

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

TEORIA DE CIRCUITOS

TRABAJO PRÁCTICO DE LABORATORIO N°3

GIC, Gyrator, Amplificador de Instrumentación y Ecualizador

Grupo 6:

Paulo NAVARRO 57.775

Benjamín Carlos LIN 57.242

Nicolas Lorenzo MESTANZA 57.521

Facundo Nicolas MOLINA 60.526

German Carlos BERTACHINI 58.750

Responsables de la cátedra:

Daniel Andres JACOBY

Carlos BELAUSTEGUI GOITIA

Presentado:

Corrección:

Índice

1. Filtro con GIC

1.1. Introducción al GIC

Generalized Impedance Converter (GIC) son, como lo nombre lo indica, convertidores de impedancia, es decir para algunos filtros se podrá remplazar alguno de los componentes con un GIC. Por ejemplo cuando el uso de la bobina con inductancias de valor elevado puede involucrar agregar a un circuito un componente de gran tamaño como resistencia parásita indeseado, para ello, en rango de frecuencias donde se permite utilizar amplificadores operacionales, se utilizan los GIC.

Los GIC tienen la siguiente configuración:

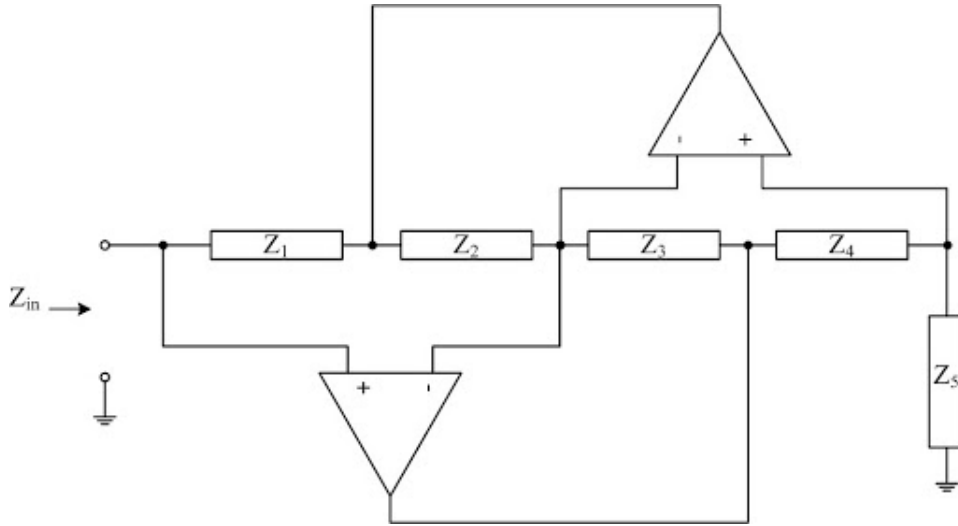


Figura 1: Generalized Impedance Converter Genérico

Considerando los amplificadores ideales, o sea con $A_{vol} \rightarrow \infty$ y $Z_{Ain} \rightarrow \infty$ como no hay corriente entre V^+ V^- para ninguno de los operacionales, hay sólo tres corrientes, puesto que la corriente de Z_2 es la misma que la de Z_3 , y la de Z_4 que la de Z_5 obtenemos que:

$$I_4 = \frac{V_{in}}{Z_5} \quad I_2 = \frac{I_1 Z_1}{Z_2} \quad I_2 = \frac{I_4 Z_4}{Z_3}$$

$$\therefore I_4 = I_1 \frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_4}$$

Por lo que la impedancia de entrada del GIC sera:

$$Z_{in} = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4}$$

De esta manera es posible simular cualquier componente, sea resistivo capacitivo o inductivo mediante la selección adecuada de los componentes. Luego utilizando el GIC es posible obtener filtros de segundo orden como el notch, pasa-todo y pasa-banda minimizando el espacio utilizado.

1.2. Diseño de un Filtro Pasa-Todo

Se implemento el siguiente circuito:

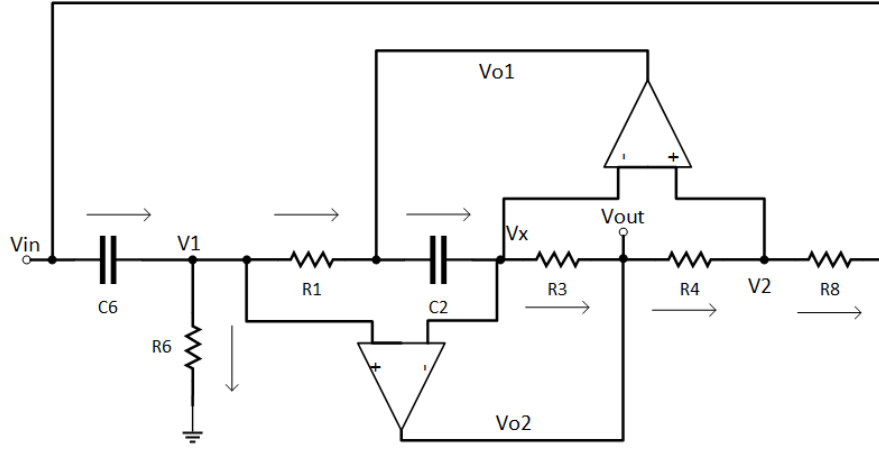


Figura 2: Circuito de un Filtro con GIC

1.2.1. Respuesta en frecuencia

Considerando que los amplificadores operacionales son ideales obtenemos que:

$$\begin{aligned} V_{o1} &= V_1 - R_1 I_1 & V_{o2} &= V_x - R_3 I_3 \\ V_{o1} &= V_x + \frac{1}{sC_2} I_2 & V_{o2} &= V_2 + R_4 I_4 \end{aligned} \quad (1)$$

$$\therefore I_4 = I_1 \frac{sC_2 R_3 R_1}{R_4} \quad (2)$$

Además como $A_{vol} \rightarrow \infty$,

$$\begin{aligned} V_1 &= V_x = V_2 \\ I_1 &= I_{C6} - I_{R6} & I_{C6} &= (V_{in} - V_1)sC_6 & I_{R6} &= \frac{V_1}{R_6} \\ I_{R8} &= I_4 \end{aligned}$$

$$\therefore V_x = V_{in} \frac{s^2 C_2 C_6 R_1 R_3 R_6 R_8 + R_4 R_6}{sC_2 R_1 R_3 R_8 (sC_6 R_6 + 1) + R_4 R_6} \quad (3)$$

Luego reemplazando las ecuaciones (??) y (??) en (??) la función de transferencia quedará como:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s^2 C_2 C_6 R_1 R_3 R_6 R_8 - sC_2 R_1 R_3 R_4 + R_4 R_6}{s^2 C_2 C_6 R_1 R_3 R_6 R_8 + sC_2 R_1 R_3 R_8 + R_4 R_6} \quad (4)$$

Esta respuesta en frecuencia corresponde a un Pasa-Todo con:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_4}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_8}} \quad (5)$$

$$Q_z = -R_6 \sqrt{\frac{C_6 R_8}{C_2 R_1 R_3 R_4}} \quad (6)$$

$$Q_p = R_6 \sqrt{\frac{C_6 R_4}{C_2 R_1 R_3 R_8}}$$

Se simplifica las ecuaciones si establecemos los valores de los componentes como la siguiente:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_3 = R_4 = R_8 = R \\ R_6 &= QR \\ C_2 &= C_6 = C \end{aligned}$$

Del cual modifica la transferencia como:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s^2 C^2 R^2 - s \frac{CR}{Q} + 1}{s^2 C^2 R^2 + s \frac{CR}{Q} + 1} \quad (7)$$

1.2.2. Funcionamiento de Resistencias

■ Resistencia R_8 :

La función de esta resistencia es conectar la salida del GIC que le da un camino a la corriente y/o la suministra. Luego el efecto de esta resistencia en casos límites será:

$$\lim_{R_8 \rightarrow 0} H(s) = 1 - \frac{sC_2R_1R_3}{R_6}$$

En esta circunstancia se comporta como un filtro pasa altos, donde la impedancia del C_2 y C_6 se vuelve despreciable y a su vez circula mayor corriente en el GIC. Debido a esto aumenta la caída de tensión en los componentes resistivos del GIC, dando lugar a un incremento en la tensión de salida.

En caso de que R_8 tenga un valor muy elevado:

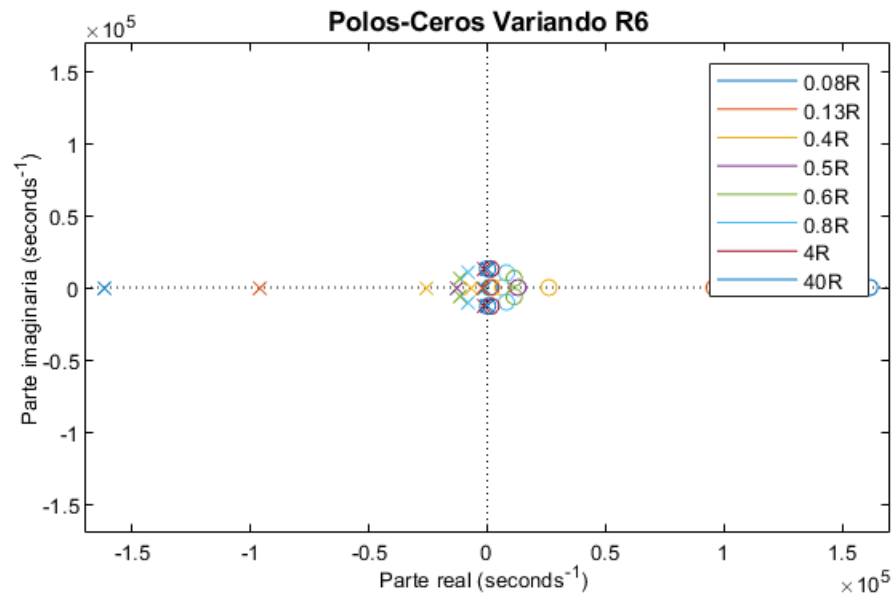
$$\lim_{R_8 \rightarrow \infty} H(s) = \frac{sC_6R_6}{sC_6R_6 + 1}$$

Es posible visualizar el circuito como abierto en la salida del GIC, es decir que no pasa corriente por ella. Es entonces que la tensión de salida $V_{out} = V_1$, que tiene configuración de un RC pasa altos.

Cabe mencionar que para los valores límite de R_8 , el filtro deja de ser de segundo orden, con lo que su presencia es crucial para obtener los resultados esperados a la hora de utilizar un GIC para un filtro pasa-todo.

■ Resistencia R_6 :

Esta resistencia es de suma importancia ya que presenta un rol importante en la selección del factor de calidad Q , es decir los polos y los ceros del circuito. Manteniendo las otras resistencias fijas con valor R y los capacitores de valor C de modo que la única resistencia que varía es R_6 obtenemos el siguiente gráfico del polo y ceros:



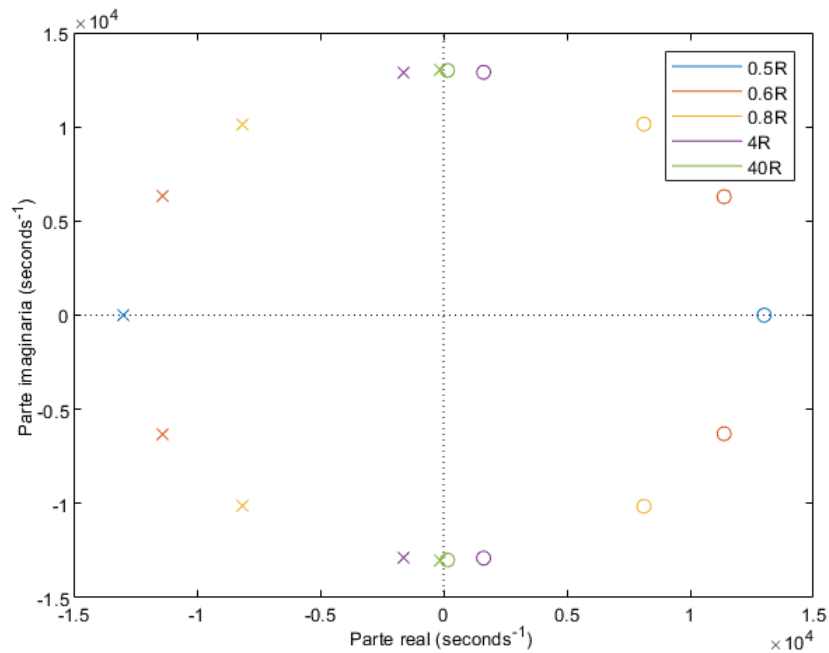


Figura 3: Distribución de Polos y Ceros Variando R6

Se nota entonces que los polos y ceros son opuestos para cualquier valor de R_6 . Además para valores mayores de Q , o sea valores mayores de $R_6 = QR$, se acercan al eje imaginario sobre la circunferencia de radio ω_0 . Por lo que podemos apreciar que:

$$\lim_{R_8 \rightarrow \infty} H(s) = \frac{s^2 C_2 C_6 R_1 R_3 R_8 + R_4}{s^2 C_2 C_6 R_1 R_3 R_8 + R_4} = 1$$

Cuya respuesta nos indica que al desconectar R_6 el circuito deja pasar toda frecuencia sin cambio de fase, en esencia un cable.

En contra parte, valores pequeños de Q dejan de pertenecer a la circunferencia ω_0 , y se mueven en el eje real. Es claro si tomamos valores pequeños de R_6 tenemos:

$$\lim_{R_8 \rightarrow 0} H(s) = -\frac{R_4}{R_8}$$

Es equivalente entonces a un circuito de amplificación inversa con realimentación R_4 y R_8 en serie a la entrada.

1.2.3. Análisis de Sensibilidad

Dado que en las experiencias se desea el menor error posible, se debe tomar en cuenta las tolerancias y los valores comerciales que restringen la elección de parámetros del circuito. Para ello se realiza un análisis de las sensibilidades de los distintos parámetros con respecto a cada componente, esto indicara el peso que tendrá cada componente en el circuito.

La sensibilidad se calcula como:

$$S_x^y = \frac{x}{y} \frac{dy}{dx}$$

Donde ' x ' es el componente e ' y ' la sensibilidad de un parámetro, que en este caso serán ω_0 , Q_z y Q_p dados por las ecuaciones ?? y ??. Entonces para cada uno de los componentes su sensibilidad sera:

y/x	R_1	C_2	R_3	R_4	R_8	C_6	R_6
ω_0	$-1/2$	$-1/2$	$-1/2$	$1/2$	$-1/2$	$-1/2$	0
Q_z	$-1/2$	$-1/2$	$-1/2$	$-1/2$	$1/2$	$1/2$	1
Q_p	$-1/2$	$-1/2$	$-1/2$	$1/2$	$-1/2$	$1/2$	1

Tabla 1: Sensibilidad de los componentes

Cabe notar que se verifica la propiedad de suma:

$$\sum_n R_n^y - \sum_k C_k^y = 0$$

De acuerdo con las sensibilidades obtenidas, se sabe que las variaciones en $R6$ no tiene efecto en ω_0 , sin embargo presentan un rol importante para la selección de Q_z y Q_p dado que una modificación de esta afecta con una relación 1:1, o sea si se aumenta un porcentaje la resistencia se incrementa el valor de los Q a la misma razón. Por otro lado, los otros componentes tienen una relación de modulo $\frac{1}{2} : 1$ para ω_0 , Q_z y Q_p . Pero dependiendo del signo de sensibilidad la variación positiva de una no necesariamente significa la elevación de las variables, por ejemplo en ω_0 el aumento del valor de $R4$ causa que la variable se incremente, no obstante un aumento en el valor del resto de los componentes provoca un decremento de éste parámetro.

1.2.4. Impedancia del Circuito

■ Impedancia de Entrada

La impedancia de entrada de un circuito esta definida como:

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

Como se analiza el amplificador en condiciones ideales, su impedancia de entrada es infinita. Por lo que podemos obtener la corriente de entrada como:

$$I_{in} = I_{C6} + I_{R8}$$

Por lo tanto desde las relaciones de corrientes obtenidas en el ítem ?? tenemos que:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{s^2 C2 C6 R1 R3 R6 R8 + s C2 R1 R3 R8 + R4 R6}{s^2 C2 C6 R1 R3 R8 + s C2 R1 R3} \quad (8)$$

Observando entonces que si se excita el circuito con tensión continua o frecuencias bajas su impedancia es muy alta. Este fenómeno es debido a los capacitores $C2$ y $C6$ que a estas frecuencias son componentes de alta impedancias, por lo que es escasa la corriente entrante al circuito.

■ Impedancia de Salida

Como se espera trabajar en condiciones próximo al ideal, el amplificador operacional presenta muy baja impedancia de salida, por ende para nuestro circuito se espera tener una muy baja impedancia de salida aproximando el 0.

1.2.5. Implementación del Circuito

Los filtros pasa-todo son utilizados para corregir la fase de una frecuencia en particular, de tal manera que modifica lo menos posible las demás frecuencias. Para ello, se selecciona la frecuencia de corte de los polos y ceros, de modo que a la frecuencia deseada ocurra un desfase de 180° .

Para este filtro en particular se pide que:

ω_0 [rad/s]	Q	Ganancia [dB]
13 000	4	0

Por lo que desde la función de transferencia dada por la ecuación ?? se sabe que:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Entonces obtenemos la relación que deben tener los componentes del circuito como:

$$RC = 76.92 \mu s$$

$$R6 = 4R$$

Se selecciono entonces una resistencia $R = 2.2 k\Omega$ para realizar un análisis experimental, por lo que los componentes a utilizar serán:

	Valor ideal	Valor aplicado	Error (%)
R_1	$2.2k\Omega$	$2.2k\Omega$	0
C_2	$34.965nF$	$34.812nF$	0.44
R_3	$2.2k\Omega$	$2.2k\Omega$	0
R_4	$2.2k\Omega$	$2.2k\Omega$	0
R_8	$2.2k\Omega$	$2.2k\Omega$	0
C_6	$34.965nF$	$34.812nF$	0.44
R_6	$8.8k\Omega$	$8.9k\Omega$	1.12

Tabla 2: Valores de los Componentes Ideales y Aplicados

Luego si experimentamos el circuito se notara en teoría:

$\omega_0[\text{rad/s}]$	Q
13 057	4.05

1.2.6. Elección de Amplificador Operacional

La selección de los amplificadores operacionales dependen del circuito a implementar, ya que son los que determinan que características son las mas importantes para el caso.

Para el filtro a aplicar se busca un gran GBW y A_{vol} para el $A_{vol}(j\omega)$ no baje por los polos dominantes que actúan a frecuencias altas, de esta manera el integrado puede actuar cercano la ideal. En particular los filtros pasa-todos, que se utiliza para la corrección de fase, es importante que tenga ganancia de $0dB$ para toda frecuencia, por ello se debe mantener el mayor rango posible de frecuencia sin distorsiones.

Otra de las características a considerar es el slew-rate, que al estar operando a altas frecuencias un alto valor de ella evita la posibilidad de que se vea limitada la tensión máxima a frecuencias menores menor al del polo.

Por ultimo, la impedancia de entrada del amplificador operacional debe ser muy alta en relación con los otros componentes del circuito, es por esta que impide que circule corriente por las entradas del amplificador haciendo valida las ecuaciones realizadas anteriormente.

Por lo tanto se tuvo en cuenta los opamps $LM833$ y $TL082$ las cuales cumplen con un considerable GBW, slew-rate y impedancia de entrada. Se selecciono entonces el $TL082$, que si bien tiene menor GBW que el $LM833$, a frecuencias que se utiliza el circuito $4MHz$ es suficiente por lo que luego se aprecio mas el slew-rate que es $13\frac{V}{\mu s}$ mayor al del $LM833$.

1.3. Análisis de Resultados

1.3.1. Respuesta en Frecuencia

Realizando un análisis en frecuencia, superponiendo resultados teóricos, simulados y experimental se obtuvo el siguiente gráfico:

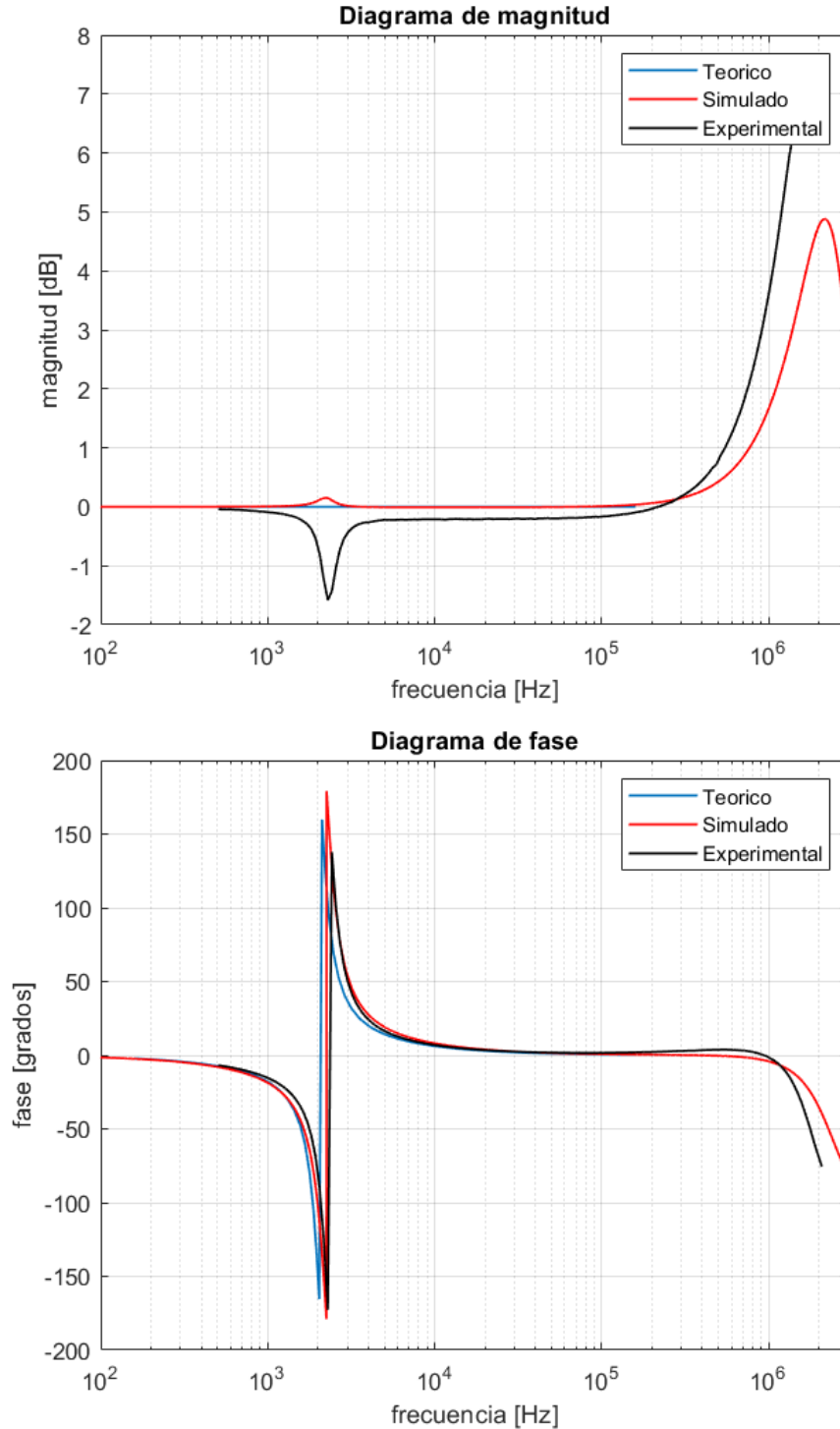


Figura 4: Respuesta en Frecuencia del Circuito

De esta notamos que en la frecuencia de corte $f_c = \frac{1}{2\pi}\omega_0 \approx 2.07kHz$ ocurre un cambio de fase de -180° , si bien experimentalmente se obtuvo que su frecuencia de corte fue en $2.30kHz$. Esta leve diferencia es atribuido a las tolerancias de los componentes utilizados, resistencias de 5% y capacitores de 20%. Además, la caída notoria en la frecuencia de corte es debido a que la transferencia presenta ceros y polos de orden 2 a una misma frecuencia, y ambos factores de calidad $Q > 1/\sqrt{2}$, es decir que son suficientemente grandes para provocar sobre-picos o sobre-caídas. El valor de Q_p determinaría la magnitud de un sobre-pico en casos donde no hubiera ceros, mientras que el valor de Q_z provocaría una sobre-caída. En otras palabras, si los valores del Q_p y Q_z son distintos en alguna frecuencia provocaría una subida o una caída dependiendo de sus valores. En nuestro caso, dado que se observa una caída, se concluye que los valores de Q_z y Q_p fue alterado por las dispersiones de los componentes, llevando que el valor de Q_z sea mayor al de Q_p en esta frecuencia. Estos fenomenos son observables el en la figura ??.

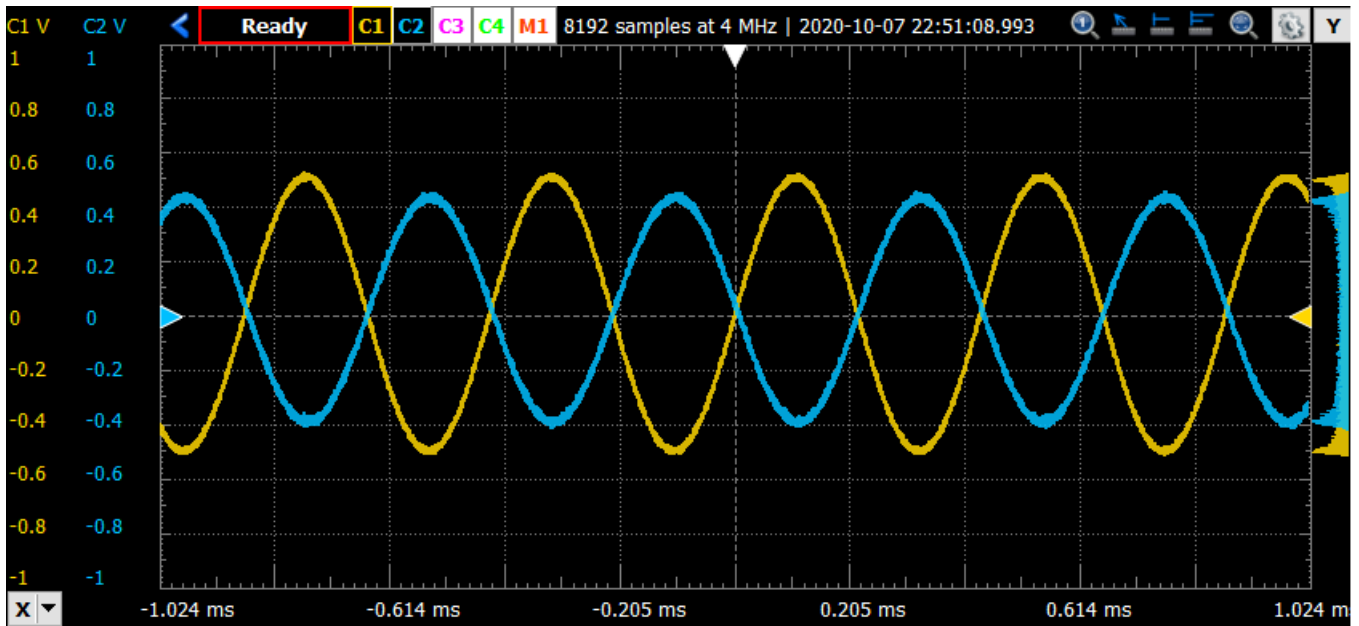


Figura 5: Respuesta en Frecuencia de 2.29kHz

Por otro lado, en altas frecuencias, mayores a 200kHz , se observa un sobre-pico ya que a partir de estas frecuencias comienzan a afectar los efectos del polo del operacional, que no se tuvieron en cuenta en el análisis teórico realizado anteriormente. A su vez, la diferencia en el sobre-pico es influenciado por las tolerancias de los componentes y las puntas de osciloscopio colocados al circuito, que inyectan una resistencia y capacitancia parásita al circuito, modificando en cierta medida la ubicación y la magnitud.

1.3.2. Impedancia de Entrada

Para la medición de esta característica del circuito se colocó una resistencia en serie a la entrada del circuito, luego calculando la corriente que circula por la misma se tiene que la impedancia del circuito es $Z_{in} = \frac{V_{carga}}{i_{R1}}$. Para la selección la resistencia de testeo se utilizó uno cercano a los valores esperados de la impedancia de entrada, ya que si se pusiese una resistencia muy chica, la diferencia entre las tensiones medidas sobre sus bornes sería muy chica aumentando incertidumbre, y si se colocase una resistencia muy grande, la tensión que caería sería mucho mayor a la que caería en el circuito, haciendo que la tensión luego de la resistencia sea muy chica haciendo que sea más vulnerable al ruido.

Luego la impedancia de entrada al circuito dado resulta en:

Observamos entonces que la impedancia de entrada a bajas frecuencias es muy alta debido a los capacitores del circuito. Luego de una caída por el cero, el módulo de la impedancia queda estable en las cercanías de $10\text{k}\Omega$ hasta que hacen efecto los polos dominantes de los operacionales en cercanía a 1MHz .

Cabe notar que a altas frecuencias porque sus tensiones de salida son bajas, el ruido es comparable con la señal de entrada, lo que logra inyectarse en las mediciones dando lugar a un grado de incertidumbre apreciable.

1.3.3. Impedancia de Salida

Para la medición de esta, se realizó la medición de la salida del circuito en el vacío y luego con una carga la salida. Como la corriente de salida debe ser la misma en el vacío como en el de carga obtenemos que la impedancia de salida es:

$$Z_{out} = R_{test} \frac{V_{test}}{V_{vacio} - V_{test}}$$

Luego su impedancia de salida resultó:

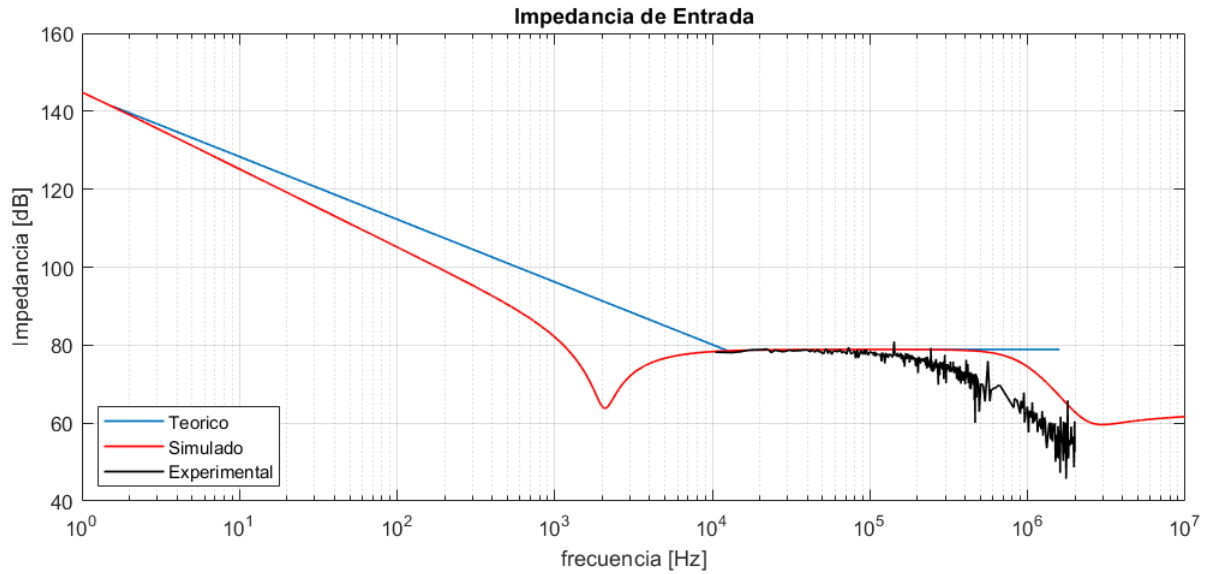


Figura 6: Impedancia de Entrada del Circuito

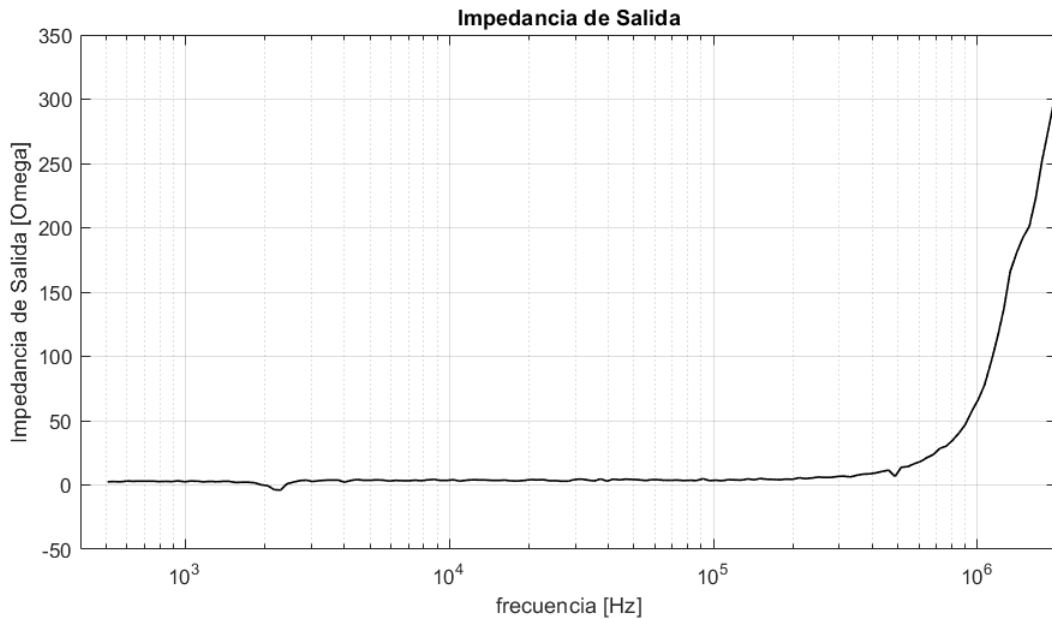


Figura 7: Impedancia de Salida del Circuito

Este resultado fue acorde a lo esperado, teniendo su impedancia para frecuencias menores a 1MHz aproximadamente iguales a 0. Se nota que para frecuencias mayores a 1MHz comienza a tomar otros valores, esto es debido a que los efectos de los polos en el amplificador están tomando efecto en el circuito causando que los amplificadores ya no actúen de forma ideal.

1.4. Respuesta al Escalón

La transferencia del circuito $H(s)$ con $Q_p > \frac{1}{2}$ tiene característica de una oscilación subamortiguado, es decir que la estabilización temporal sufre una oscilación hasta que se pueda estabilizar.

Este efecto es visible excitando el circuito con un escalón del cual la salida sera:

$$Y(s) = H(s)X(s) \quad X(s) = \frac{1}{s}$$

Por lo que la respuesta al escalón es:

$$Y(s) = \frac{s^2 C^2 R^2 - s \frac{CR}{Q} + 1}{s^2 C^2 R^2 + s \frac{CR}{Q} + 1} \frac{1}{s}$$

Luego, obtenemos que:

$$y(t) = \frac{2CR(e^{t(-\frac{\sqrt{-C^2(4Q^2-1)R^2}}{(2C^2QR^2)} - \frac{1}{(2CQR)})} - e^{t(\frac{\sqrt{-C^2(4Q^2-1)R^2}}{(2C^2QR^2)} - \frac{1}{(2CQR)})})}{\sqrt{-C^2(4Q^2-1)R^2}} + 1$$

Donde obtenemos que $\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ y $\alpha = \frac{1}{2CQR}$, luego $\omega_d = 12.9 \frac{rad}{s}$ y $\tau = \frac{1}{\alpha} = 615 \mu s$.
Entonces la respuesta al escalón sera:

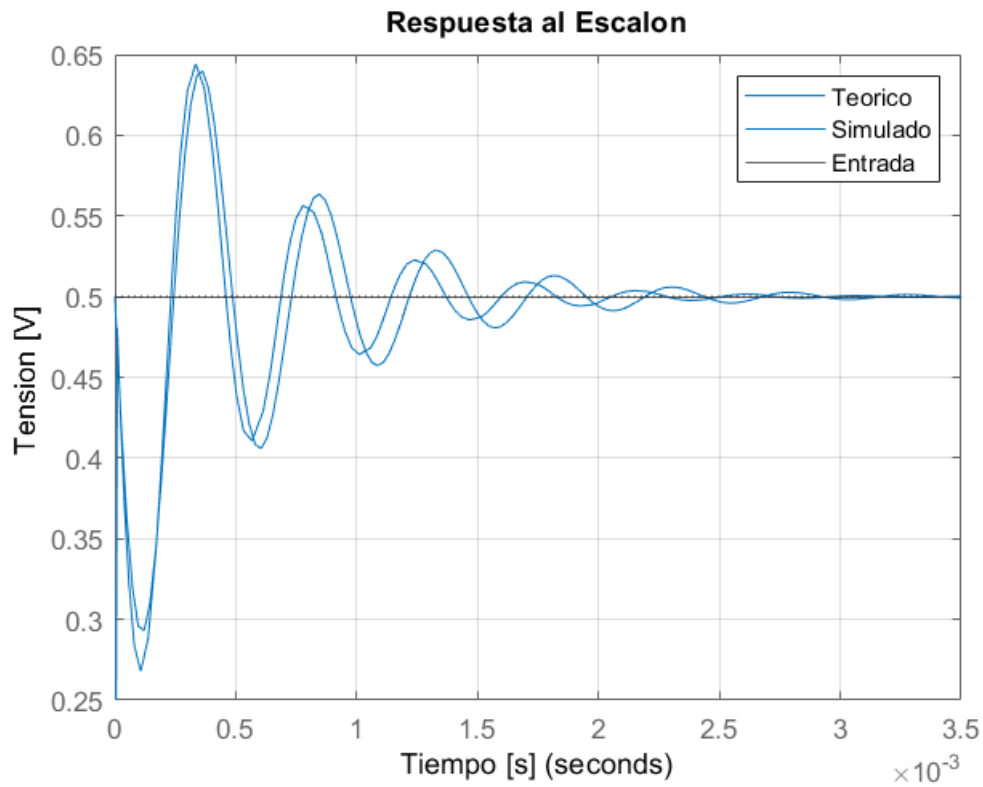


Figura 8: Respuesta al Escalón Teórico y Simulado

Del cual obtuvimos experimentalmente lo siguiente:

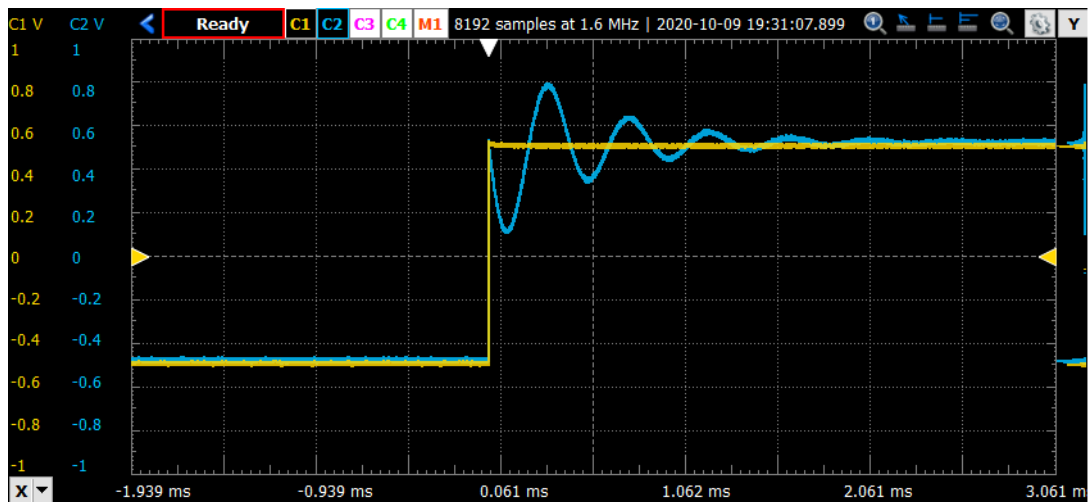


Figura 9: Respuesta al Escalón Experimental

Se observa que las oscilaciones empiezan con pendiente negativa, lo que indica defasaje de 180 grados. Esto se

debe al desfase introduce el filtro a las componentes de la cuadrada de frecuencia mayor a la de corte. Como las componentes de la cuadrada que actúan primero son las de mayor frecuencia, éstas se ven desfasadas 180 grados.

Por otro lado, se establece el circuito a partir del quito pseudoperiodo, es decir que tiene un tiempo de establecimiento de aproximadamente $2.06ms$ en el experimental mientras que en la simulación y el teorico se establece a tiempos mayores al rededor de los $2.15ms$. Dado que existen resistencias parásitas dentro del circuito, es esperable esta mayor atenuación en la experiencia hecha.

Este tiempo de establecimiento es un problema para un filtro pasa-todo ya que a frecuencias con periodos menores a la misma los resultados obtenidos de la misma serán oscilantes en vez de la salida sea otra señal cuadrada. Por ejemplo para señales de frecuencia $1kHz$ o periodo $1ms$, la tension de salida resulta:

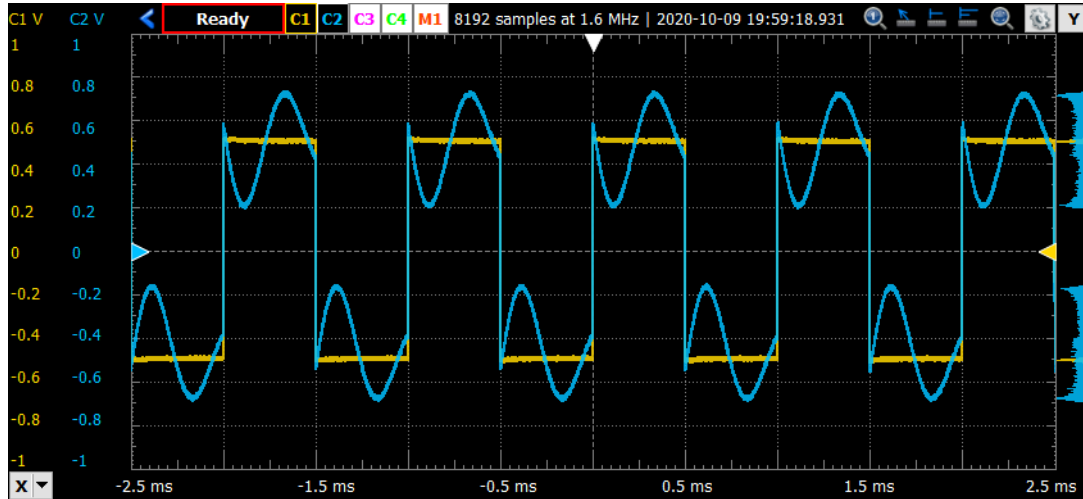


Figura 10: Respuesta al Escalon a 1kHz

1.5. Limitaciones del Circuito

Es importante tener en cuenta las características del amplificador operación a la hora de experimentar un circuito, es por ello que se deben saber los limites en la que podemos operar el circuito con funcionamiento normal.

1.5.1. Limitación por Tensión

Debido a que los operacionales se alimentaron con $V_{CC} = \pm 9V$, si se excita el circuito con $18V_{pp}$ la salida se satura. Como lo podemos notar en la siguiente figura ??.

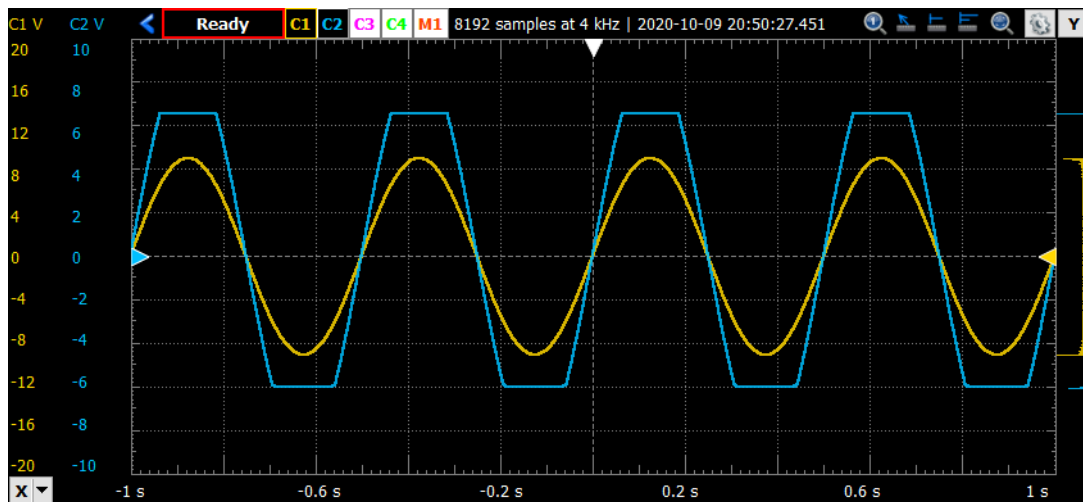


Figura 11: Limite por Tensión

Como se puede observar el circuito se satura a $12V_{pp}$, es decir que no permite que la tensión de entrada supere $12V_{pp}$, pues sino los resultados obtenidos no serán precisos.

1.5.2. Limitación por Frecuencia

El ancho de banda del operacional utilizado es de $4MHz$. Sin embargo, en las mediciones de respuesta en frecuencia se pone de manifiesto que el polo del operacional afecta el comportamiento del filtro mucho antes, como se observa en los gráficos de la figura ???. Por lo tanto, sólo puede asegurarse que el filtro siga el comportamiento calculado hasta los $200kHz$ donde luego de ello aparece el sobre-pico.

1.5.3. Limitación por Señal

En caso de utilizar el circuito con entrada no sinusoidales, es importante tener en cuenta el tiempo de establecimiento de la respuesta temporal, que es de $2.06ms$.

1.6. Conclusión

Con el uso de un GIC, se pudo implementar un pasa-todo, si bien con cierto grado de error debido a tolerancias y/o componentes parásitas, se obtuvo a grandes rázagos los resultados esperados hasta los $200kHz$, donde pasando esta frecuencia el operacional deja de tener carácter ideal. Es también importante remarcar la importancia de sensibilidad que tienen los componentes, es decir debemos tener en cuenta cuales son los componentes mas importantes a la hora de realizar una experiencia para tener resultados acorde a lo planeado, pues una variación de ciertos componentes puede afectar ampliamente los resultados obtenidos.

2. Introducción a Diseño de Filtros

3. Determinar rangos de operación en zona lineal. Se espera adecuada profundidad en este análisis. 5. Implementar el circuito y comprobar su funcionamiento con las mediciones correspondientes. 6. Analizar el comportamiento del sistema en altas frecuencias.

En la presente sección, se implementarán cuatro filtros de segundo orden según las siguientes especificaciones:

Tipo de Filtro	$f_p [Hz]$	$f_a [Hz]$	$f_c [Hz]$
Low-Pass	5000	17500	-
High-Pass	21000	6000	-
Band-Pass	-	-	10000
Band-Rejection	-	-	6000

En los casos Low-Pass y High-Pass se espera también:

- Ganancia mayor a -3 dB cuando $f < f_p$ o $f > f_p$
- Ganancia menor a -10 dB cuando $f > f_a$ o $f < f_a$
- Ganancia nunca superior a 0 dB
- Ganancia unitaria en continua ($f \rightarrow \infty$)

Cada circuito será empleado implementando una resistencia R , una inductancia L y un capacitor C , es decir un circuito RLC clásico.

La inductancia L será reemplazada por componentes que unidos presenten un comportamiento similar a ella, en este caso un Gyrator.

Antes de introducirnos en el diseño de filtros propiamente, se realizará una introducción a este elemento que se utilizará para observar por qué es tan útil y por qué lo emplearemos para las experiencias reemplazando la inductancia.

2.0.1. Introducción a Gytrators

Un Gyrator o girador es considerado un elemento pasivo adicional a los ya conocidos y analizados. Una de sus tantas funcionalidades es ser empleado como un inductor. El motivo de reemplazar a un inductor real por este dispositivo, se encuentra en fines prácticos, ya que al utilizar éste en lugar de una inductancia, se pueden reducir tanto el tamaño de un circuito como el costo del mismo.

Una inductancia tiene asociada una resistencia que por lo general no podremos controlar. El cable que se utiliza para elaborar una inductancia tiene dicha resistencia asociada. Por otro lado, se pueden obtener capacitores de alta calidad y con un girador, por ende, obtener inductores de alta calidad y a su vez, pudiendo manipular el valor de la resistencia asociada.

Un gyrator puede ser empleado de diferentes maneras. En el presente trabajo, nos focalizaremos en el gyrator compuesto por un amplificador operacional, dos resistencias y un capacitor. Es importante saber que se puede definir también al gyrator como un inversor de las características corriente voltaje de un componente eléctrico.

El símbolo circuital utilizado para el gyrator es el siguiente:

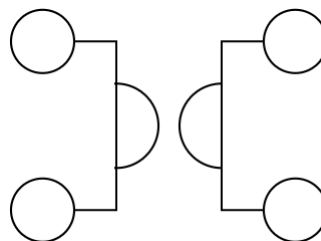


Figura 12: Símbolo circuital del Gyrator

2.0.2. Implementación real de un Gyrator

En la cátedra se han demostrado diferentes formas de implementarlo incluso con dos amplificadores, pero con el fin de simplificar las mediciones y armado de los distintos filtros se analizará el caso con un solo amplificador y se focalizará la atención en cómo lograr que éste se comporte como un inductor.

En el siguiente diagrama se puede ver la implementación de un Gyrator como un inductor observando éste a la izquierda y su equivalente a la derecha:

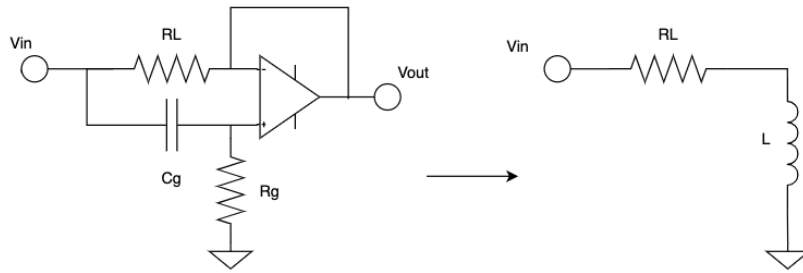


Figura 13: Equivalente circuital entre Gyrator e Inductor

En la próxima sección se verá que este equivalente no es válido para todo el rango de frecuencias, sino que su comportamiento dependerá de determinadas condiciones. El gyrator actuará como un inductor cuasi ideal hasta determinadas frecuencias donde su comportamiento como tal se deteriorará, factores en los cuales el amplificador operacional toma gran parte.

2.0.3. Análisis de Z_{in}

Para describir el comportamiento del circuito como un inductor es importante analizar la impedancia de entrada a dicho circuito tal que $Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$. Para ello, utilizaremos el siguiente diagrama circuital:

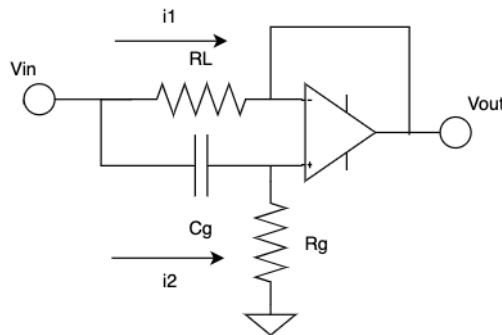


Figura 14: Diagrama de Gyrator como Inductor

Se puede observar del gráfico que:

$$V_{out} = V^-$$

Por ello:

$$V_{out} = A_{vol}(V^+ - V^-) \rightarrow V^- = A_{vol}(V^+ - V^-) \rightarrow V^- = V^+ \frac{A_{vol}}{1 + A_{vol}}$$

Utilizando un divisor de tensión, obtenemos la siguiente relación:

$$V^+ = V_{in} \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{sC_g}}$$

Por definición en el diagrama anterior:

$$I_{in} = i_1 + i_2$$

Como no ingresa corriente al amplificador operacional, definimos a las corrientes como:

$$i_1 = \frac{V_{in} - V^-}{R_L}$$

$$i_2 = \frac{V^+}{R_g}$$

Entonces:

$$I_{in} = \frac{V_{in} - V^-}{R_L} + \frac{V^+}{R_g} \rightarrow I_{in} = V_{in} \left(\frac{R_g + \frac{1}{SC_g} + R_L - R_g \frac{A_{vol}}{1+A_{vol}}}{R_L(R_g + \frac{1}{SC_g})} \right)$$

Finalmente:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_{in}}{V_{in} \left(\frac{R_g + \frac{1}{SC_g} + R_L - R_g \frac{A_{vol}}{1+A_{vol}}}{R_L(R_g + \frac{1}{SC_g})} \right)} \rightarrow Z_{in} = \frac{R_L(R_g + \frac{1}{SC_g})}{R_g + \frac{1}{SC_g} + R_L - R_g \frac{A_{vol}}{1+A_{vol}}}$$

Si ahora multiplicamos por el factor SC_g en numerador y denominador:

$$Z_{in} = \frac{R_L(SC_g R_g + 1)}{SC_g(R_g + R_L - R_g \frac{A_{vol}}{1+A_{vol}}) + 1}$$

Como $A_{vol} = \frac{A_0}{1 + \frac{S}{w_p}}$, el factor $\frac{A_{vol}}{1+A_{vol}}$ cambia su comportamiento según la frecuencia de trabajo:

$$\frac{A_{vol}}{1 + A_{vol}} = \frac{\frac{A_0}{1 + \frac{S}{w_p}}}{1 + \frac{A_0}{1 + \frac{S}{w_p}}} = \frac{A_0}{A_0 + 1 + \frac{S}{w_p}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0} + \frac{S}{A_0 w_p}}$$

Notemos que GBP o el Gain Bandwidth Product es equivalente a $A_0 w_p$, y A_0 tiene un valor alto, por ello se puede aproximar la anterior expresión a:

$$\frac{1}{1 + \frac{S}{GBP}}$$

Siempre que $1 \gg \frac{S}{GBP}$, podremos aproximar dicha expresión:

$$\frac{1}{1 + \frac{S}{GBP}} \approx 1$$

Obteniendo así una impedancia de entrada con una forma que se acerca a un inductor real:

$$Z_{in} = \frac{R_L(SC_g R_g + 1)}{SC_g R_L + 1}$$

Tomaremos dicha relación cuando $\frac{S}{GBP} \geq 10$, o equivalente a decir una diferencia de un orden de magnitud.

Caso contrario, nuestra impedancia no podrá aproximarse a un inductor y el comportamiento no será el esperado así que aquí se presenta una primera condición.

Como $Z_{in} = \frac{R_L(SC_g R_g + 1)}{SC_g R_L + 1}$, para obtener una expresión de la forma de un inductor, podremos establecer otra relación necesaria tal que:

$$1 \gg SC_g R_L$$

Cumpliendo dicha condición, nuestro inductor usando gyrator estará representado por:

$$Z_{in} = R_L(SC_g R_g + 1) \rightarrow Z_{in} = SC_g R_g R_L + R_L$$

Donde:

$$L = C_g R_g R_L$$

Como nota final de este comportamiento es importante ver que la relación $1 \gg SC_g R_L$, se cumplirá a bajas frecuencias, mayores o menores dependiendo de los componentes elegidos. Además de ello, el Gyrator para ser empleado como inductor en este caso deberá estar referenciado a tierra aunque en uno de los filtros a diseñar se lo implementará de tal manera que esté flotante. Luego se podrán observar las limitaciones tanto por los polos del amplificador operacional como por el rango de trabajo como inductor del gyrator propuesto.

Nuestro equivalente quedará representado por:

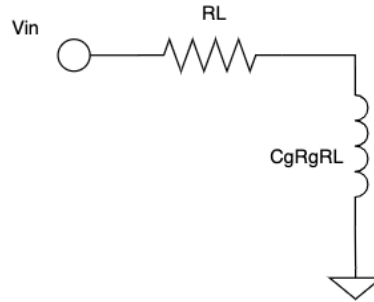


Figura 15: Equivalente de Inductor utilizando un Gyrator

2.0.4. Elección del amplificador operacional para el Gyrator

Para la implementación experimental del Gyrator y de los distintos filtros, se ha elegido el circuito integrado *TL084*, cuya hoja de datos se puede encontrar [aquí](#) por diferentes razones:

- Al momento de armar el PCB contaremos con 4 amplificadores operacionales en un solo circuito integrado, ideal para el diseño de 4 filtros con 1 gyrator cada uno.
- Slew-Rate típico de $13 \frac{V}{\mu s}$ lo cual nos permitirá trabajar experimentalmente en un amplio rango sin sufrir alinealidad en el comportamiento de los filtros.
- GBP típico de $3MHz$, por lo cual nuestra relación $1 \gg \frac{S}{GBP}$ se cumplirá para un gran rango de frecuencias.

2.1. Filtro Pasa-Bajos (Low-Pass)

Se procederá a realizar un filtro pasa-bajos de segundo orden clásico, tal que podemos ver la disposición de elementos en la siguiente figura:

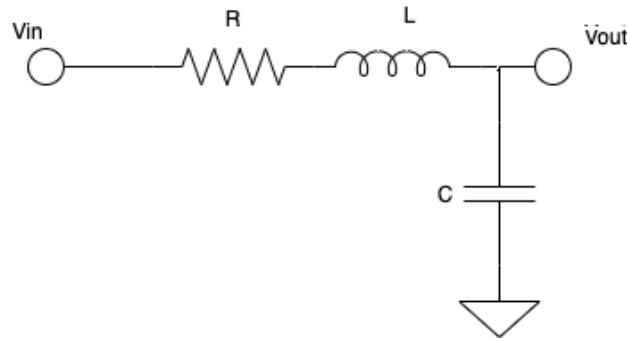


Figura 16: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden con elementos pasivos

Las especificaciones son las siguientes:

- E1: Ganancia mayor a -3 dB cuando $f < 5KHz$
- E2: Ganancia menor a -10 dB cuando $f > 17.5KHz$
- E3: Ganancia nunca superior a 0 dB
- E4: Ganancia unitaria en continua ($f \rightarrow \infty$)

En el dominio de Laplace podemos ver que la función de transferencia para este circuito está dada por:

$$H(S) = \frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)} = \frac{\frac{1}{SC}}{SL + R + \frac{1}{SC}} \rightarrow H(S) = \frac{1}{S^2LC + SCR + 1}$$

De allí podemos observar que $w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $Q = \frac{1}{2\xi}$ y $\xi = \frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}}$.

Por la condición E3, la ganancia nunca deberá superar a 0 dB entonces en otras palabras no se deben presentar sobrepicos en el circuito RLC. Sabiendo que los sobrepicos se presentarán en casos donde $\xi \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$, se tomarán valores que cumplan la relación:

$$\xi > \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Además de ello, para un circuito de segundo orden la pendiente de la recta que se presenta en la amplitud de la respuesta en frecuencia, de $H(S)$ es de $40 \frac{dB}{dec}$, más precisamente $-40 \frac{dB}{dec}$ en este caso.

Para establecer una relación y hallar una frecuencia de corte f_0 apropiada, sabiendo que en valores un poco anteriores a dicha frecuencia, la pendiente se empieza a notar, y tal que se cumplan los requisitos de la plantilla, E1 y E2, estableceremos una diferencia mínima de 10 dB entre $5KHz$ y $17.5KHz$, ya que la diferencia establecida por la plantilla es de por lo menos 7 dB (-3 dB a -10 dB) para dichas frecuencias y buscaremos la relación entre las dos frecuencias para que una vez establecida la f_0 , obtengamos el comportamiento deseado.

Si nos aseguramos que $f = 5KHz$ esté antes de la f_0 podremos asegurarnos que la ganancia allí será mayor a $-3dB$ y con una diferencia de $10dB$, en $f = 17.5KHz$, tendremos una ganancia que cumpla E3.

Sabiendo que en $\frac{1}{4}$ de década se representará una diferencia de 10 dB para dicha función transferencia, buscando obtener una relación entre ambas frecuencias según lo estipulado previamente y estableciendo la condición E2 ($f = 17.5KHz$) para obtener la relación:

$$\frac{1}{4} = \log_{10}\left(\frac{17.5KHz}{f_0}\right)$$

De esta manera, podremos estimar una f_0 tal que se cumpla la plantilla:

$$f_0 = \frac{17.5KHz}{1.7782} = 9.84KHz$$

Se esperará que antes de dicha frecuencia la ganancia esté por encima de los $-3dB$, por ende se cumplirá la condición E1. Por ello y para trabajar con frecuencias enteras, se utilizará una frecuencia un poco menor, $f_0 = 9KHz$ ya que con la diferencia establecida de 10 dB, usar una frecuencia menor, no afectará el comportamiento esperado según la plantilla y todavía nos encontraremos en los límites estipulados.

Por las relaciones expresadas previamente:

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Luego:

$$\frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}} > \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Como tenemos varias incógnitas, elegiremos el C a utilizar basándonos en los elementos disponibles, siendo para este caso, $C = 0.1\mu F$.

Por ello:

$$2\pi 9KHz = \frac{1}{\sqrt{L0.1\mu F}} \rightarrow L = 3.1271mH$$

Además:

$$\frac{R\sqrt{0.1\mu F}}{2\sqrt{3.1271mH}} > \frac{1}{\sqrt{2}} \rightarrow R > 249.76\Omega$$

Es importante notar que a medida que R aumenta nos encontraremos en una situación donde el circuito será cada vez más sobrearmortiguado, y por ello buscaremos utilizar un valor de R lo más cercano posible al calculado teóricamente, ya que de otra forma por el efecto de sobrearmortiguación, si éste llegase a ser lo suficientemente grande, podríamos no encontrarnos en los parámetros establecidos en la plantilla. Se utilizó entonces $R = 330\Omega$ ya que es el valor más cercano con el que se contaba.

R[Ω]	C[μF]	L[mH]
330	0.1	3.1271

Tabla 3: Valores de elementos para el filtro pasa-bajos con circuito RLC

Una vez obtenidos los valores nominales de los elementos, se buscó implementar dicho circuito pero utilizando el gyrator descrito previamente para reemplazar a la inductancia. Para ello, basándonos en las siguientes relaciones:

$$Z = SC_g R_g R_L + R_L$$

$$1 \gg sC_g R_L$$

Partiendo de la última expresión, se escogió:

$R_L[\Omega]$	$C_g[\mu F]$	$R_g[\Omega]$	$L_{eq}[mH]$
10	0.1	3300	3.3

Tabla 4: Valores de elementos para el Gyrator del filtro pasa-bajos

Notar que el valor escogido es tal que $C = C_g$ y R_L es pequeña en comparación a la R del circuito para no generar un sobreamortiguamiento adicional.

Se verifica a continuación el rango de frecuencias de trabajo para el gyrator como inductor:

$$1 \gg S(0.1\mu)(10) \rightarrow 1 \gg 2\pi f 10^{-6} \rightarrow f \ll 160KHz$$

Se procedió a simular el comportamiento del circuito RLC equivalente con los valores obtenidos de la implementación con el gyrator para observar si su comportamiento es el esperado y si con los valores equivalentes, nos encontraremos dentro de las especificaciones buscadas:

$R + R_L[\Omega]$	$C[\mu F]$	$L[mH]$
340	0.1	3.3

Tabla 5: Valores de elementos para RLC equivalente del filtro pasa-bajos

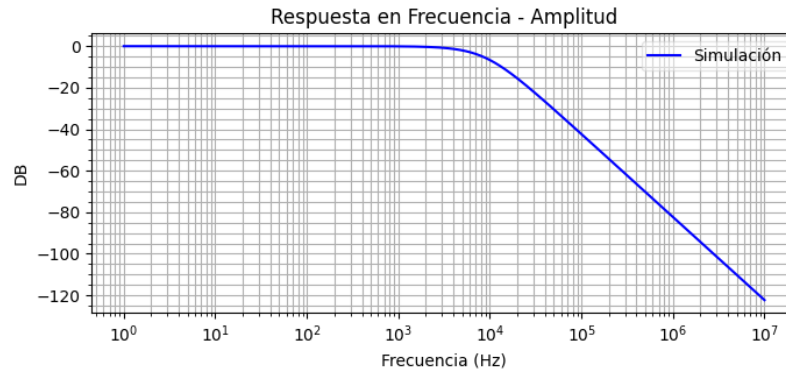


Figura 17: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

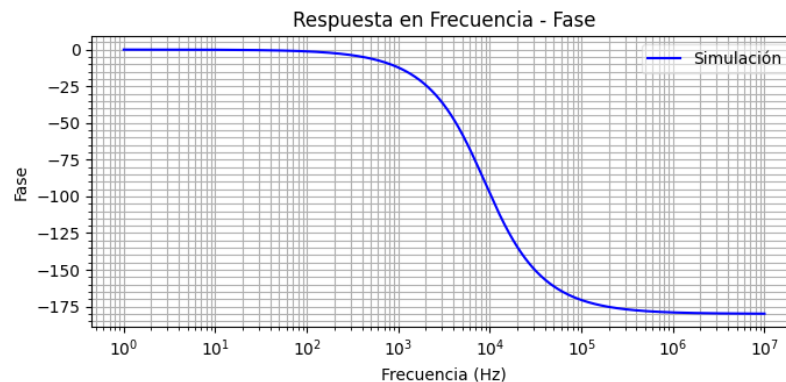


Figura 18: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Se pudo comprobar entonces que para el circuito equivalente con gyrator se cumple lo establecido en la plantilla. De la simulación se observó que en $f = 5.00007\text{KHz}$, la ganancia es de -1.904dB (cumpliéndose E1) y en $f = 17.503\text{KHz}$, es de -13.25dB (cumpliéndose E2).

Comprobado ello, se realizó la simulación utilizando ahora el amplificador operacional y los elementos pasivos del gyrator obtenidos anteriormente.

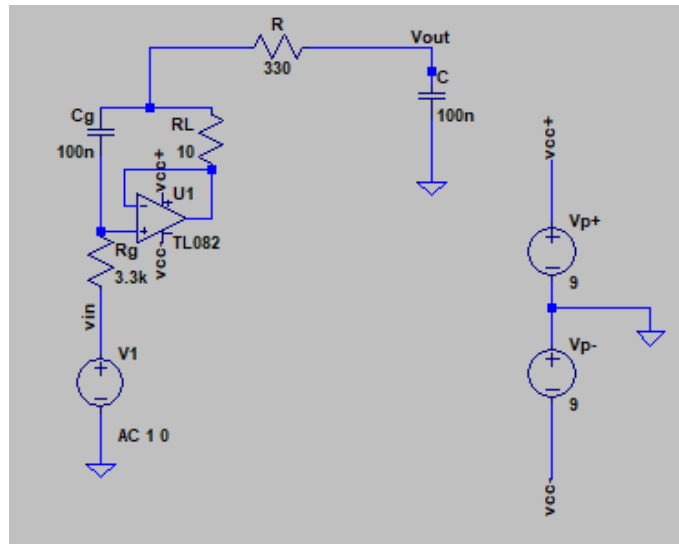


Figura 19: Circuito empleado para el filtro Pasa-Bajos - Simulación en LTSpice

Lo obtenido fue lo siguiente:

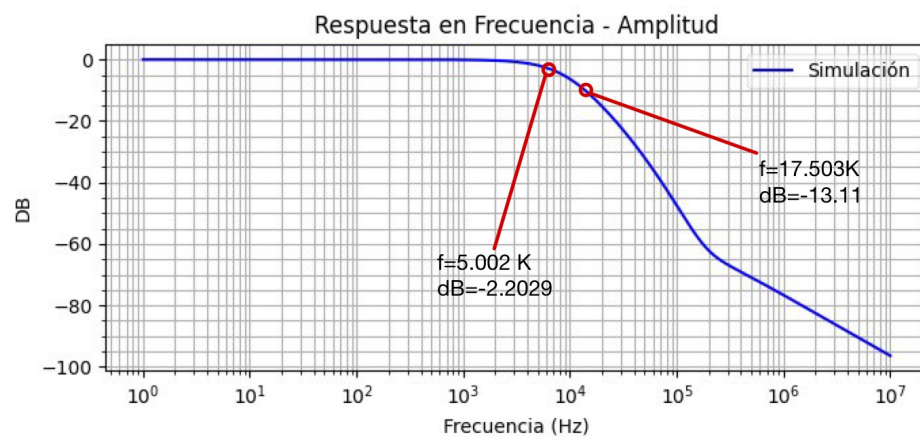


Figura 20: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

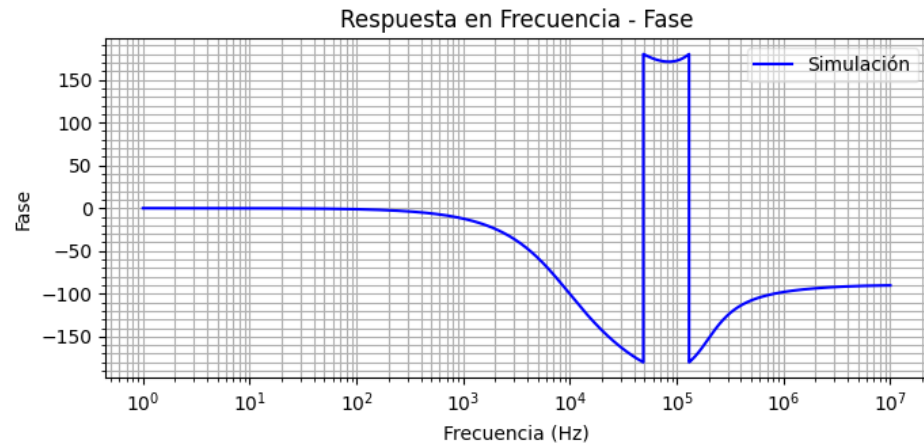


Figura 21: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Se puede comprobar aquí también que la plantilla se sigue cumpliendo obteniendo el filtro pasa-bajos con el comportamiento deseado.

Como punto final, se empleó el circuito diseñado en la *Digital Explorer Board*, y se midió la respuesta en frecuencia:

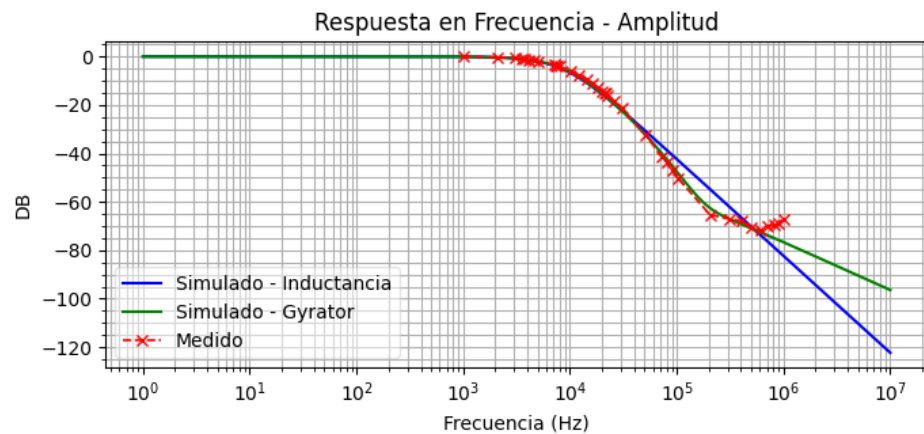


Figura 22: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

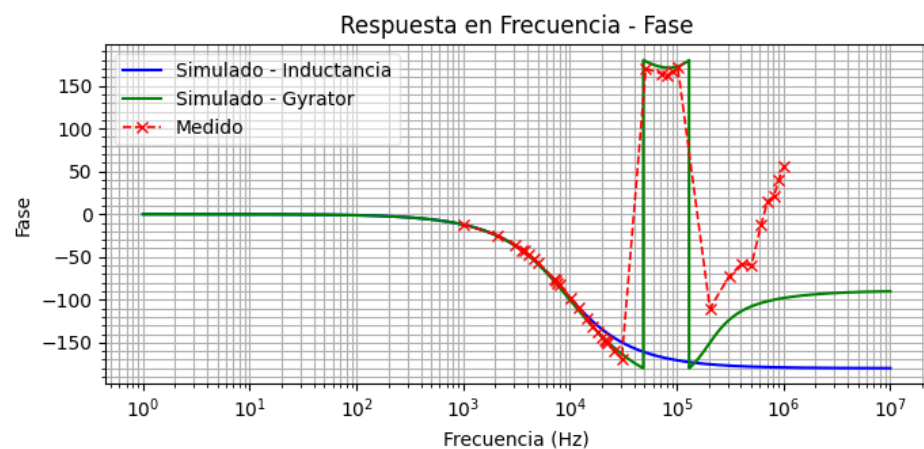


Figura 23: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

De las mediciones podemos observar que ellas coinciden notablemente con la simulación realizada utilizando el Gy-

rator. Se destaca que únicamente para este filtro, el gyrator no fue referenciado a tierra, por lo cuál su comportamiento es diferente y se puede observar tanto en la simulación como en las mediciones que se agrega un cero al circuito, donde podemos notar ello en el cambio de pendiente en la amplitud aproximadamente en los 200KHz .

En la fase de la respuesta en frecuencia se puede ver un desfase que abruptamente cambia de -180° a 180° y se ve el efecto del cero del circuito donde el desfase luego del cambio abrupto se establece en -90° .

Además de lo mencionado precedentemente, el filtro se comporta como tal en determinado rango de frecuencias, ello atado al comportamiento del amplificador operacional empleado y al rango de frecuencias donde el gyrator se comporta como inductancia. Ello se puede observar en frecuencias aproximadas a 100KHz , lo cual se verificó con la condición establecida de $f \ll 160\text{KHz}$.

Lo más importante de dicho filtro es analizar si se establece dentro de los valores asignados en la plantilla. Gráficamente, se puede observar que en 5KHz , la ganancia es de -1.89dB y en 17.5KHz de -12.153dB , hallándonos dentro de las especificaciones requeridas.

2.2. Filtro Pasa-Altos (High-Pass)

Se realizó un filtro pasa-altos de segundo orden clásico, tal que podemos ver la disposición de elementos para el mismo en la siguiente figura:

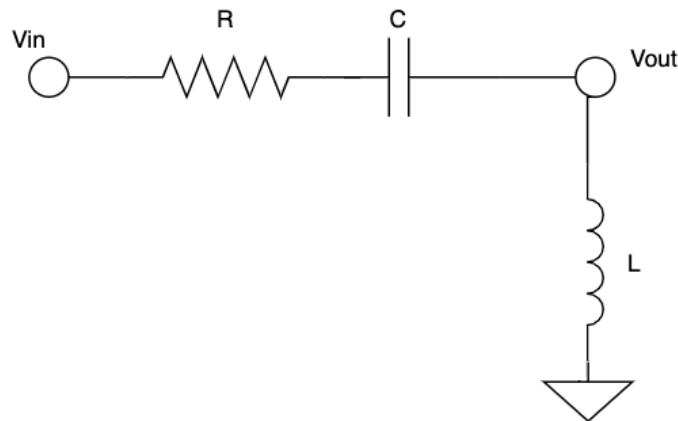


Figura 24: Circuito Pasa-Altos de segundo orden

Las especificaciones para esta experiencia son las siguientes:

- E1: Ganancia mayor a -3 dB cuando $f > 21\text{KHz}$
- E2: Ganancia menor a -10 dB cuando $f < 6\text{KHz}$
- E3: Ganancia nunca superior a 0 dB
- E4: Ganancia unitaria en continua ($f \rightarrow \infty$)

En el dominio de Laplace podemos ver que la función de transferencia para este circuito está dada por:

$$H(S) = \frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)} = \frac{SL}{SL + R + \frac{1}{SC}} \rightarrow H(S) = \frac{S^2 LC}{S^2 LC + SRC + 1}$$

Aquí también podemos observar que $w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $Q = \frac{1}{2\xi}$ y $\xi = \frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}}$.

Como la ganancia nuevamente nunca deberá superar a 0 dB no se deberán presentar sobrepicos en este circuito. Sabiendo que los sobrepicos se presentarán también aquí en casos donde $\xi \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$, se tomarán valores que cumplan la relación:

$$\xi > \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Se realizará el mismo análisis que para el circuito pasa-bajos, donde para establecer una relación y hallar una frecuencia de corte f_0 apropiada, tal que se cumplan los requisitos de esta plantilla, estableceremos una diferencia mínima de 10 dB entre 21KHz y 6KHz , ya que la diferencia establecida por la plantilla, E1 y E2, es de por lo menos 7 dB (-3 dB a -10 dB).

Mediante dicha relación, entonces sabiendo que en $\frac{1}{4}$ de década se obtendrá una diferencia de 10 dB y tomando como referencia la f de E1:

$$\frac{1}{4} = \log_{10}\left(\frac{21KHz}{f_0}\right)$$

También podremos estimar una f_0 tal que se cumpla la plantilla:

$$f_0 = \frac{21KHz}{1.7782} = 11.80KHz$$

Se utilizará una frecuencia un poco menor, $f_0 = 11KHz$ ya que con la diferencia establecida de 10 dB, usar una frecuencia menor, no afectará el comportamiento esperado según la plantilla.

Por las relaciones expresadas previamente:

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Luego:

$$\frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}} > \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Tomando nuevamente C a utilizar como $C = 0.1\mu F$:

$$2\pi 11KHz = \frac{1}{\sqrt{L0.1\mu F}} \rightarrow L = 2.0934mH$$

Además:

$$\frac{R\sqrt{0.1\mu F}}{2\sqrt{2.0934mH}} > \frac{1}{\sqrt{2}} \rightarrow R > 204.58\Omega$$

Otra vez a medida que R aumenta nos encontraremos en una situación donde el circuito será cada vez más sobreamortiguado, obteniendo efectos no contemplados en los cálculos precedentes. Por ello se utilizó un valor de $R = 220\Omega$ ya que es el valor más cercano con el que se contaba.

R[Ω]	C[μF]	L[mH]
220	0.1	2.0934

Tabla 6: Valores de elementos para el filtro pasa-altos con circuito RLC

Para implementar dicho circuito pero utilizando el gyrator descrito previamente para reemplazar a la inductancia y teniendo las relaciones descriptas anteriormente:

$$Z = sC_g R_g R_L + R_L$$

$$1 \gg sC_g R_L$$

Para este filtro se escogió el mismo valor de C_g que en el caso anterior y también de R_L ya que no agrega un sobreamortiguamiento adicional notable al comportamiento del circuito:

R_L [Ω]	C_g [μF]	R_g [Ω]	L_{eq} [mH]
10	0.1	2200	2.2

Tabla 7: Valores de elementos para el Gyrator del filtro pasa-altos

El rango de trabajo ideal del "inductor" al haber elegido los mismos valores de R_L y C_g es igual al filtro anterior.

$$f \ll 160KHz$$

Se procedió a simular el comportamiento del circuito RLC equivalente con el gyrator implementado para observar si su comportamiento es el esperado:

$R + R_L [\Omega]$	$C [\mu F]$	$L [mH]$
230	0.1	2.2

Tabla 8: Valores de elementos para RLC equivalente del filtro pasa-altos

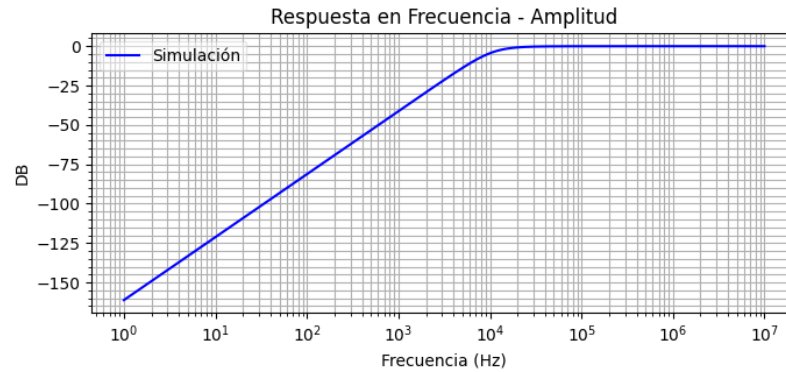


Figura 25: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

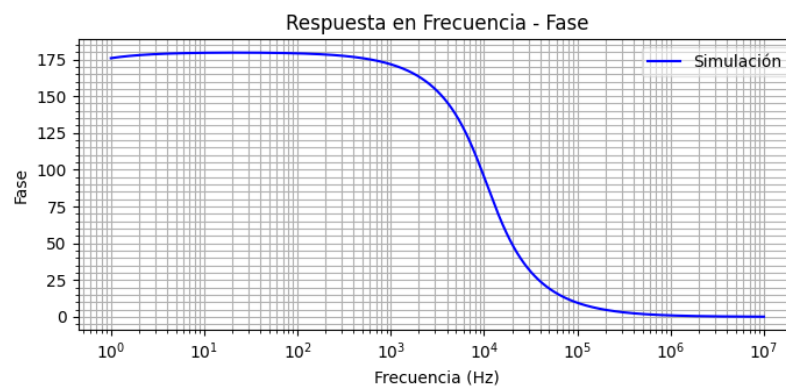


Figura 26: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Para el circuito equivalente con gyrator se cumple lo establecido en la plantilla. De la simulación se observó que en $f = 6.00007 KHz$, la ganancia es de $-10.97 dB$ y en $f = 21.003 KHz$, es de $-0.6955 dB$. Tampoco se observan sobre-picos.

Luego, se realizó la simulación utilizando el gyrator en lugar del inductor:

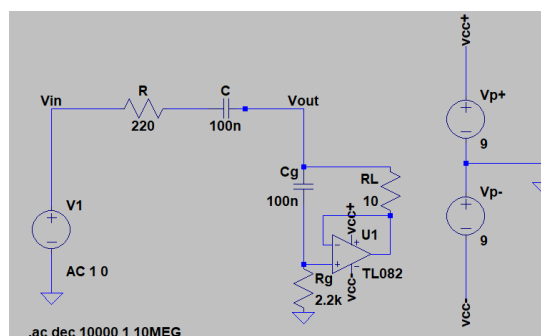


Figura 27: Circuito empleado para el filtro Pasa-Altos - Simulación en LTSpice

Lo obtenido fue lo siguiente:

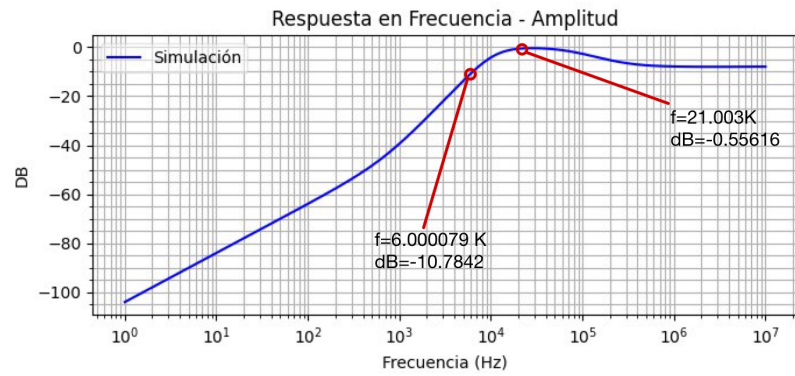


Figura 28: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

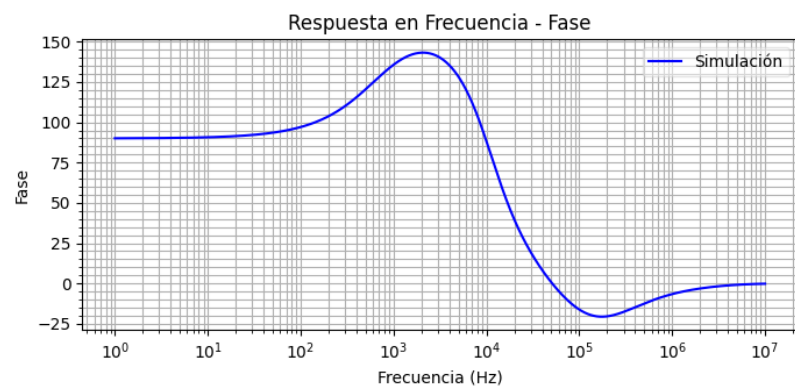


Figura 29: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Se puede comprobar aquí también que la plantilla se sigue cumpliendo obteniendo el filtro pasa-altos buscado. Para la contrastación empírica, se midió la respuesta en frecuencia utilizando la *Electronics Explorer Board*:

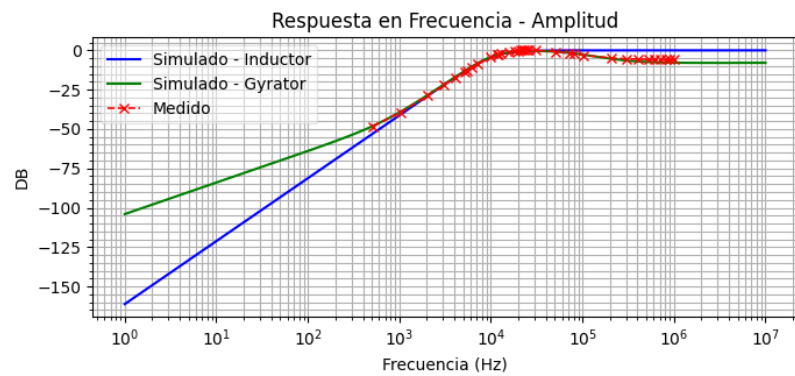


Figura 30: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

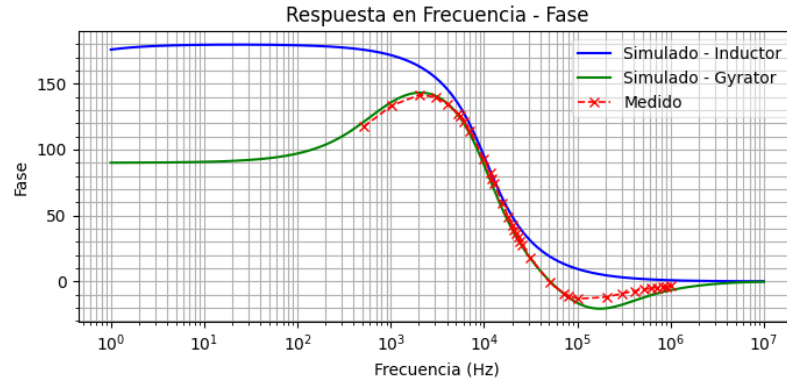


Figura 31: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Nuevamente podemos ver que el modelo simulado con Gyrator y el medido coinciden en gran medida. De un modelo ideal, donde se utiliza un inductor en lugar de un gyrator, hay algunas diferencias al igual que en el filtro anterior y ellas son propias de la introducción del gyrator utilizando el amplificador operacional.

En primer lugar, cuando $f \rightarrow \infty$, la ganancia no es unitaria ya que se puede observar que aproximadamente 50KHz la respuesta en frecuencia para la amplitud de un circuito RLC equivalente y el implementado realmente, varían. Para una implementación con el gyrator utilizado, no será posible mantener la condición E1 para $f > 50\text{KHz}$.

Más allá de ello, se pudo comprobar que el circuito cumplió con E1 y E2 ya que lo observado fue para $f = 6\text{KHz}$, una ganancia de -11.15dB y para $f = 21\text{KHz}$, de -0.0663

Se observa el efecto de un cero en el circuito y un polo adicional también ya que en la respuesta en frecuencia para la fase, se encuentra un cambio que no logra compensarse como si hubiese únicamente la existencia de un cero en f aproximadamente en 100KHz . Este efecto es introducido claramente por el amplificador operacional empleado, ya que como se demostró en la relación anterior, para determinada frecuencia el comportamiento del gyrator no es el de un inductor ideal.

2.3. Filtro Rechaza-Banda (Band-Rejection)

Se procederá a realizar un circuito rechaza-banda de segundo orden clásico, tal que podemos ver la disposición de elementos en la siguiente figura:

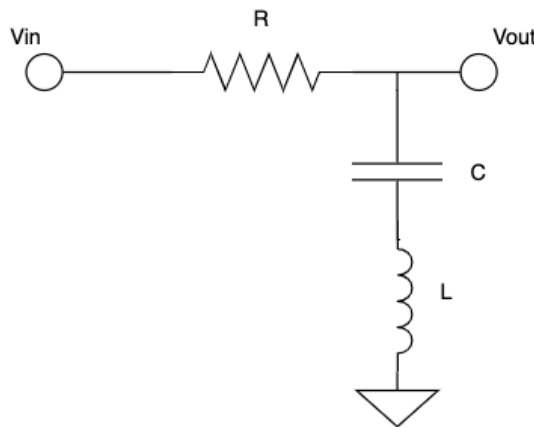


Figura 32: Circuito Rechaza-Banda de segundo orden

La única especificación en este caso es:

- E1: $f_c = 6\text{KHz}$

En el dominio de Laplace podemos observar que la función de transferencia para este circuito es:

$$H(S) = \frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)} = \frac{SL + \frac{1}{SC}}{SL + R + \frac{1}{SC}} \rightarrow H(S) = \frac{S^2LC + 1}{S^2LC + SRC + 1}$$

Podemos ver que aquí también $w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, y por ello:

$$2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow 2\pi 6KHz = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Mantendremos una consistencia en el capacitor utilizado, eligiendo nuevamente $C = 0.1\mu F$, entonces:

$$L = 7.036mH$$

Para este caso, optaremos por obtener un circuito críticamente amortiguado o cercano a él, por ello utilizando la relación que también aplica a este filtro:

$$\xi = \frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \rightarrow R = 375.06$$

El valor comercial más cercano con el que contamos es 560Ω por lo que observaremos un comportamiento sobre-amortiguado aunque aquí no tendrá mucha importancia ya que no se especificaron parámetros adicionales más que E1.

R[Ω]	C[μF]	L[mH]
560	0.1	7.036

Tabla 9: Valores de elementos para el filtro rechaza-banda con circuito RLC

Al analizar el comportamiento del inductor mediante Gyrator, se obtuvieron los siguientes valores:

$R_L[\Omega]$	$C_g[\mu F]$	$R_g[\Omega]$	$L_{eq}[mH]$
10	0.1	6800	6.8

Tabla 10: Valores de elementos para el Gyrator del filtro rechaza-banda

Cuyo rango de trabajo se dará también siempre y cuando:

$$f \ll 160KHz$$

Se procedió a simular el comportamiento del circuito RLC equivalente para observar su comportamiento:

$R + R_L[\Omega]$	$C[\mu F]$	$L[mH]$
570	0.1	6.8

Tabla 11: Valores de elementos para RLC equivalente del filtro rechaza-banda

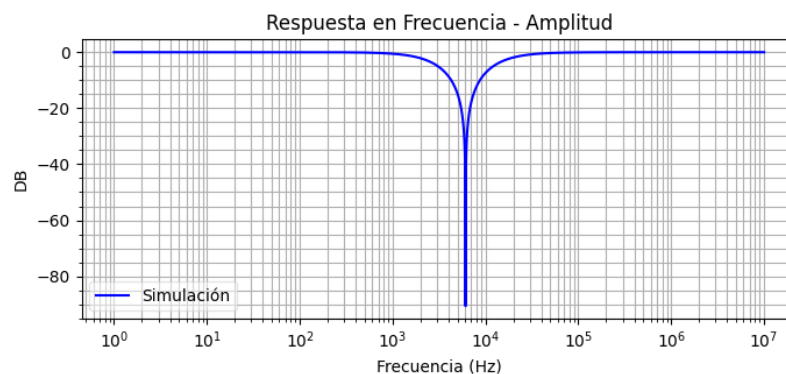


Figura 33: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

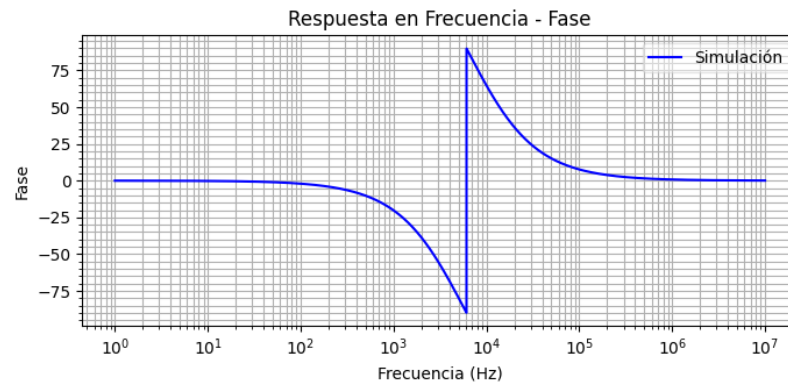


Figura 34: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Se comprobó que para el circuito equivalente con gyrator se cumple lo establecido en la plantilla. De la simulación se observó que en $f_c = 6.1031 \text{ KHz}$, donde la ganancia es de -90.64 dB .

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del filtro, se realizó la simulación pertinente al circuito con el gyrator:

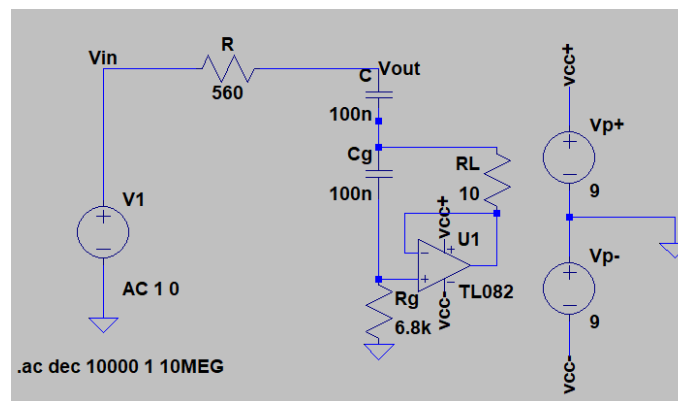


Figura 35: Circuito empleado para el filtro Rechaza-Banda - Simulación en LTSpice

Lo obtenido fue lo siguiente:

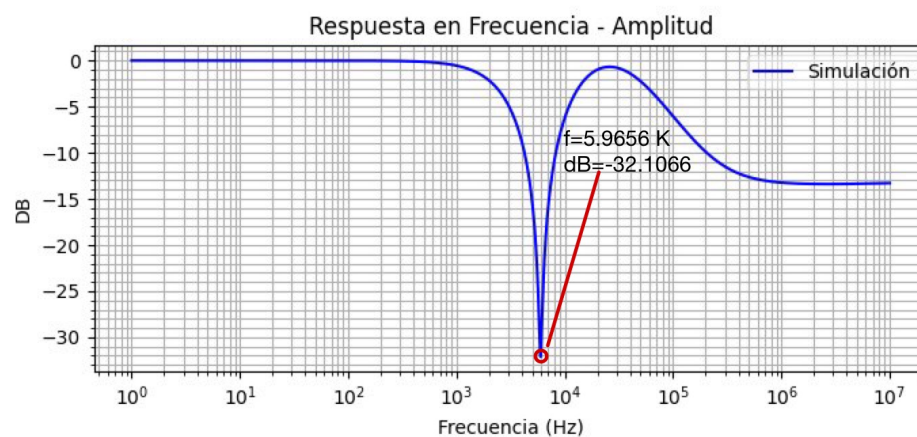


Figura 36: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

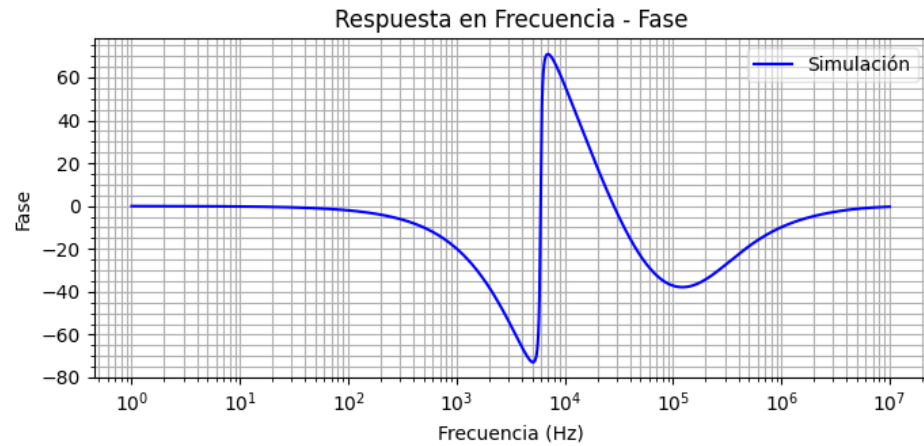


Figura 37: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Se puede comprobar aquí también que la plantilla se sigue cumpliendo obteniendo el filtro rechaza-banda solicitado. Se procedió a armar el circuito en la *Electronics Explorer Board*, para medir la respuesta en frecuencia del filtro:

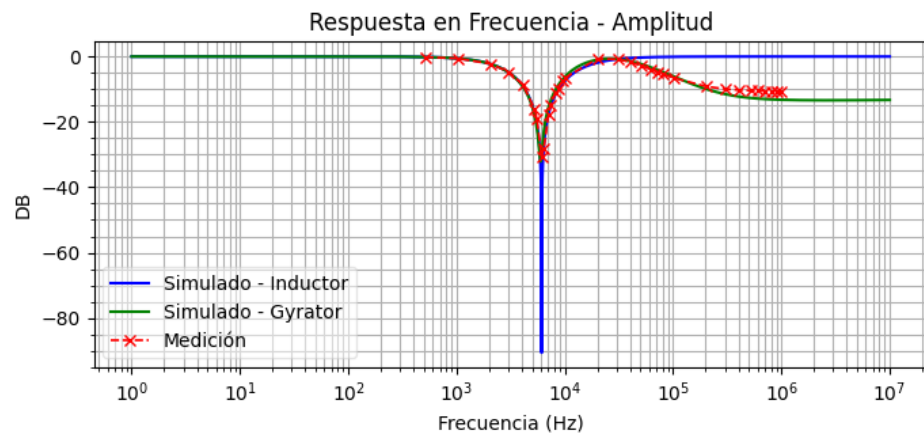


Figura 38: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

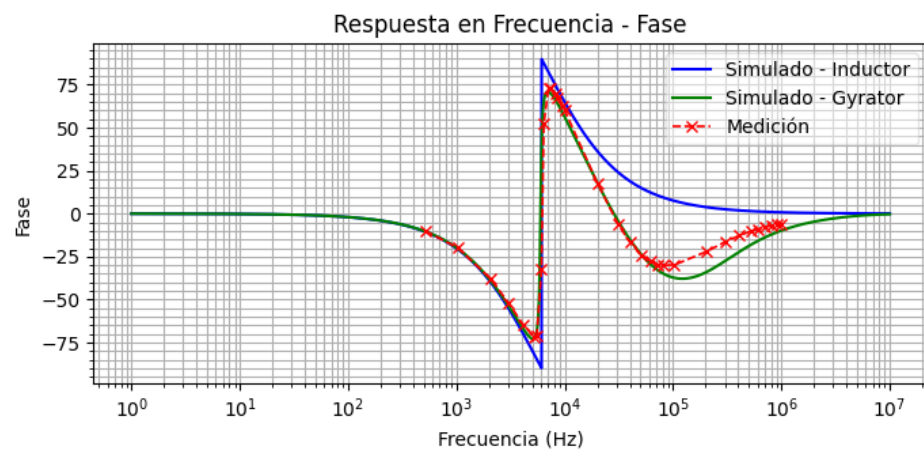


Figura 39: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

2.4. Filtro Pasa-Banda (Band-Pass)

Realizaremos como último filtro, un pasa-banda de segundo orden clásico, con los siguientes elementos:

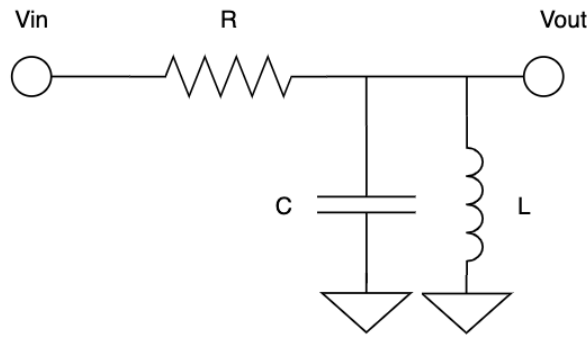


Figura 40: Circuito Pasa-Altos de segundo orden

La única especificación en este caso es:

- E1: $f_c = 10KHz$

Nuevamente utilizando la transformada de Laplace obtenemos la función de transferencia para el último filtro a diseñar:

$$H(S) = \frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)} = \frac{\frac{1}{sC} \parallel SL}{\frac{1}{sC} \parallel SL + R} \rightarrow H(S) = \frac{S \frac{L}{R}}{S^2 LC + S \frac{L}{R} + 1}$$

Como en los filtros analizados anteriormente, la frecuencia de corte será $w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, por lo tanto:

$$2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow 2\pi 10KHz = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

En todos los filtros optamos por $C = 0.1\mu F$. El mismo será empleado aquí también, por lo que nuestra inductancia será:

$$L = 2.533mH$$

También al buscar un circuito críticamente amortiguado:

$$\xi = \frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \rightarrow R = 225.04$$

El valor que utilizaremos entonces es 220Ω por lo que observaremos un comportamiento apenas subamortiguado. Nuevamente no es un factor que nos afecte en el diseño del filtro, ya que la única condición establecida es la frecuencia de corte.

$R[\Omega]$	$C[\mu F]$	$L[mH]$
220	0.1	2.533

Tabla 12: Valores de elementos para el filtro pasa-banda con circuito RLC

Para el gyrator, se escogieron los siguientes elementos:

$R_L[\Omega]$	$C_g[\mu F]$	$R_g[\Omega]$	$L_{eq}[mH]$
10	0.1	2700	2.7

Tabla 13: Valores de elementos para el Gyrator del filtro pasa-banda

El rango de trabajo del inductor con gyrator es el mismo que para los tres filtros anteriores ($f < 160KHz$). Se simuló el comportamiento del circuito RLC equivalente para verificar el correcto funcionamiento del filtro.

$R + R_L [\Omega]$	$C [\mu F]$	$L [mH]$
230	0.1	2.7

Tabla 14: Valores de elementos para RLC equivalente del filtro pasa-bandas

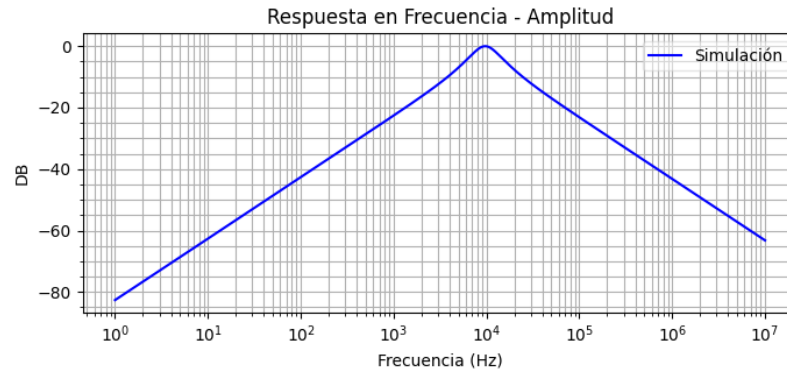


Figura 41: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

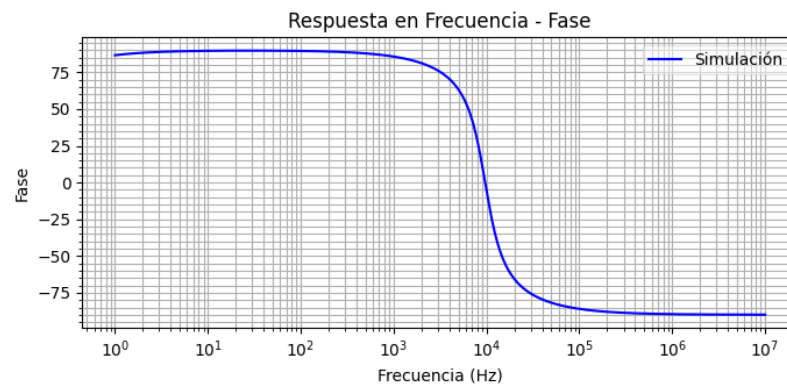


Figura 42: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

A simple vista se puede observar que la frecuencia de corte es muy cercana a los 10 KHz .

Se realizó la simulación utilizando ahora el amplificador operacional y los elementos pasivos del gyrator obtenidos anteriormente.

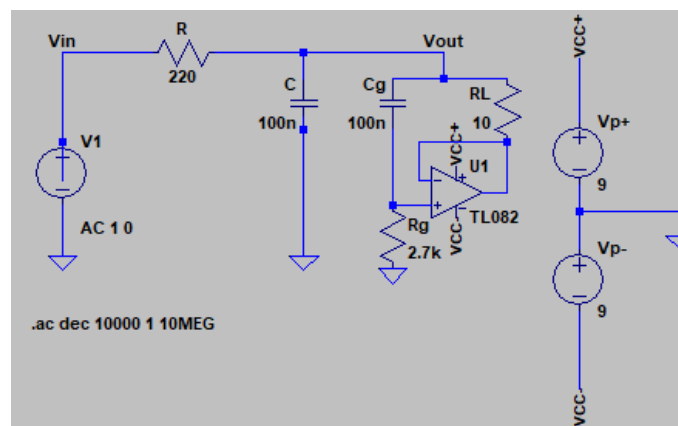


Figura 43: Circuito empleado para el filtro Pasa-Bandas - Simulación en LTSpice

Lo obtenido fue lo siguiente:

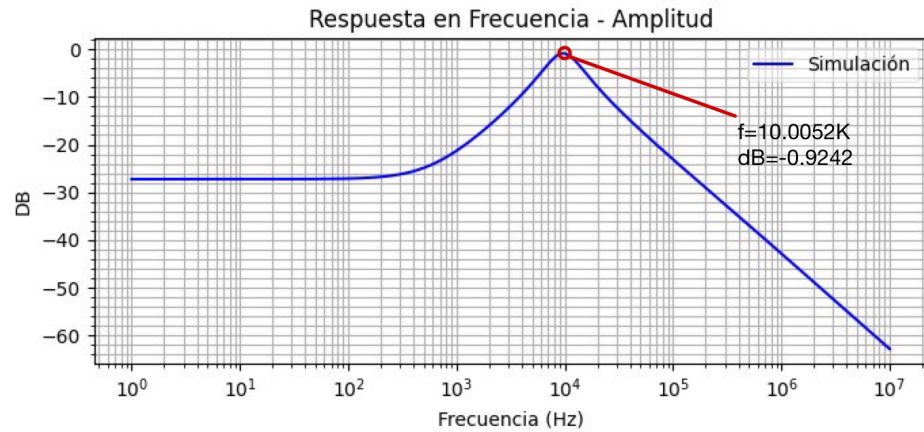


Figura 44: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

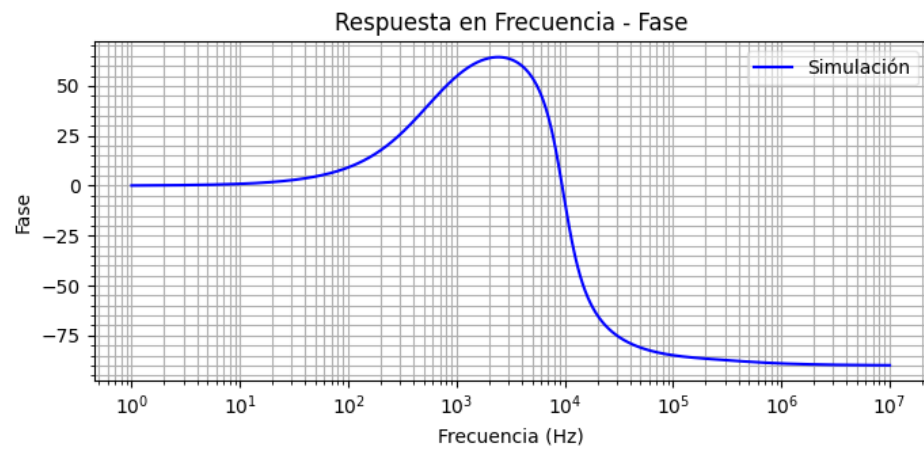


Figura 45: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Se puede comprobar aquí también que la plantilla se sigue cumpliendo obteniendo el filtro pasa-banda buscado. Se procedió a armar el circuito en la *Electronics Explorer Board*, para medir la respuesta en frecuencia:

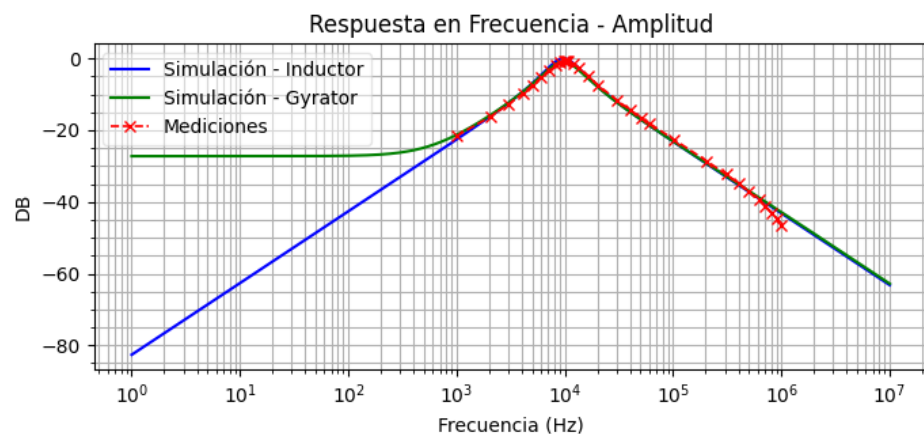


Figura 46: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

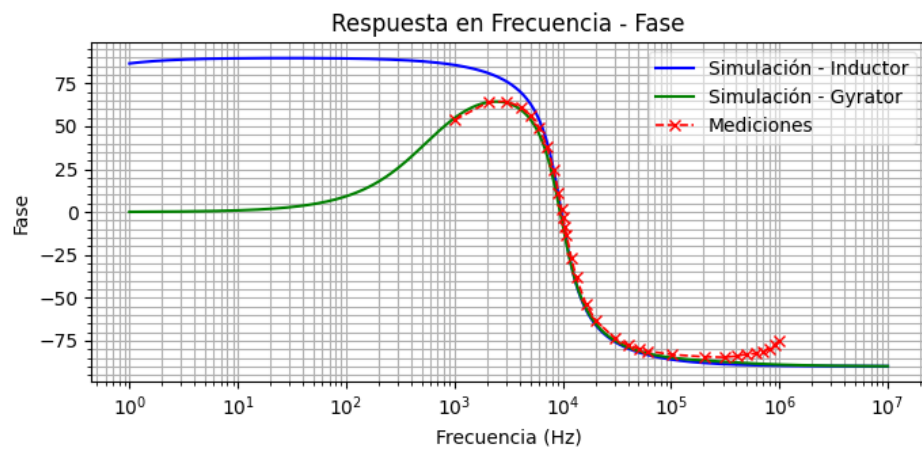
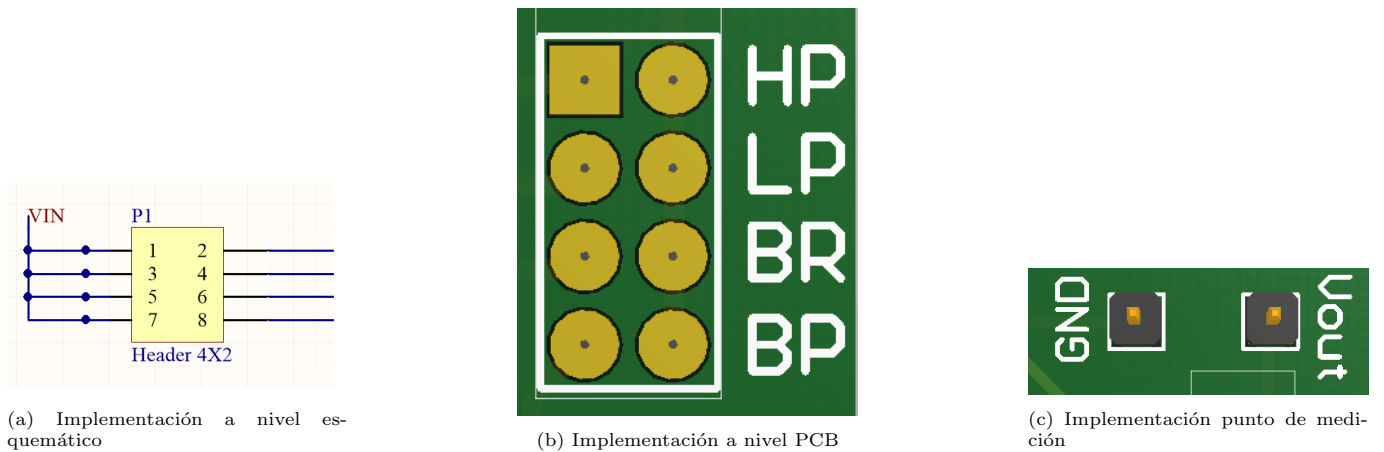


Figura 47: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

2.5. Implementación

En esta sección se plantean las consideraciones de diseño llevadas a cabo para implementar los circuitos presentados anteriormente en un PCB. Lamentablemente, dadas las condiciones presentes no se puede implementar físicamente lo expuesto pero se toman todos los recaudos necesarios para lograr un diseño fidedigno a una implementación real.

La cátedra plantea la condición de que es necesario implementar el diseño de los filtros usando un sólo circuito integrado, por ende, se decide utilizar el *TL084CN* fabricado por *Texas Instruments*, encapsulado que cuenta con cuatro amplificadores operacionales en su interior. A su vez, de lo anterior se desprende que habrá que implementar nuestro diseño en el mismo PCB. Consecuentemente, los cuatro filtros solicitados, *Band Pass*, *Band Reject*, *Low Pass* y *High Pass*, requieren un filtro de segundo orden RLC para cumplir con las especificaciones, utilizando un *girator* cada uno para simular una inductancia. Para implementar el anterior dispositivo se utiliza el circuito presentado anteriormente en las simulaciones.

2.5.1. Consideraciones de diseño

Dado que cada filtro requiere un amplificador operacional y que los valores de inductancia simulados con el girator son distintos para cada implementación, se considera que lo óptimo es asignar un amplificador operacional a cada filtro, de manera de tener cuatro circuitos implementados en la misma placa pero que no comparten componentes. De esta manera, se minimiza la posibilidad de errores o de incompatibilidades.

Por otro lado, en vista de un uso óptimo, se procede a aislar los cuatro circuitos para poder usarlos de manera independiente. Esto se logra implementando tanto pines a la entrada como a la salida del PCB, los cuales son la conexión eléctrica de entrada y de salida de cada filtro. Se utiliza un *header 4x2* en el esquemático que representa las tiras de pares de pines con las conexiones posibles. Para utilizar un filtro es necesario cerrar la conexión eléctricamente entre los dos pines utilizando un *jumper*. Este procedimiento se debe realizar tanto a la entrada como a la salida de cada filtro. Por otro lado, en las proximidades de las conexiones de salida se colocaron dos pines, conectados a la señal de salida y tierra, de manera tal de colocar de manera sencilla y práctica la punta del osciloscopio para medir.

La limitación que nos plantea este diseño es la imposibilidad de medir más de un filtro a la vez. A nivel lógico lo implementado responde al siguiente esquema:

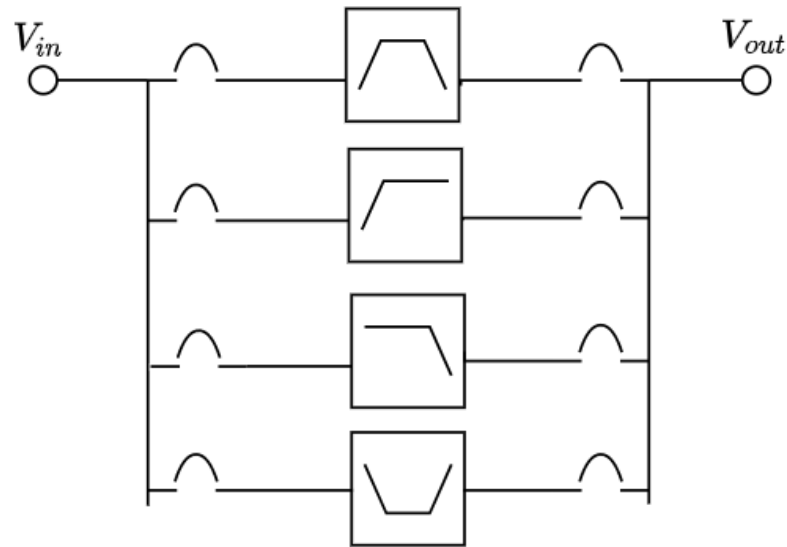


Figura 49: Diagrama de Bloques lógico

La implementación final del PCB se presenta a continuación.

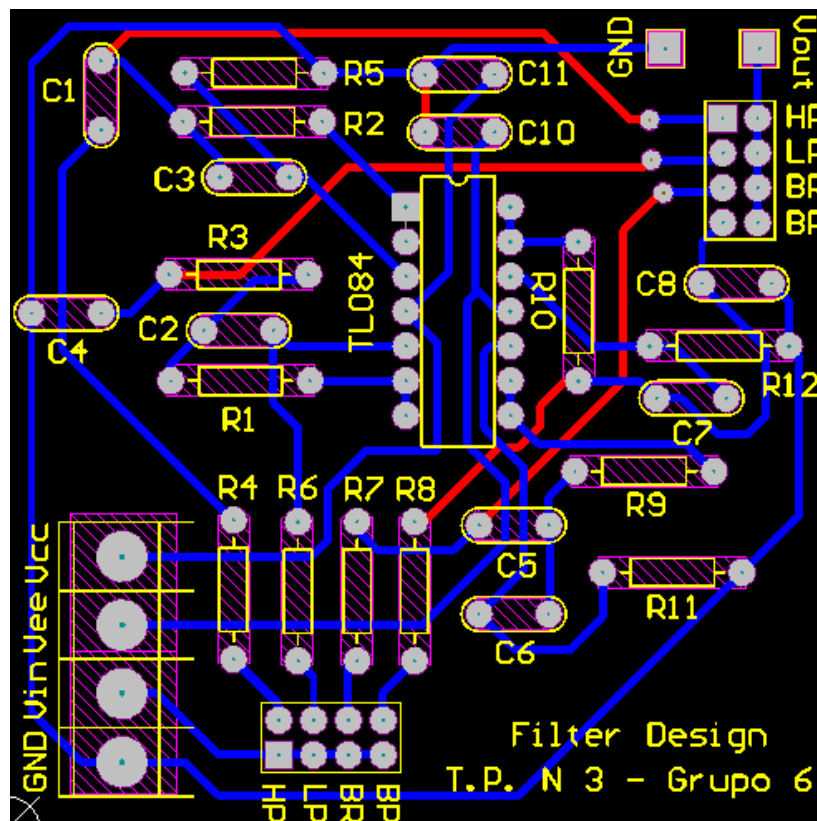


Figura 50: Vista del PCB a nivel conexionado

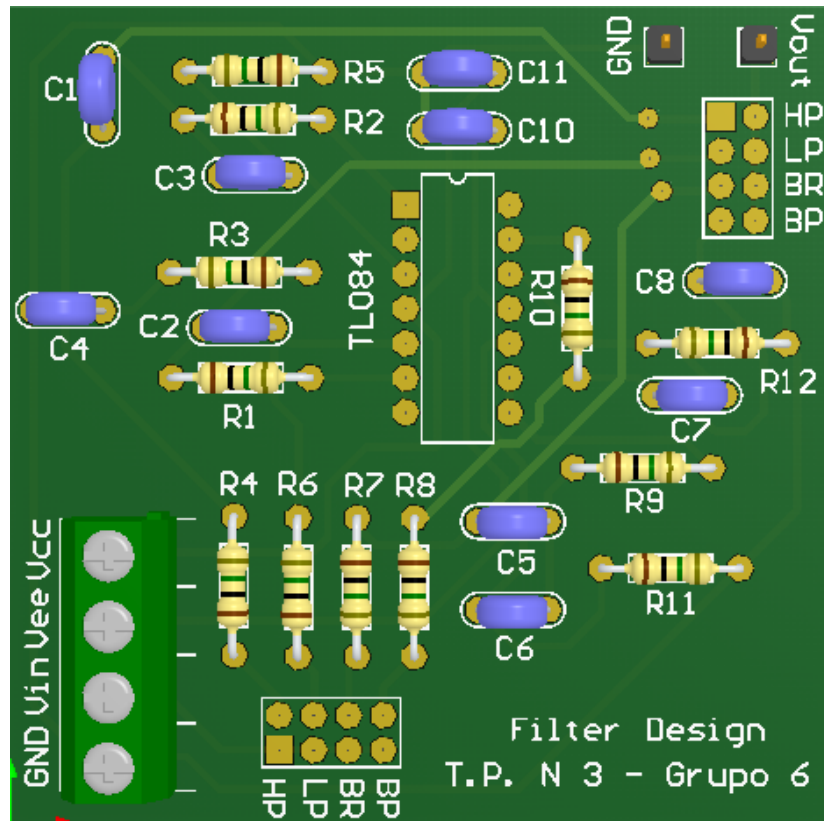


Figura 51: Vista 3D del PCB

La única consideración a realizar es que se omitió la utilización de agujeros de sujeción para colocar tamescos a la placa. Se decidió omitirlos para poder presentar el diseño de manera más clara y tener más espacio para pistas. Sin embargo, en una implementación real es indispensable tenerlos en consideración por comodidad y para una correcta manipulación del PCB.

3. Amplificador de Instrumentación

3.1. Amplificador de Instrumentación

4. Control de Tonos y Ecualizador de Fase

4.1. Ecualizador de Fase

En esta sección del informe se procederá a analizar un ecualizador de fase y control de tonos, cuyo circuito se presenta a continuación en la figura [??].



Figura 52: Circuito Ecualizador de Fase

4.2. Análisis matemático

A continuación, se presenta el desarrollo matemático pertinente para obtener la función transferencia del circuito planteado por la cátedra.

Para analizar el circuito propuesto, se optó por reemplazar el potenciómetro R_2 por dos resistencias las cuales llamaremos R_{21} y R_{22} , relacionadas por un coeficiente L . De esta forma será más fácil poder resolver el circuito propuesto, entonces definimos:

$$R_{21} = R_2 L \quad (9)$$

$$R_{22} = R_2 (1 - L) \quad (10)$$

Las relaciones entre ambas resistencias se plantean a continuación:

$$R_{21} + R_{22} = R_2 L + R_2 (1 - L) = R_2 \quad (11)$$

$$R_{21} R_{22} = R_2 L R_2 (1 - L) = R_2^2 (L - L^2) \quad (12)$$

Usaremos las ecuaciones planteadas en [??] y [??] para simplificar las ecuaciones de la transferencia más adelante.

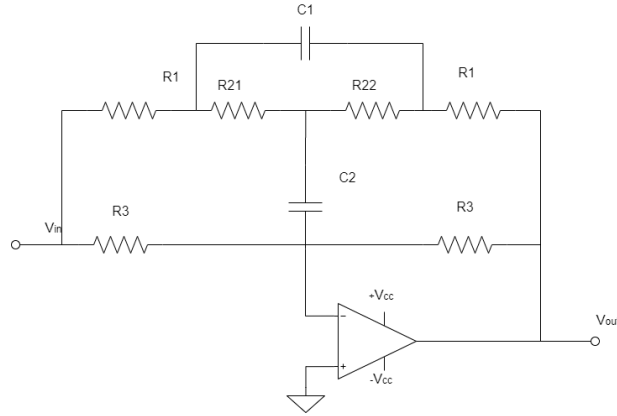


Figura 53: Modelo matemático

Para simplificar el circuito se procedió a aplicar las transformaciones de Kenelly en dos oportunidades. Primero, se procedió a una conversión triángulo-estrella para luego utilizar su contraparte estrella-triángulo. Este procedimiento se muestra en las figuras [??] y [??].

Para el primer reemplazo se usaron las siguientes ecuaciones:

$$Z_{AB} = \frac{1}{sC_1}$$

$$Z_{BC} = R_{22}$$

$$Z_{CA} = R_{21}$$

Considerando,

$$Z_{eq} = Z_{AB} + Z_{BC} + Z_{CA}$$

Se procede a realizar la primera transformación de Kenelly. Obteniéndose:

$$Z_A = \frac{Z_{AB} + Z_{CA}}{Z_{eq}} \quad (13)$$

$$Z_B = \frac{Z_{AB} + Z_{BC}}{Z_{eq}} \quad (14)$$

$$Z_C = \frac{Z_{BC} + Z_{CA}}{Z_{eq}} \quad (15)$$

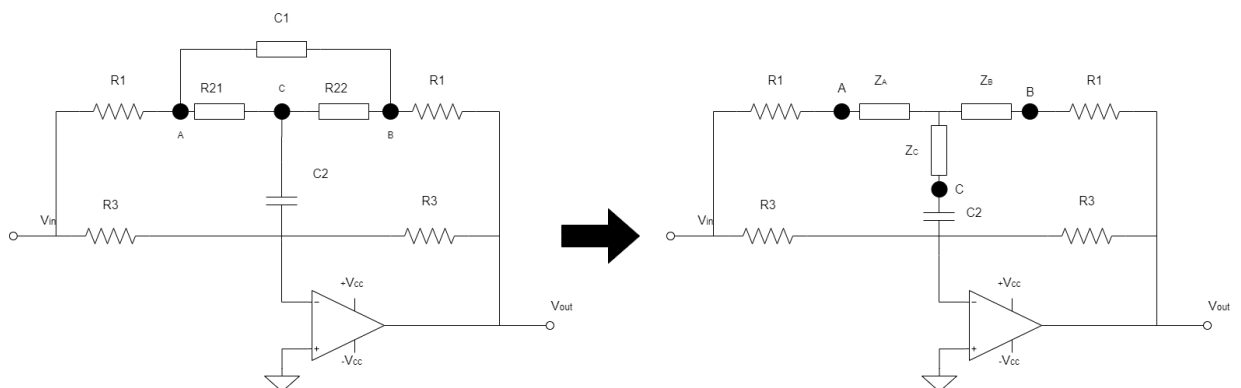


Figura 54: 1° Reemplazo - Transformación estrella a triángulo

Para el segundo reemplazo, se reagrupan las impedancias de la siguiente manera:

$$Z_{A'} = R_1 + Z_A \quad (16)$$

$$Z_{B'} = R_1 + Z_B \quad (17)$$

$$Z_{C'} = \frac{1}{sC_2} + Z_C \quad (18)$$

Se hacen las siguientes consideraciones:

$$Z_{eq'} = Z_{A'} + Z_{B'} + Z_{C'}$$

Consecuentemente, se realiza la segunda transformación de Kenelly, pasando de un modelo estrella un triángulo. Obteniéndose las siguientes expresiones:

$$Z_{A'B'} = \frac{Z_{eq'}}{Z_{C'}} \quad (19)$$

$$Z_{B'C'} = \frac{Z_{eq'}}{Z_{A'}} \quad (20)$$

$$Z_{C'A'} = \frac{Z_{eq'}}{Z_{B'}} \quad (21)$$

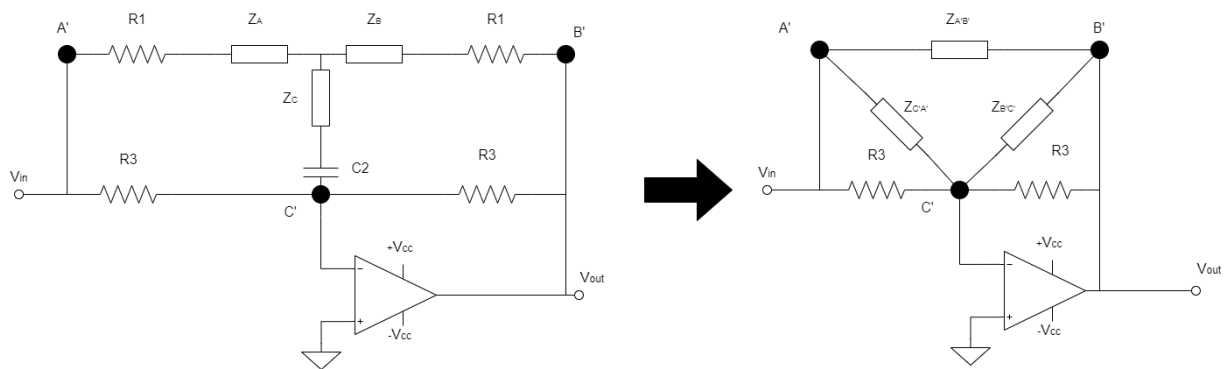


Figura 55: 2° Reemplazo - Transformación estrella a triángulo

Por último, simplificamos las impedancias que estaban en paralelo obteniendo un circuito de 3 impedancias, representado por la figura [??], mucho más simple de resolver.

$$Z_1 = Z_{C'A'} // R_3 \quad (22)$$

$$Z_2 = Z_{B'C'} // R_3 \quad (23)$$

$$Z_3 = Z_{A'B'} // R_3 \quad (24)$$

Debido al gran trabajo de cálculo requerido se decidió utilizar un programa matemático para asistirnos en el despeje de ecuaciones. El programa utilizado fue Matlab, del cual se desprenden las siguientes ecuaciones:

$$Z_1 = \frac{R_3(\alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3)}{s^2(\alpha_1 + C_1 C_2 R_1 R_3 R_{21} + C_1 C_2 R_1 R_3 R_{22}) + s(\alpha_2 + R_1 R_3 C_2 + R_{22} R_3 C_2) + \alpha_3} \quad (25)$$

$$Z_2 = \frac{R_3(\alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3)}{s^2(\alpha_1 + C_1 C_2 R_1 R_3 R_{21} + C_1 C_2 R_1 R_3 R_{22}) + s(\alpha_2 + R_1 R_3 C_2 + R_{21} R_3 C_2) + \alpha_3} \quad (26)$$

$$Z_3 = \frac{\alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3}{s^2(C_1 C_2 R_{21} R_{22}) + s(C_1 R_{21} + C_1 R_{22}) + 1} \quad (27)$$

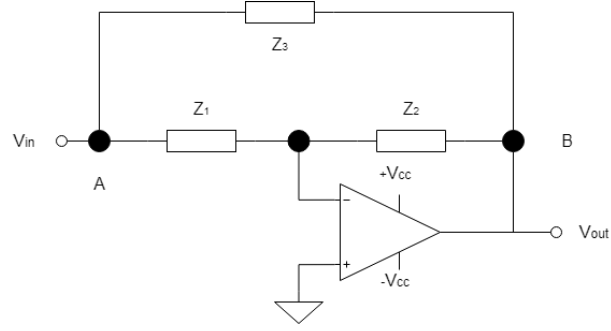


Figura 56: Circuito simplificado

Considerando las siguientes constantes:

$$\alpha_1 = C_1 C_2 R_1^2 R_{21} + C_1 C_2 R_1^2 R_{22} + 2C_1 C_2 R_1 R_{21} R_{22} \quad (28)$$

$$\alpha_2 = 2C_1 R_1 R_{21} + 2C_1 R_1 R_{22} + R_1^2 C_2 + R_1 R_{21} C_2 + R_1 R_{22} C_2 + R_{21} R_{22} C_2 \quad (29)$$

$$\alpha_3 = 2R_1 + R_{21} + R_{22} \quad (30)$$

Aplicando las expresiones obtenidas al principio de la sección en [??] y [??], se pueden simplificar las ecuaciones [??], [??] y [??] como:

$$\alpha_1 = C_1 C_2 R_1^2 R_2 + 2C_1 C_2 R_1 R_2^2 (L - L^2) \quad (31)$$

$$\alpha_2 = 2C_1 R_1 R_2 + R_1^2 C_2 + R_1 R_2 C_2 + R_2^2 (L - L^2) C_2 \quad (32)$$

$$\alpha_3 = 2R_1 + R_2 \quad (33)$$

Por otro lado, utilizando las mismas expresiones se pueden simplificar las ecuaciones [??], [??] y [??] como:

$$Z_1 = \frac{R_3(\alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3)}{s^2(\alpha_1 + C_1 C_2 R_1 R_3 R_2) + s(\alpha_2 + R_1 R_3 C_2 + R_{22} R_3 C_2) + \alpha_3} \quad (34)$$

$$Z_2 = \frac{R_3(\alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3)}{s^2(\alpha_1 + C_1 C_2 R_1 R_3 R_2) + s(\alpha_2 + R_1 R_3 C_2 + R_{21} R_3 C_2) + \alpha_3} \quad (35)$$

$$Z_3 = \frac{\alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3}{s^2(C_1 C_2 R_2^2 (L - L^2)) + s(C_1 R_2) + 1} \quad (36)$$

A continuación, se realizarán dos análisis para obtener la función transferencia del circuito. La primera considerando un amplificador operacional ideal que implica las siguientes condiciones:

- $A_0 = \infty$
- $r_{in} = \infty$
- $r_o = 0$

De esta manera, se puede considerar una tierra virtual en la salida inversora del *opamp*, obteniéndose la siguiente transferencia:

$$H_I(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (37)$$

Por otro lado, se analiza el caso de un *opamp* no ideal, que implica las siguientes condiciones:

- $A = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{w_p}\right)} \neq \infty$
- $r_{in} \neq \infty$
- $r_o \neq 0$

Este caso, al considerar menos aproximaciones, implica una mayor correlación con el funcionamiento empírico del circuito. Es necesario también utilizar las siguientes expresiones:

$$V_{out} = A(V^+ - V^-) \quad (38)$$

$$V^+ = 0 \quad (39)$$

$$V^- = V_{in} - I_1 Z_1 \quad (40)$$

$$|I_1| = \frac{V^-}{Z_{inp}} + \frac{V^- - V_{out}}{Z_2} \quad (41)$$

El circuito representado por dichas ecuaciones se puede apreciar en la figura [??].



Figura 57: Circuito resultante sin aproximaciones

Finalmente, de las ecuaciones presentadas se puede despejar la transferencia no ideal del sistema como:

$$H_{NI}(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_0 w}{Z_1 Y s + w(Z_1 Y - A_0 \frac{Z_1}{Z_2})} \quad (42)$$

Donde Y está dado por:

$$Y = \frac{1}{Z_{in}} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \quad (43)$$

A partir de [??] es posible llegar a [??] considerando:

$$\lim_{A_0 \rightarrow \infty} H_{NI}(s) = H_I(s) \quad (44)$$

Por ende, se considera la transferencia ideal para seguir despejando.

$$H_I(s) = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{s^2(\alpha_1 + C_1C_2R_1R_3R_2) + s(\alpha_2 + R_1R_3C_2 + R_{22}R_3C_2) + \alpha_3}{s^2(\alpha_1 + C_1C_2R_1R_3R_2) + s(\alpha_2 + R_1R_3C_2 + R_{21}R_3C_2) + \alpha_3} \quad (45)$$

Por otro lado, con el fin de simplificar la transferencia obtenida se aplican las siguientes condiciones de diseño sobre la ecuación [??].

$$R_3 \gg R_1 \quad \wedge \quad R_3 = 10R_2 \quad \wedge \quad C_1 = 10C_2 \quad (46)$$

Obteniéndose:

$$H(s) = -\frac{\alpha_1' s^2 + \alpha_2' s + \alpha_3}{\alpha_1' s^2 + \alpha_2'' s + \alpha_3} \quad (47)$$

Donde las constantes están representadas por:

$$\alpha_1' \approx 20C_2^2 R_1 R_2^2 (L - L^2) + 100C_2^2 R_1 R_2^2 \quad (48)$$

$$\alpha_2' \approx 31C_2 R_1 R_2 + C_2 R_2^2 (10 - 9L - L^2) \quad (49)$$

$$\alpha_2'' \approx 31C_2 R_1 R_2 + C_2 R_2^2 (11L - L^2) \quad (50)$$

Considerando la ecuación [??], busco su variante normalizada para hallar la frecuencia de corte.

$$H(s) = -\frac{s^2 \left(\frac{\alpha_1'}{\alpha_3} \right) + s \left(\frac{\alpha_2'}{\alpha_3} \right) + 1}{s^2 \left(\frac{\alpha_1'}{\alpha_3} \right) + s \left(\frac{\alpha_2''}{\alpha_3} \right) + 1} \quad (51)$$

De [??] se puede despejar la frecuencia de corte del circuito dada por:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_3}{\alpha_1'}} \quad (52)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\alpha_3}{\alpha_1'}} \quad (53)$$

Reemplazando [??] y [??] en [??], se obtiene:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{2R_1 + R_2}{20C_2^2 R_1 R_2^2 (L(1 - L)) + 100R_1 R_2^2 C_2^2}} \quad (54)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} \sqrt{\frac{2 + \frac{R_2}{R_1}}{20L(1 - L) + 10}} \quad (55)$$

Considerando $10 \gg 20L(1 - L)$, se obtiene la expresión propuesta por la cátedra.

$$f_0 \approx \frac{\sqrt{2 + \frac{R_2}{R_1}}}{20\pi C_2 R_2} \quad (56)$$

Para finalizar el análisis se puede tomar la frecuencia de corte hallada y reemplazarla en el módulo de la función transferencia. De esta manera, tomando los valores extremos para L se pueden obtener las cotas para dicha función, dadas por la ecuación [??].

$$\frac{3R_1}{3R_1 + R_2} \leq A_0 \leq \frac{3R_1 + R_2}{3R_1} \quad (57)$$

4.3. Elección de componentes

Para obtener una mejor simulación usamos 3 frecuencias debido a que el controlador de tonos debería usar frecuencias dentro del espectro audible para el oído humano, esto es en el rango de entre 20Hz y 20kHz, por lo que se debería predecir 3 valores de componentes para distintas frecuencias. Para frecuencias bajas donde están los sonidos graves que están entre los 20Hz y 100Hz, para frecuencias medias donde se encuentran la una gran cantidad de sonidos musicales que están entre 400Hz y 900Hz, y para las frecuencias altas donde se encuentran los sonidos agudos suponemos un límite frecuencia ya que aunque el oído humano detecte hasta señales de 20kHz los sonidos que están por encima de los 5kHz ya no pertenecen a los generados por instrumentos musicales por lo que si suponemos un límite para nuestro circuito bien podría rondar entre los 5kHz y los 8kHz. Para poder elegir los componentes y mantener la relaciones de simplificación ($C_1 = 10.C_2$ y $R_3 = 10.R_2$) tuvimos en cuenta que en el mercado solo hay valores nominales, por lo cual la elección se debía hacer en base a los componentes que se venden y no a lo que teóricamente queremos. El componente más determinante es el potenciómetro R_2 el cual tiene valores de venta mas restringidos, por ese mismo motivo utilizamos un potenciómetro de $10k\Omega$ y optamos por una relación de $R_2 = 10.R_2$ dándonos una resistencia de $R_1 = 1k\Omega$. Luego buscamos mediante la ecuación ?? valores de C_2 para frecuencias bajas, medias y altas (50Hz, 500Hz y 5kHz aproximadamente). Los valores de C_2 fueron los siguientes:

Frecuencia deseada	C_2 deseado	C_2 comercial	Frecuencia obtenida
50Hz	110nF	100nF	55Hz
500Hz	11nF	10nF	551Hz
5kHz	1.1nF	1nF	5.5kHz

De los valores ya obtenidos a elección de R_2 y C_2 se calcularon las demás componentes con sus respectivas relaciones, siendo entonces la siguiente elección de componentes para las distintas frecuencias:

Frecuencia	C_2	C_1	R_1	R_2	R_3
55Hz	100nF	$1\mu F$	$1k\Omega$	$10k\Omega$	$100k\Omega$
551Hz	10nF	100nF	$1k\Omega$	$10k\Omega$	$100k\Omega$
5.5kHz	1nF	10nF	$1k\Omega$	$10k\Omega$	$100k\Omega$


A TENER EN CUENTA: Para tener mejores resultados en el circuito se debería usar tecnología SMD, que es tecnología de montaje superficial, ya que esta tecnología permite tener componentes resistivos con tolerancias de 1 % y capacitivos con 5 % logrando en la práctica mejores resultados.

4.4. Simulaciones

Para las simulaciones se tuvo en cuenta que la posición del potenciómetro es lo que genera más variación sobre la transferencia en las distintas frecuencias, por lo que se mostrará las distintas simulaciones en posición de $L=1$ (donde R_2 es máximo), $L=0.5$ (donde $R_{21} = R_{22}$) y con $L=0$ (donde R_2 es mínimo) como casos extremos de cada frecuencia.


4.4.1. Frecuencias bajas

A continuación mostraremos las amplitudes en dB con los distintos valores de L simulados y teóricos. La frecuencia f_0 es de 55Hz.



../Ejercicio4-EcualizadorDeFase/Informe/lowFrecL000Mag.png

Figura 58: Magnitud en dB con $L=0$



../Ejercicio4-EcualizadorDeFase/Informe/lowFrecL050Mag.png

Figura 59: Magnitud en dB con $L=0.5$

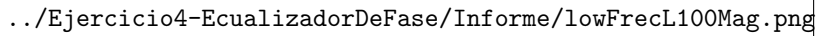


Figura 60: Magnitud en dB con $L=1$

Ahora mostraremos las fases con los distintos valores de L simulados y teóricos.

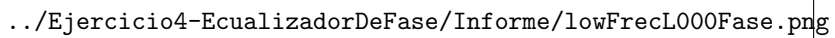
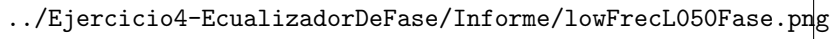
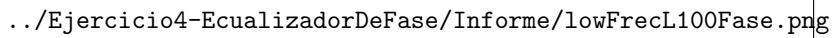


Figura 61: Fase en grados con $L=0$



../Ejercicio4-EcualizadorDeFase/Informe/lowFrecL050Fase.png

Figura 62: Fase en grados con $L=0.5$



../Ejercicio4-EcualizadorDeFase/Informe/lowFrecL100Fase.png

Figura 63: Fase en grados con $L=1$

4.4.2. Frecuencias medias

A continuación mostraremos las amplitudes en dB con los distintos valores de L simulados y teóricos. La frecuencia f_0 es de 551Hz.

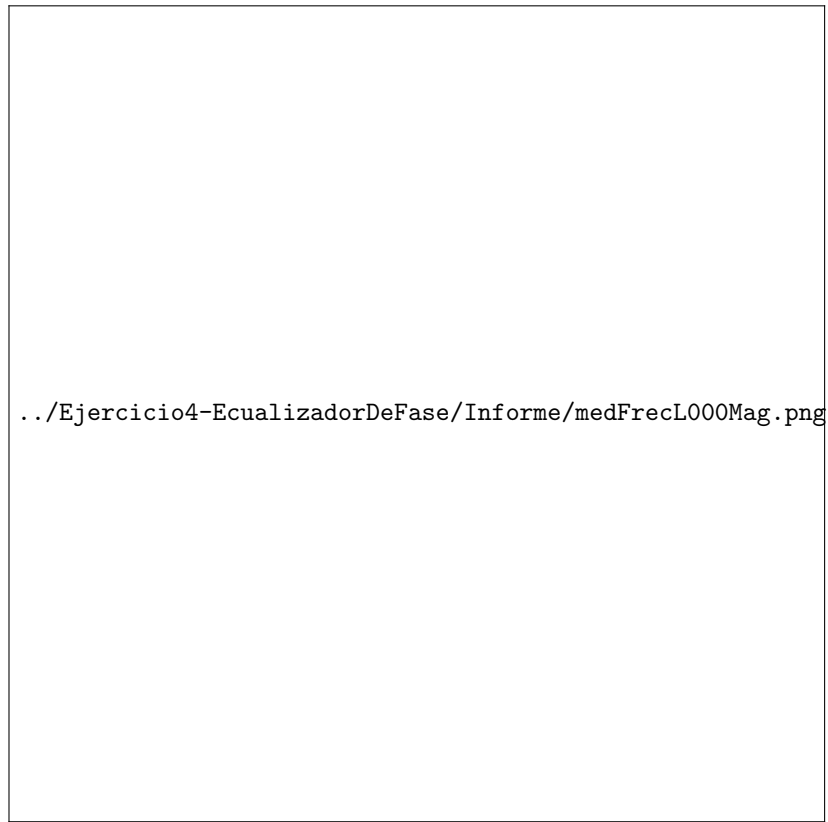




Figura 64: Magnitud en dB con L=0



../Ejercicio4-EcualizadorDeFase/Informe/medFrecL050Mag.png


Figura 65: Magnitud en dB con $L=0.5$



../Ejercicio4-EcualizadorDeFase/Informe/medFrecL100Mag.png


Figura 66: Magnitud en dB con $L=1$

Ahora mostraremos las fases con los distintos valores de L simulados y teóricos.



../Ejercicio4-EcualizadorDeFase/Informe/medFrecL000Fase.png

Figura 67: Fase en grados con $L=0$




../Ejercicio4-EcualizadorDeFase/Informe/medFrecL050Fase.png

Figura 68: Fase en grados con $L=0.5$

Figura 69: Fase en grados con $L=1$


4.4.3. Frecuencias altas

A continuación mostraremos las amplitudes en dB con los distintos valores de L simulados y teóricos. La frecuencia f_0 es de 5.5kHz.




../Ejercicio4-EcualizadorDeFase/Informe/highFrecL000Mag.png

Figura 70: Magnitud en dB con $L=0$



../Ejercicio4-EcualizadorDeFase/Informe/highFrecL050Mag.png


Figura 71: Magnitud en dB con $L=0.5$



../Ejercicio4-EcualizadorDeFase/Informe/highFrecL100Mag.png


Figura 72: Magnitud en dB con $L=1$

Ahora mostraremos las fases con los distintos valores de L simulados y teóricos.




../Ejercicio4-EcualizadorDeFase/Informe/highFrecL000Fase.png

Figura 73: Fase en grados con $L=0$



../Ejercicio4-EcualizadorDeFase/Informe/highFrecL050Fase.png

Figura 74: Fase en grados con $L=0.5$



../Ejercicio4-EcualizadorDeFase/Informe/highFrecL100Fase.png

Figura 75: Fase en grados con $L=1$