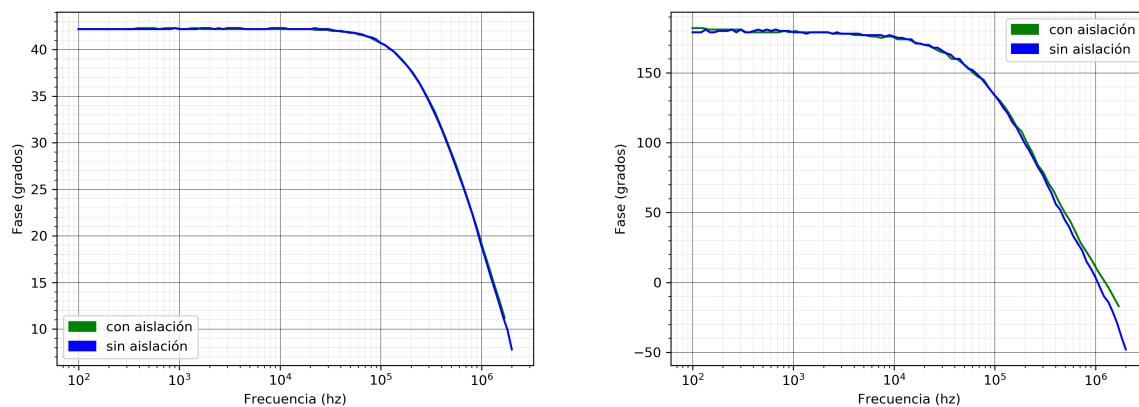


Figure 49: Contraste modo diferencial - con y sin transformador de aislación

No se llegaron en modo diferencial a encontrar diferencias considerables al conectar el transformador de aislación, y, el modo común no se llegó a medir. Sin embargo, a pesar de esto, es probable que si se hubiera medido con el objetivo de buscar el ruido adicional generado por las masas distintas, se hubiera encontrado.

4. Control de tonos y ecualizador de fase

4.1. Análisis de transferencia

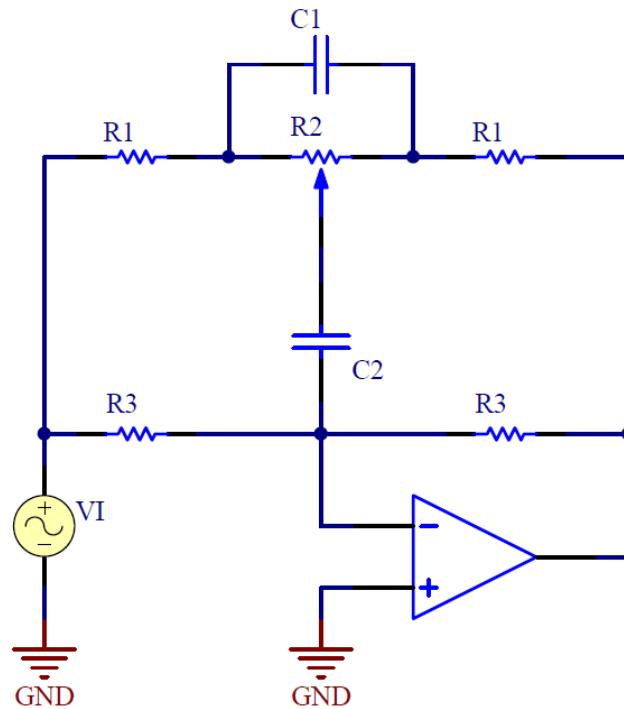


Figura 50: Circuito de control de tonos

Para el análisis del circuito en cuestión, el potenciómetro R_2 se lo subdivide en dos resistencias, de valores $R_2(k)$ y $R_2(1 - k)$, donde k es un número real que varía entre 0 y 1, según la posición del potenciómetro. Con el reemplazo anterior, el circuito queda de la forma:

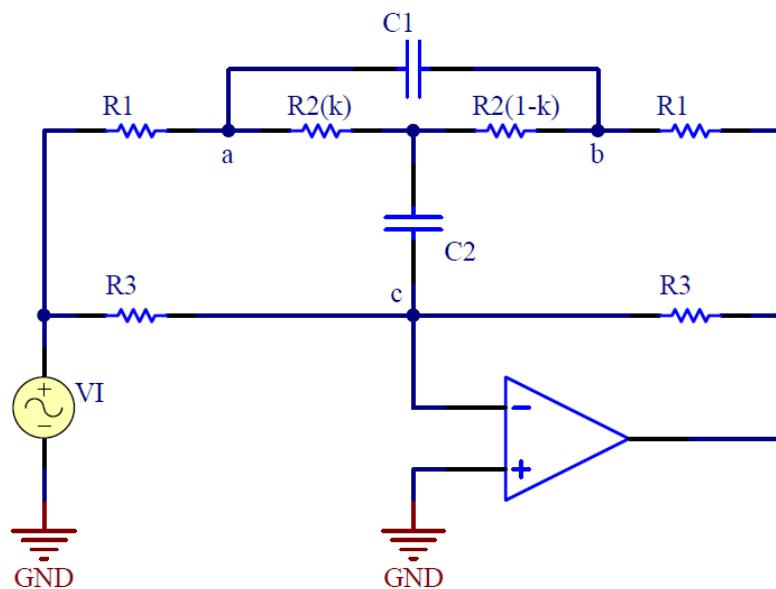


Figura 51: Circuito analítico

Aplicando en los nodos $(a - b - c)$ la transformación de estrella a triángulo, definimos:

$$\alpha = R_2(k)R_2(1-k) + R_2(1-k)\frac{1}{SC_2} + \frac{1}{SC_2}R_2(k)$$

$$\alpha = \frac{SC_2R_2^2(k)(1-k) + R_2}{SC_2}$$

Calculando ahora las impedancias equivalentes en triángulo:

$$(a - c) \Rightarrow Z_A = \frac{\alpha}{R_2(1-k)} = \frac{SC_2R_2(k)(1-k) + 1}{SC_2(1-k)}$$

$$(a - b) \Rightarrow Z_B = \frac{\alpha}{\frac{1}{SC_2}} = SC_2R_2^2(k)(1-k) + R_2$$

$$(b - c) \Rightarrow Z_C = \frac{\alpha}{R_2(k)} = \frac{SC_2R_2(k)(1-k) + 1}{SC_2(k)}$$

Redibujando el circuito queda:

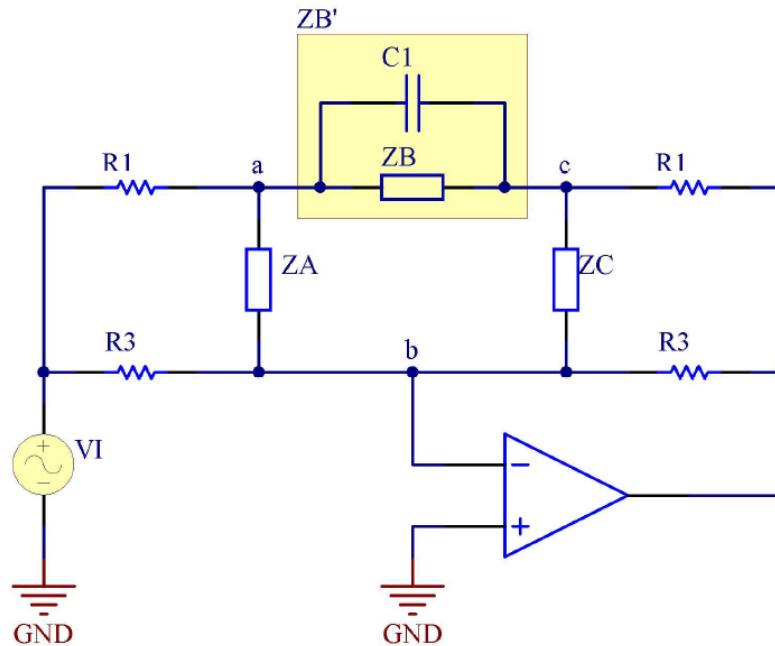


Figura 52: Circuito analítico - Simplificación de estrella a triángulo

Se agrupa C_1 con Z_B como $Z_B' = C_1//Z_B =$. Nuevamente, en los nodos $(a - b - c)$ marcados se aplica ahora la transformación de triángulo a estrella, definiendo:

$$q = Z_A + Z_B' + Z_C$$

Calculando ahora las impedancias equivalentes en estrella:

$$(a) \Rightarrow Z_1 = \frac{Z_A Z_B'}{q}$$

$$(b) \Rightarrow Z_2 = \frac{Z_A Z_C}{q}$$

$$(c) \Rightarrow Z_3 = \frac{Z_B' Z_C}{q}$$

Redibujando el circuito queda:

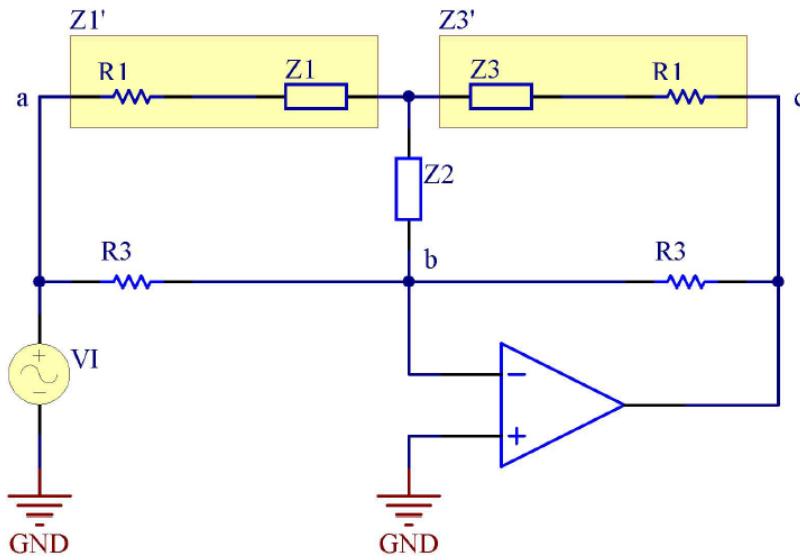


Figura 53: Circuito analítico - Simplificación de triángulo a estrella

Se agrupa ahora Z_1 y R_1 como $Z_1' = Z_1 + R_1$, y Z_3 y R_1 como $Z_3' = Z_3 + R_1$. Se aplica nuevamente en los nodos ($a - b - c$) la transformación de estrella a triángulo, definiendo:

$$\beta = Z_1' Z_2 + Z_2 Z_3' + Z_3' Z_1'$$

Calculando ahora las impedancias equivalentes en triángulo:

$$(a - b) \Rightarrow Z_a = \frac{\beta}{Z_3'}$$

$$(b - c) \Rightarrow Z_b = \frac{\beta}{Z_1'}$$

$$(c - a) \Rightarrow Z_c = \frac{\beta}{Z_2}$$

Redibujando finalmente el circuito queda:

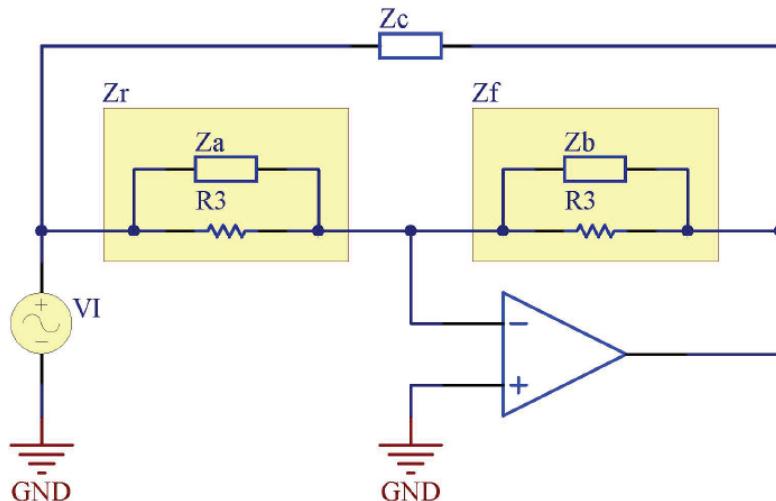


Figura 54: Circuito analítico - Simplificación de estrella a triángulo

Definiendo ahora $Z_r = Z_a//R_3$ y $Z_f = Z_b//R_3$, queda la transferencia del sistema:

$$H(S) = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_f}{Z_r}$$

Trabajando algebraicamente se llega a que:

$$H(S) = -\frac{a_1 S^2 + a_2 S + a_3}{b_1 S^2 + b_2 S + b_3}$$

Donde los coeficientes:

$$a_1 = C_1 C_2 R_1 R_2 (R_1 + 2 R_2 k - 2 R_2 k^2 + R_3)$$

$$a_2 = C_2 (R_1^2 + R_2^2 k - R_2^2 k^2 + R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3 - R_2 R_3 k) + 2 C_1 R_1 R_2$$

$$a_3 = 2 R_1 + R_2$$

$$b_1 = C_1 C_2 R_1 R_2 (R_1 + 2 R_2 k - 2 R_2 k^2 + R_3)$$

$$b_2 = C_2 (R_1^2 + R_2^2 k - R_2^2 k^2 + R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3 k) + 2 C_1 R_1 R_2$$

$$b_3 = 2 R_1 + R_2$$

Teniendo en cuenta las condiciones de diseño:

$$R_3 \gg R_1 \quad R_3 = 10 \cdot R_2 \quad C_1 = 10 \cdot C_2$$

Se simplifican los coeficientes a las expresiones:

$$a_1 = 10 C_2^2 R_1 R_2 (2 R_2 k - 2 R_2 k^2 + 10 R_2)$$

$$a_2 = C_2 (R_2^2 k - R_2^2 k^2 + 11 R_1 R_2 + 10 R_2^2 - 10 R_2^2 k) + 20 C_2 R_1 R_2$$

$$a_3 = 2 R_1 + R_2$$

$$b_1 = 10 C_2^2 R_1 R_2 (2 R_2 k - 2 R_2 k^2 + 10 R_2)$$

$$b_2 = C_2 (R_2^2 k - R_2^2 k^2 + 11 R_1 R_2 + 10 R_2^2 k) + 20 C_2 R_1 R_2$$

$$b_3 = 2 R_1 + R_2$$

Luego, sacando como factor común en el numerador a a_1 y en el denominador a b_1 queda:

$$H(S) = -\frac{S^2 + S \frac{(C_2(R_2^2 k - R_2^2 k^2 + 11 R_1 R_2 + 10 R_2^2 - 10 R_2^2 k) + 20 C_2 R_1 R_2)}{10 C_2^2 R_1 R_2 (2 R_2 k - 2 R_2 k^2 + 10 R_2)}}{S^2 + S \frac{C_2(R_2^2 k - R_2^2 k^2 + 11 R_1 R_2 + 10 R_2^2 k) + 20 C_2 R_1 R_2}{10 C_2^2 R_1 R_2 (2 R_2 k - 2 R_2 k^2 + 10 R_2)} + \frac{2 R_1 + R_2}{10 C_2^2 R_1 R_2 (2 R_2 k - 2 R_2 k^2 + 10 R_2)}}$$

Tomando ahora el caso cuando $k = 0$, la expresión queda:

$$H(S) = \frac{S^2 + S \frac{(31 R_1 + 10 R_2)}{100 C_2 R_1 R_2} + \frac{(2 R_1 + R_2)}{100 C_2^2 R_1 R_2^2}}{S^2 + S \frac{31}{100 C_2 R_2} + \frac{(2 R_1 + R_2)}{100 C_2^2 R_1 R_2^2}}$$

Donde se denomina $\omega_0^2 = \frac{(2 R_1 + R_2)}{100 C_2^2 R_1 R_2^2}$. Sabiendo que $\omega_0 = 2\pi f_0$, se despeja f_0 , que es la frecuencia central de la banda:

$$f_0 = \frac{\sqrt{2 + \frac{R_2}{R_1}}}{20\pi R_2 C_2}$$

De esa forma, se puede obtener la amplitud máxima en la frecuencia central, evaluando $S = j\omega_0$:

$$H(j\omega_0) = \frac{31R_1 + 10R_2}{31R_1} \approx \frac{30R_1 + 10R_2}{30R_1}$$

$$|H(j\omega_0)| = A_{0Max} = \frac{3R_1 + R_2}{3R_1}$$

Si se toma $k = 1$, la expresión que se obtiene es la recíproca, por lo tanto:

$$A_{0Min} = \frac{3R_1}{3R_1 + R_2}$$

Entonces:

$$\frac{3R_1}{3R_1 + R_2} \leq A_0 \leq \frac{3R_1 + R_2}{3R_1}$$

4.2. Funcionamiento - Singularidades

Se parte del caso con $k = 0$, cuya transferencia se reproduce a continuación:

$$H(S) = \frac{S^2 + S \frac{(3R_1 + R_2)}{10C_2 R_1 R_2} + \frac{(2R_1 + R_2)}{100C_2^2 R_1 R_2^2}}{S^2 + S \frac{3}{10C_2 R_2} + \frac{(2R_1 + R_2)}{100C_2^2 R_1 R_2^2}}$$

Se calcula por un lado la expresión de los ceros:

$$S_{Z1,Z2} = -\frac{(3R_1 + R_2)}{10C_2 R_1 R_2} \pm \sqrt{\left(\frac{(3R_1 + R_2)}{10C_2 R_1 R_2}\right)^2 - 4 \cdot \frac{(2R_1 + R_2)}{100C_2^2 R_1 R_2^2}}$$

Que operando algebraicamente resulta:

$$S_{Z1,Z2} = \frac{-1}{10C_2 R_1 R_2} (3R_1 + R_2 \pm R_1 + R_2)$$

$$S_{Z1} = -\frac{4}{10C_2 R_2} - \frac{2}{10C_2 R_1} \quad S_{Z2} = -\frac{2}{10C_2 R_2}$$

Donde puede observarse que ambos están en el semiplano izquierdo.

Por otro lado, se calcula la expresión de los polos:

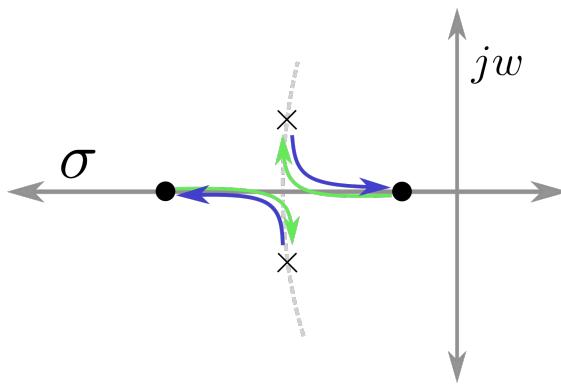
$$S_{P1,P2} = -\frac{3}{10C_2 R_2} \pm \sqrt{\left(\frac{3}{10C_2 R_2}\right)^2 - 4 \cdot \frac{(2R_1 + R_2)}{100C_2^2 R_1 R_2^2}}$$

Operando algebraicamente se llega a:

$$S_{P1,P2} = -\frac{3}{10C_2 R_2} \left(1 \pm \frac{1}{3} \sqrt{1 - 4 \frac{R_2}{R_1}}\right)$$

$$S_{P1} = -\frac{3}{10C_2 R_2} \left(1 + \frac{1}{3} \sqrt{1 - 4 \frac{R_2}{R_1}}\right) \quad S_{P2} = -\frac{3}{10C_2 R_2} \left(1 - \frac{1}{3} \sqrt{1 - 4 \frac{R_2}{R_1}}\right)$$

Donde también puede observarse que ambos están en el semiplano izquierdo. Para estas condiciones, se realiza el siguiente diagrama esquemático de la ubicación de los polos y los ceros en el plano S .

Figura 55: Diagrama esquemático de polos y ceros para $k = 0$

Partiendo de $k = 0$, las singularidades se ubican en forma aproximada como se muestra en la figura. Si se toma el módulo de la distancia al eje $j\omega$ de cada singularidad, al sumarlas (en dB) se observa que el aporte del cero que se encuentra más alejado (junto con el del cero que es más cercano) predomina sobre el de los polos, por lo que el módulo resultante de la transferencia es positivo (amplificación).

Al girar el potenciómetro hacia el mínimo, que equivale a llevar el valor de k hacia 1, los polos se desplazan sobre la curva de circunferencia indicada hacia un punto de coincidencia (al igual que los ceros comienzan a acercarse, como indican las flechas); luego los polos comienzan a separarse sobre el eje real, a la vez que los ceros se hacen complejos conjugados y se alejan denuevo por la circunferencia descripta por los polos anteriormente, y cuando k tomó el valor 1, los ceros pasaron completamente a ocupar el lugar que antes ocupaban los polos cuando $k = 0$, y a su vez los polos pasaron a ubicarse donde antes se encontraban los ceros cuando $k = 0$. De esta forma, se da la situación inversa a la anterior: ahora el aporte al módulo que realizan el polo más alejado (junto con el más cercano) predomina sobre el de los ceros, por lo que el módulo resultante de la transferencia para este caso es negativo (atenuación).

Al estar todas las singularidades del lado izquierdo para cualquier caso de k entre 0 y 1, el sistema es de fase mínima. Como se verá en el análisis en frecuencia, al ser dos ceros y dos polos siempre del lado izquierdo, la fase nunca superará en módulo los 90° .

4.3. Diseño de ecualizador de 3 bandas

Como no se trabaja en frecuencias altas y las ganancias son medias, se decide utilizar el operacional *TL082*, dado que es de uso general y posee un ancho de banda y slew rate altos. No se usa el *TL084* (que para el caso sería lo mismo) para simplificar el posterior diseño del *PCB*, es decir que se utilizan dos circuitos integrados de *TL082*. Como alimentación se utiliza una fuente partida de $\pm 12V$.

4.3.1. Selección de bandas

Para la selección de las bandas y sus respectivas frecuencias centrales, se introducirá brevemente sobre las bandas auditivas y la respuesta auditiva del ser humano.

El ser humano promedio puede escuchar los sonidos cuyas frecuencias estén dentro de la banda de los $20Hz - 20KHz$, aunque en algunos casos puede extenderse a los $16KHz$ para bajas frecuencias y a los $22KHz$ para las altas, dependiendo el oído de cada persona. En general, se puede definir como banda de tonos graves al intervalo de $20Hz - 200Hz$, como banda de tonos medios al de $200Hz - 2KHz$, y de tonos agudos a $2KHz - 20KHz$. Para la elección de las frecuencias centrales, se debe tener en cuenta la característica logarítmica de la respuesta en frecuencia, por lo que para cada banda resulta:

$$\text{Bajos} \Rightarrow f_{0L} = 70Hz$$

$$\text{Medios} \Rightarrow f_{0M} = 700Hz$$

$$\text{Altos} \Rightarrow f_{0H} = 7KHz$$

4.3.2. Diseño de componentes

Como punto inicial, se elige para R_2 un potenciómetro de $10K\Omega$ de tipo logarítmico, de forma tal que $R_3 = 10 \cdot R_2 = 100K\Omega$ no se haga demasiado grande.

Dado que el oído humano no es lineal (por ejemplo, para poder escuchar una onda el doble de fuerte que otra, ésta debe tener 10 veces la potencia de la primera), utilizar un potenciómetro lineal para R_2 en cada ecualizador no produciría una percepción suave al oído cuando se lo varía entre el mínimo y el máximo sino que, partiendo del mínimo, no se alcanzaría a percibir cambios notorios en el sonido, y al llegar al máximo el cambio resulta muy brusco. Para adaptar el sistema a la percepción auditiva, se utiliza en cada resistencia R_2 un potenciómetro logarítmico, de manera tal que el cambio en el sonido percibido sea lineal para el ser humano.

Para que cuando uno de los tonos se encuentre al máximo y otro al mínimo pueda percibirse la diferencia, se buscará que entre A_{0Max} y A_{0Min} haya una diferencia de un poco más de 10 veces. De esta forma, si por ejemplo pasan los tonos bajos con A_{0Max} y los tonos medios con A_{0Min} , entre ambos tonos filtrados la diferencia sea aproximadamente de 10 veces. Dado que para el diseño de cada banda:

$$A_{0Max} = \frac{3R_1 + R_2}{3R_1} \quad f_0 = \frac{\sqrt{2 + \frac{R_2}{R_1}}}{20\pi R_2 C_2}$$

Para obtener los valores de R_1 y C_2 , se itera algunas veces para conseguir un valor cercano a normalizado para C_2 , teniendo en cuenta las condiciones mencionadas para A_{0Max} . Se define entonces $R_1 = 560\Omega$, quedando $A_{0Max} = 6,95$ y $A_{0Min} = 0,14$, por lo que para cada frecuencia central, se despeja el valor del capacitor:

$$C_2 = \sqrt{\frac{2R_1 + R_2}{(2\pi f_0)^2 100 R_1 R_2^2}}$$

Para cada frecuencia central, resulta:

$$\text{Bajos} \Rightarrow f_{0L} = 70Hz \Rightarrow C_{2L} = 100nF$$

$$\text{Medios} \Rightarrow f_{0M} = 700Hz \Rightarrow C_{2M} = 10nF$$

$$\text{Altos} \Rightarrow f_{0H} = 7KHz \Rightarrow C_{2H} = 1nF$$

Aplicando la condición de diseño $C_1 = 10 \cdot C_2$:

$$C_{1L} = 1000nF \quad C_{1M} = 100nF \quad C_{1H} = 10nF$$

4.3.3. Diseño de mezclador

Una manera de implementar el sistema de tres bandas en conjunto podría ser conectando los tres circuitos de control en cascada (la entrada de uno a la salida de otro). El inconveniente que surge al hacer esto es que se amplifica el ruido considerablemente en el peor caso (cuando los tres controles de tonos están al máximo) dado que a la salida final, se multiplican las ganancias de los tres circuitos. Por ello se utilizará una configuración en paralelo, es decir, se ingresará a los tres filtros con la misma señal y las salidas obtenidas ingresarán a un circuito sumador, que es como se implementa en audio en general. Dicho circuito mezclador se implementó con un operacional en configuración de inversor, como se muestra a continuación.

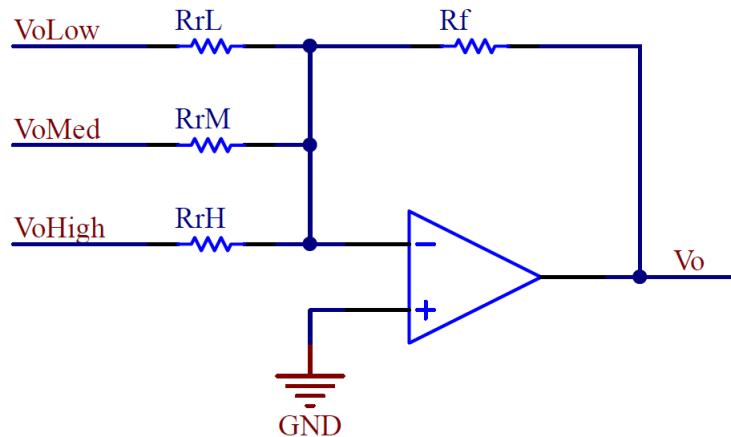


Figura 56: Circuito sumador inversor

Considerando idealidad, la salida del circuito resulta (por superposición):

$$V_o = -R_f \left(\frac{V_{oLow}}{R_{rL}} + \frac{V_{oMed}}{R_{rM}} + \frac{V_{oHigh}}{R_{rH}} \right)$$

Para que cada señal se amplifique en igual proporción, se toma $R_{rL} = R_{rM} = R_{rH} = R_r$, por lo que:

$$V_o = -\frac{R_f}{R_r} (V_{oLow} + V_{oMed} + V_{oHigh})$$

Se elige en principio, teniendo en cuenta la limitación de la fuente y que las señales ya están preamplificadas (si se tiene el control de tonos en máximo), como $R_r = R_f = 2,7K\Omega$, de forma tal que el mezclador tenga ganancia unitaria. Posteriormente, para ajustar dicho valor de ganancia modificando R_f , se proceso en la simulación con LTSpice dos archivos de audio de aproximadamente 10 segundos de duración cada uno, de forma tal de verificar que el mezclador no saturara. Para la configuración dada, con los controles de tonos en máximo, resultó escucharse en los archivos procesados una cierta distorsión en el sonido, indicando que el operacional estaba saturando, por lo que se procedió a disminuir el valor de R_f y reprocessar ambos archivos de muestra hasta cubrir el inconveniente, lo cual se logró utilizando un valor de $R_f = 1,5K\Omega$, resultando en una ganancia para el mezclador de módulo $\approx 0,55$, por lo que en total la ganancia máxima final resulta:

$$V_o = -0,55(3 \cdot V_i \cdot 6,95) = -11,58 \cdot V_i$$

Habiendo realizado este ajuste, se procesó los archivos en tres configuraciones, es decir pasando un tono en su totalidad y atenuando los otros dos. Los archivos resultantes se incluyen para poder ser escuchados y comprobar la correcta ecualización.

La razón de utilizar dos samples de audio diferentes, es que los tonos principales de cada uno sean diferentes (por el estilo de la canción), de manera tal que al filtrarlos, en uno resaltan más los tonos graves, y en el otro los tonos agudos.

4.4. Características de funcionamiento

Para el análisis de funcionamiento, se toma la respuesta en frecuencia tanto en módulo como en fase, y se mide la impedancia de entrada, tanto parte resistiva (real) como reactiva (imaginaria) para los casos de valores de k especificados en cada sección. Al trabajar a frecuencias medias, y con ganancias no muy altas, va a verificarse que en esas condiciones resultó una buena aproximación tomar al operacional como ideal para la realización de los cálculos del principio y los siguientes gráficos para las curvas teóricas. Esto último implica que la impedancia de salida del sistema es prácticamente ideal (es decir nula), por lo que no se incluyen gráficos de curvas al respecto.

4.4.1. Respuesta en frecuencia

Para la respuesta en frecuencia, se buscó verificar el correcto filtrado de las bandas, utilizando valores de $k = 0$ (máximo para todos los tonos), $k = 0,5$ (intermedio) y $k = 1$ (mínimo). En cualquier caso, se superponen las curvas teórica, simulada y medida respectivamente.

En la siguiente gráfica se muestra la respuesta en frecuencia para el caso de $k = 0$, es decir para los máximos.

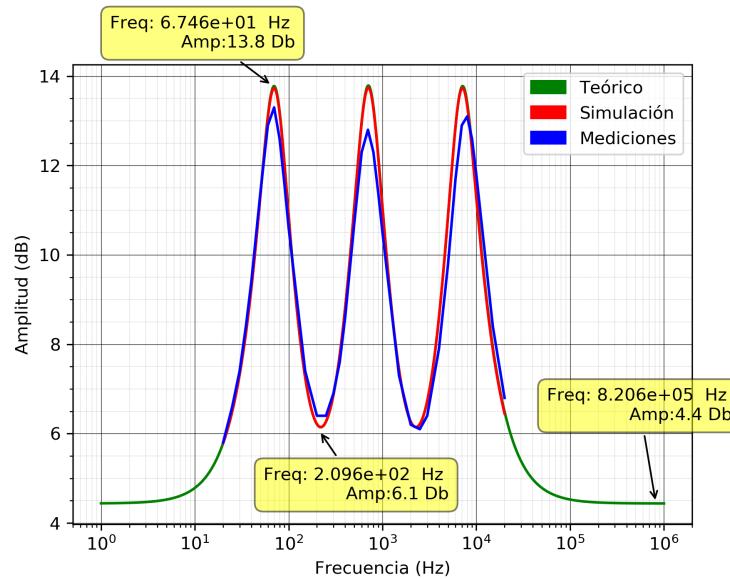


Figura 57: Respuesta en frecuencia (módulo) - Tonos en máximo ($k = 0$)

En la gráfica obtenida puede observarse que, siendo el caso donde los tres tonos están al máximo, se consigue el efecto deseado de realizar el sonido en un entorno de las frecuencias centrales elegidas, y las intermedias difieren en aproximadamente $6dB$, lo que equivale en veces a 2, pero de cualquier manera se amplifica toda la banda audible. Por otra parte, la curva medida se corresponde sin inconvenientes a las curvas simulada y teórica.

En la gráfica que sigue se muestra para el mismo caso las curvas de fase.

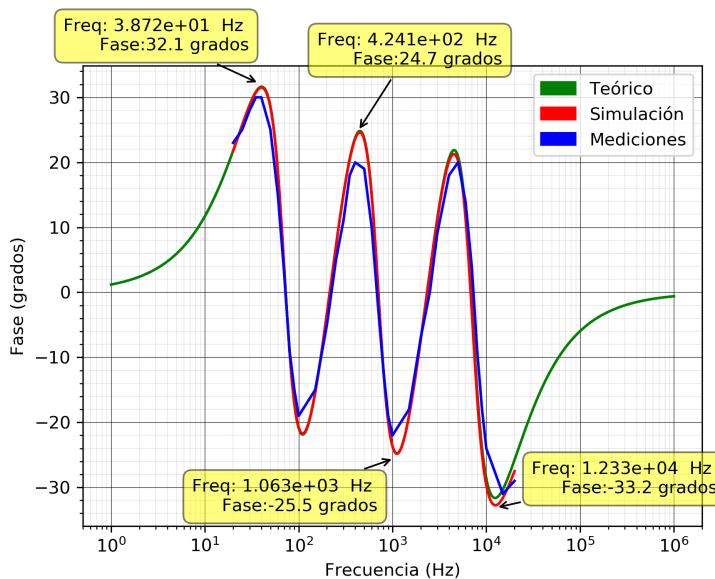


Figura 58: Respuesta en frecuencia (fase) - Tonos en máximo ($k = 0$)

Observando la gráfica obtenida, se verifica que la fase no tiene una variación mayor a $\pm 30^\circ$ respecto de la señal de entrada, correspondiendo con el hecho de ser un sistema de fase mínima. Por otra parte, se observa que el mayor retardo se da en las frecuencias centrales de cada banda, que coincide con las frecuencias mayor amplificadas, mientras que las frecuencias intermedias que poseen fases opuestas son las que resultaron menos amplificadas.

Se toma ahora el siguiente caso con $k = 0,5$ (intermedios), mostrando las curvas obtenidas en la gráfica siguiente.

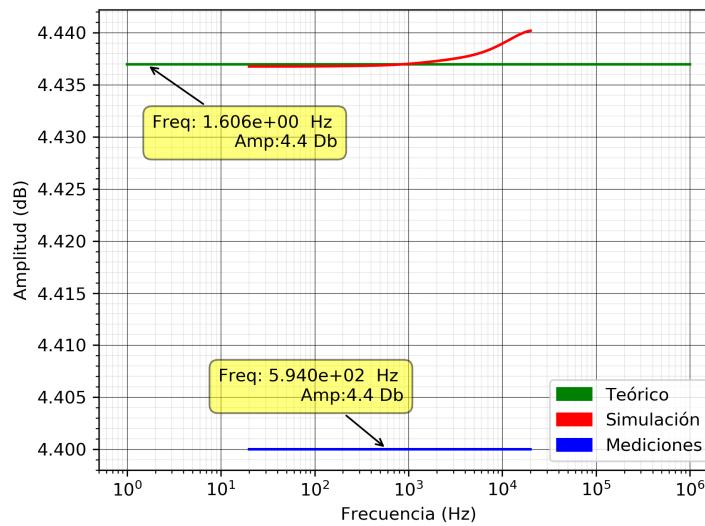
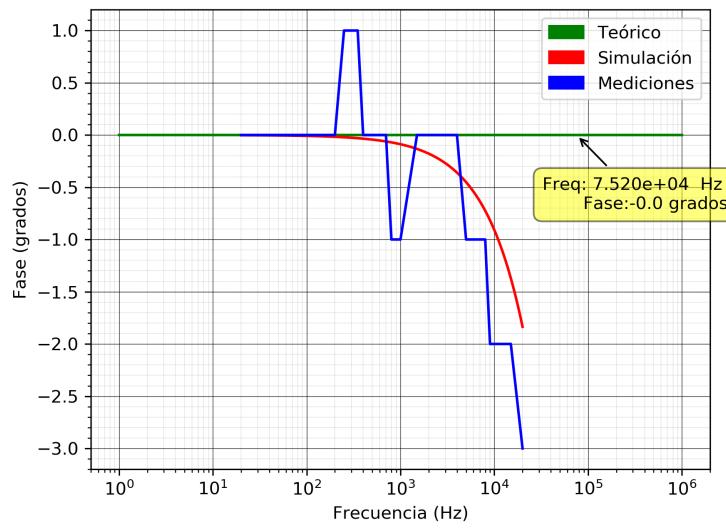


Figura 59: Respuesta en frecuencia (módulo) - Tonos en intermedio ($k = 0,5$)

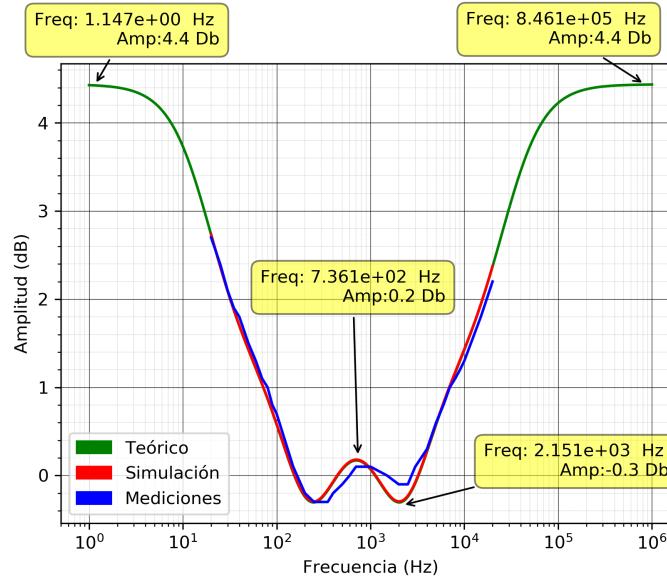
En este caso, el sistema se comporta como un amplificador de ganancia constante para todo el rango audible. Es decir, no se produce el efecto de ecualización anteriormente mostrado. Notar que la diferencia entre las curvas medida, simulada y teórica es prácticamente despreciable al notar la escala de valores de ganancia en dB . Se debe recordar que no coincide esta situación con colocar los potenciómetros a la mitad, debido a que los mismos son del tipo logarítmicos, por lo que para que se dé esta condición deben ubicarse cerca del máximo.

Ahora, en la gráfica que sigue se muestra para el mismo caso las curvas de fase.

Figura 60: Respuesta en frecuencia (fase) - Tonos en intermedio ($k = 0,5$)

En concordancia con lo anterior, las variaciones de fase en este caso son prácticamente nulas, dado que en forma teórica (considerando idealidad) la transferencia queda constante. Las pequeñas diferencias en la curva medida y simulada respecto de la teórica, resultan de que los operacionales no son ideales (además de que en la práctica no es posible conseguir que los potenciómetros estén con exactitud a la mitad), por lo que la fase de la transferencia se asemejará más al caso con $k \rightarrow 0$ o al de $k \rightarrow 1$.

Finalmente se tiene el caso con $k = 1$, es decir para los mínimos, mostrando las curvas obtenidas en la siguiente gráfica.

Figura 61: Respuesta en frecuencia (módulo) - Tonos en mínimo ($k = 1$)

En este caso, se da la máxima atenuación posible, dejando pasar un poco amplificadas las frecuencias más bajas cercanas a los 20Hz y las frecuencias más altas cercanas a los 20KHz , resaltando menos las frecuencias medias.

Ahora, en la gráfica siguiente se muestra para el mismo caso las curvas de fase.

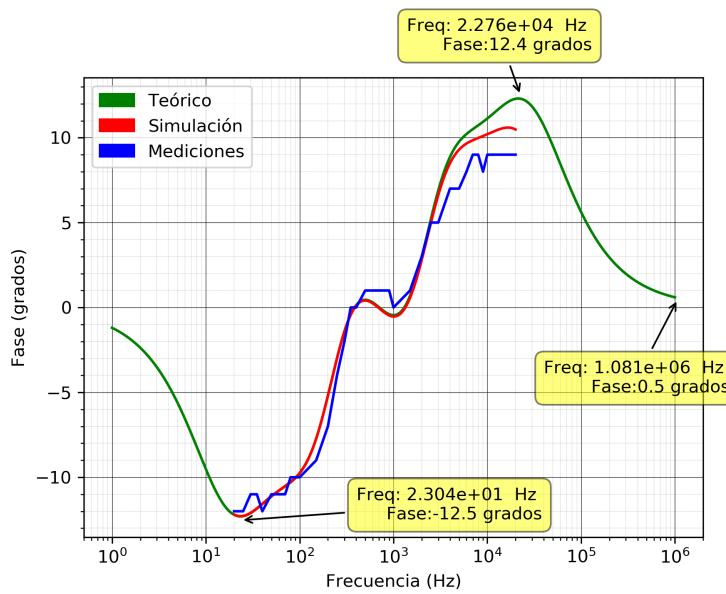


Figura 62: Respuesta en frecuencia (fase) - Tonos en mínimo ($k = 1$)

En este caso, la diferencia de fase es menor a 12° en el rango de frecuencias audibles respecto de la señal de entrada. Nuevamente se verifica que sistema es de fase mínima, siendo en este caso la diferencia de fase menor a los picos de 30° obtenidos en el caso con $k = 0$.

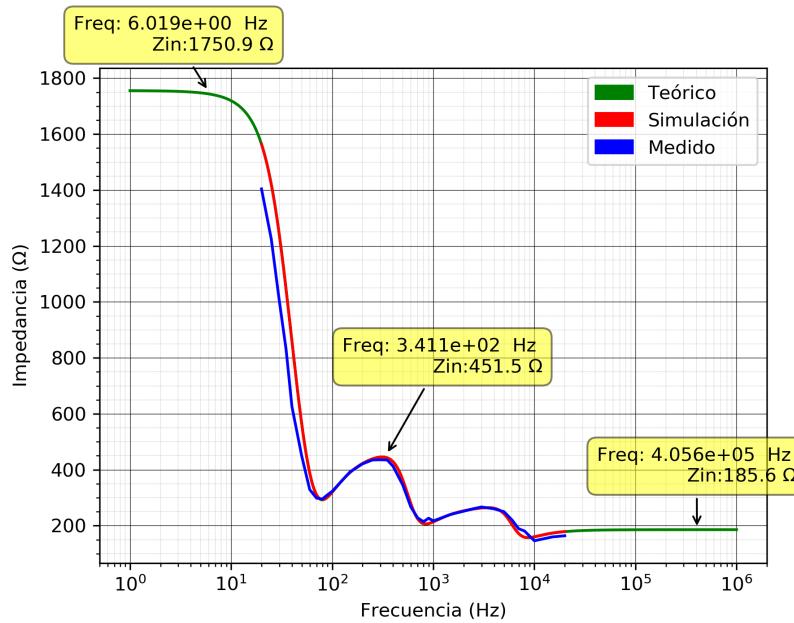
4.4.2. Impedancia de entrada

Para realizar esta medición, se colocó en serie al generador de señal una impedancia de $1K\Omega$ (dado que como se verá luego, es del orden del valor de la impedancia de entrada), midiendo la tensión entre sus bornes, de manera tal de poder calcular la corriente que circula por ella y obtener el valor de la impedancia de entrada como sigue:

$$Z_{in} = \frac{V_i}{I_R} - R = \frac{V_i \cdot R}{V_R} - R$$

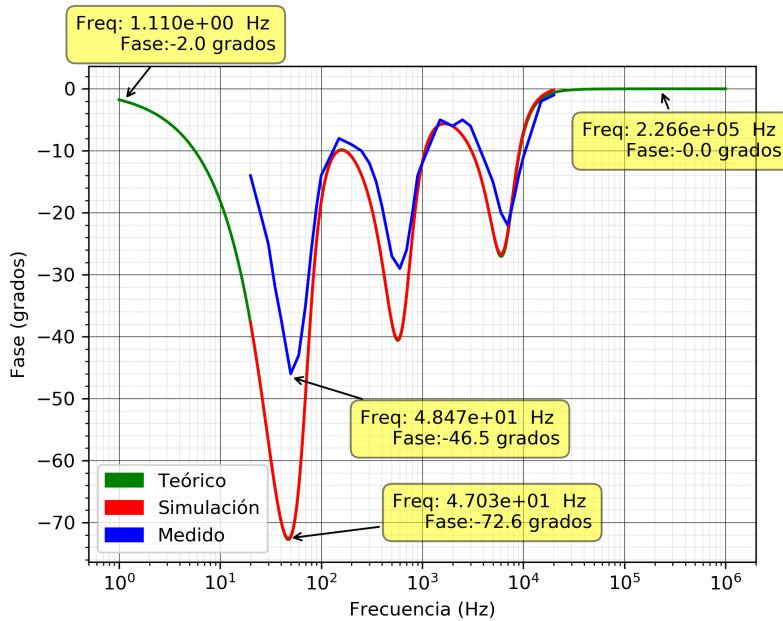
Las mediciones tomadas se realizaron solamente para los casos con $k = 0$ y $k = 1$, dado que con $k = 0.5$ no había una diferencia significativa a apreciar, y se consideró importante sólo ilustrar los casos extremos para impedancia.

Primeramente se toma el caso con $k = 0$, mostrando las curvas de impedancia obtenidas.

Figura 63: Impedancia de entrada (módulo) - $k = 0$

Notar que para los tonos bajos, la impedancia vista es mayor que para las frecuencias de los tonos altos, donde la baja impedancia compensa el ruido térmico debido a la alta frecuencia. Los picos de mayor impedancia se dan en las frecuencias centrales de las tres bandas lo cual es consistente al ser las frecuencias mayor amplificadas para este caso, la transferencia de potencia desde el generador a los filtros resulta mas óptima.

De igual manera, se muestran las curvas de la fase para el mismo caso.

Figura 64: Impedancia de entrada (fase) - $k = 0$

Puede observarse que la impedancia es mayormente capacitiva, dándose los picos de menor fase en las frecuencias centrales de las tres bandas. Es decir, en el entorno de dichas frecuencias el generador «ve» mayor reactancia capacitiva que en las frecuencias intermedias entre las bandas.

Posteriormente, se toma el caso con $k = 1$, mostrando las nuevas curvas de impedancia resultantes.

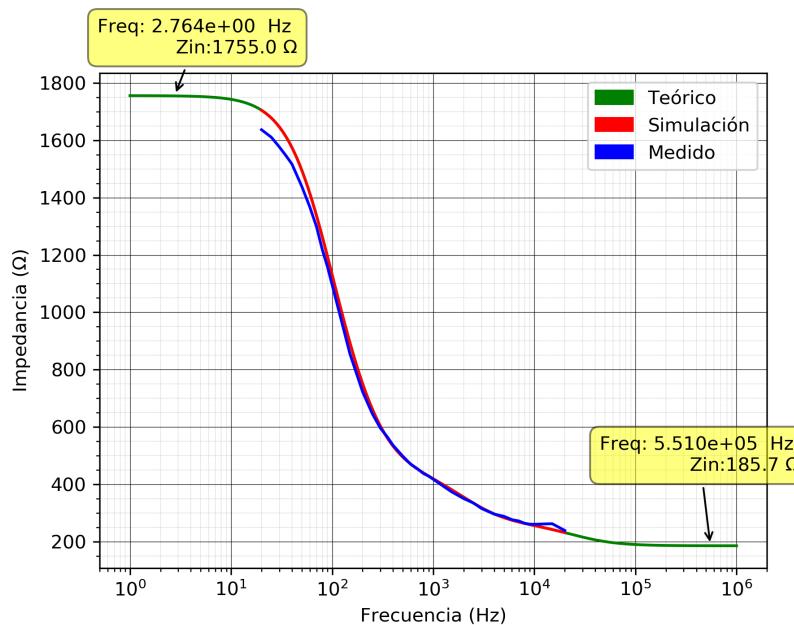


Figura 65: Impedancia de entrada (módulo) - $k = 1$

En este caso, la curva de impedancia es más uniforme, sin realzar en particular ninguna frecuencia, pero siguiendo la idea de que a bajas frecuencias la impedancia vista es mayor que para altas frecuencias, donde es conveniente que la impedancia sea baja debido al ruido térmico.

Finalmente, se muestran las curvas de la fase de la impedancia para el mismo caso.

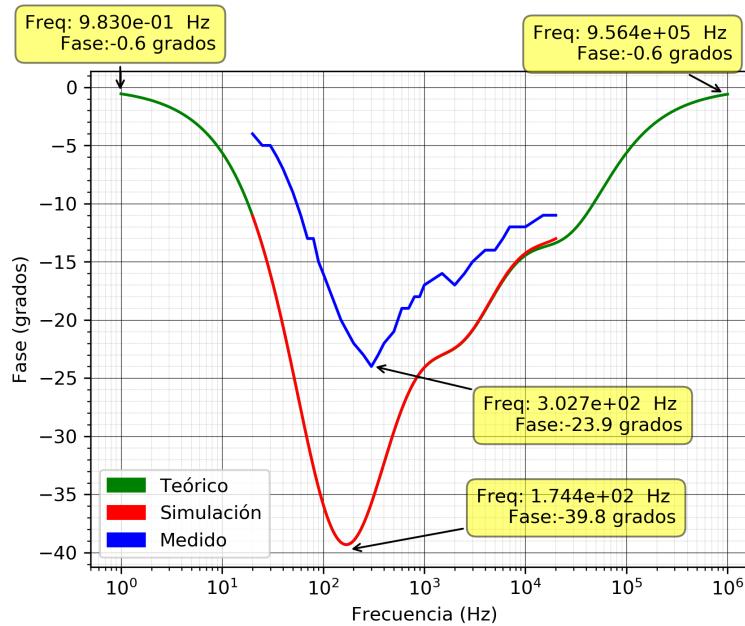


Figura 66: Impedancia de entrada (fase) - $k = 1$

En base a las curvas obtenidas, la impedancia resulta ser más capacitiva en la región de la banda audible y además adopta un formato más uniforme, de forma tal de que se produzca un mayor efecto de atenuación en

el centro, mientras que para las zonas de las frecuencias límites de $20Hz$ y $20KHz$ la impedancia vista es más resistiva.

4.4.3. Rango de funcionamiento

Teniendo en cuenta la ganancia máxima final hallada anteriormente, tal que $|V_o| = |11,58 \cdot V_i|$, y que la máxima tensión de salida por saturación es (en módulo) $V_{CC} - 1,5V$, se halla el valor máximo para la amplitud de la señal de entrada V_i :

$$V_{iMax} = \frac{V_{CC} - 1,5V}{11,58} = 906mV$$

Lo cual permite conectar como entrada del ecualizador la salida de auriculares de (por ejemplo) una PC, configurada a volúmenes medios. Para obtener un mayor rango de amplitudes de entrada para V_i , el ecualizador admite ser alimentado con $\pm 15V$ (mayor a los $\pm 12V$ utilizados), por lo que recalculando la amplitud máxima se tiene:

$$V_{iMax} = \frac{V_{CC} - 1,5V}{11,58} = 1,166V$$

4.5. Diseño en PCB

Para el diseño de la placa impresa (5×10), se tuvieron en cuenta las siguientes consideraciones:

- Colocación de los potenciómetros juntos en uno de los lados de la placa utilizada
- Conectores polarizados para la alimentación y señal de entrada de prueba para mediciones
- En extremos opuestos se colocaron conectores Jack de $3,5mm$ stereo, para poder conectar el ecualizador entre (por ejemplo) una PC con salida de auriculares y parlantes de escritorio

El proyecto realizado en Altium se incluye en una carpeta aparte. De cualquier manera, en el anexo puede verse el esquemático final y la vista de la placa en lado de cobre y de componentes.

4.6. Anexo

4.6.1. Esquemático de PCB

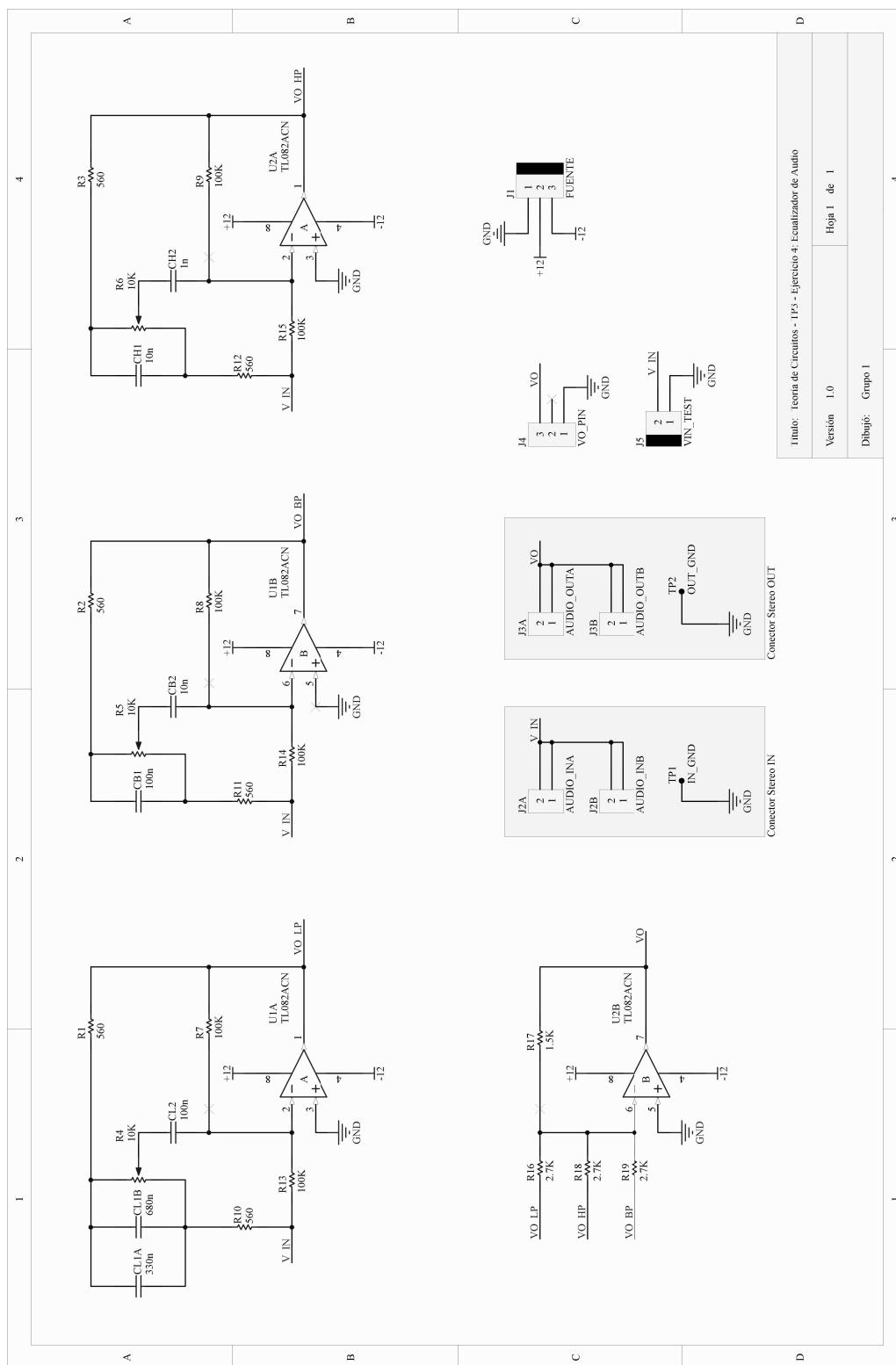


Figura 67: Esquemático realizado en Altium

4.6.2. PCB - Lado cobre y componentes.

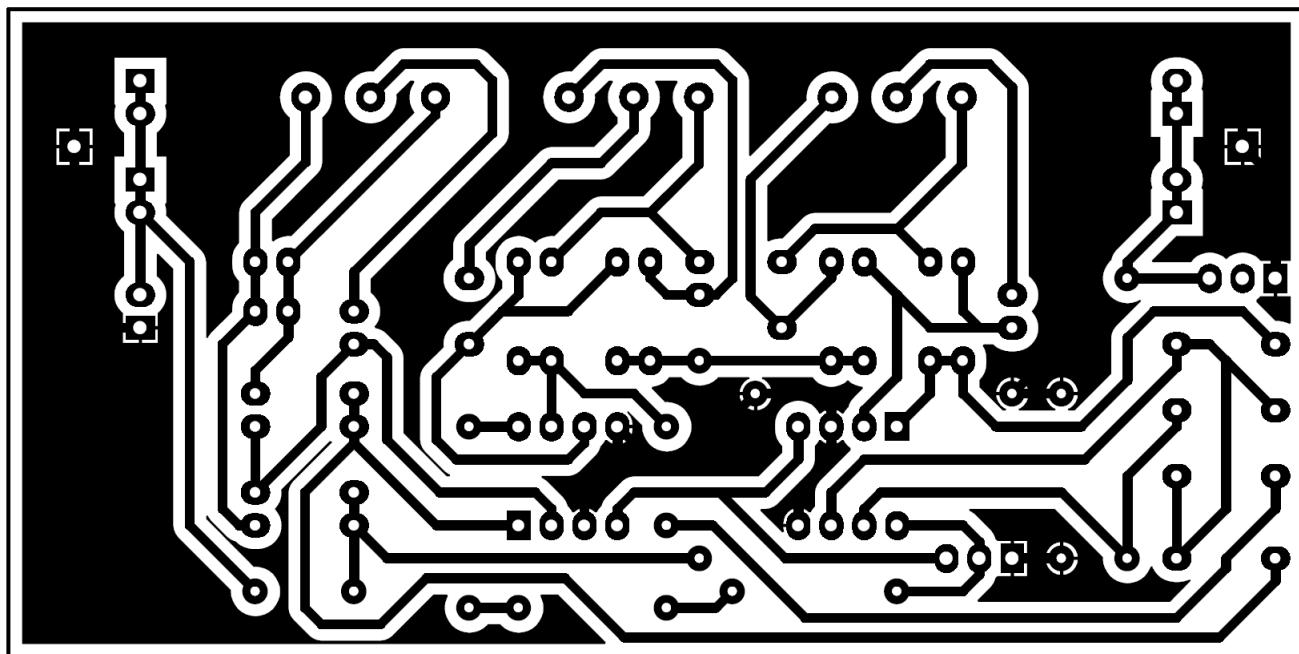


Figura 68: PCB - Lado Cobre

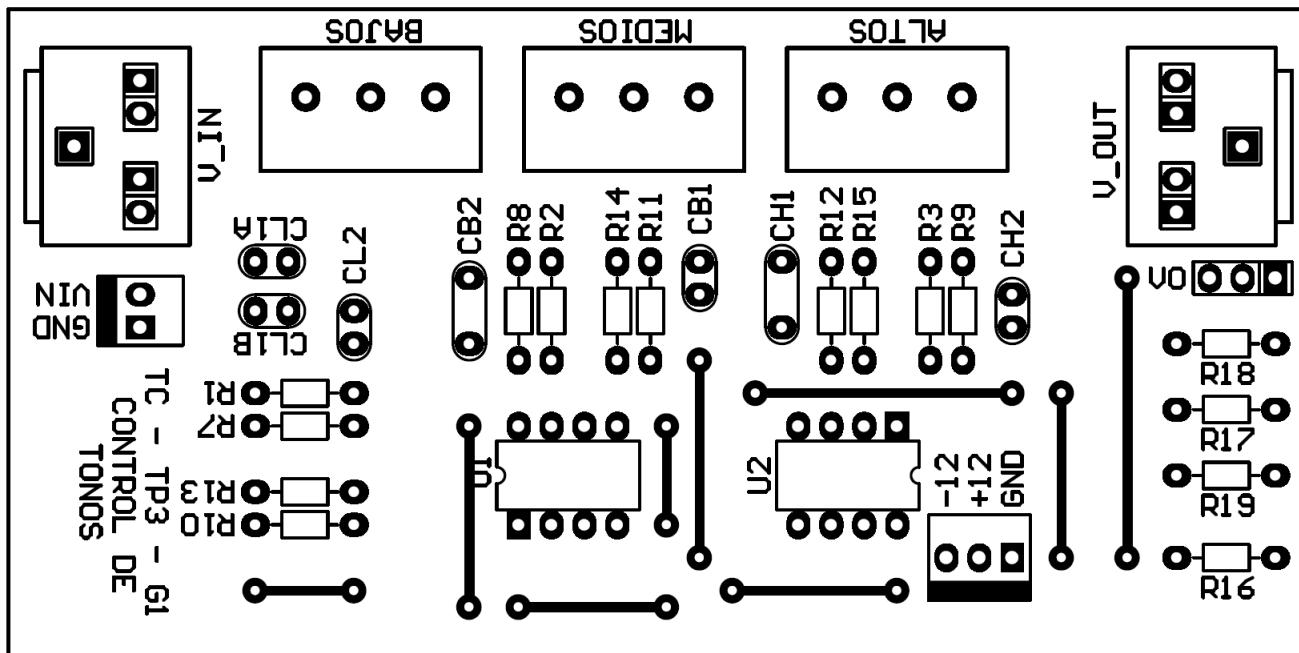


Figura 69: PCB - Lado Componentes